Et si on parlait : «TUBES»

1 ÈRE PARTIE

REMONTONS EN ARRIÈRE VOULEZ VOUS ?

Il y a trente ans, dans les années 70, les marchands de Hi-Fi bradaient les derniers stocks d'amplificateurs à tubes qui traînaient sur leurs étagères. Les Mc Intosh, Leak et autres Quad étaient largués à des prix défiant toute concurrence à quelques attardés mentaux, dont je faisais partie, sous l'œil goguenard et attristé des vendeurs qui ne juraient plus que par le «All Solid State» en bon français le «Tout transistor».

Parallèlement, les mêmes attardés mentaux (voir plus haut), pour rendre service, débarrassèrent les fabricants et les marchands de composants des piles de cartons pleins de tubes qui les encombraient et qui ne serviraient plus à rien.

Après plus d'un demi siècle de bons et loyaux services, le tube électronique connu sa traversée du désert, elle devait durer près de vingt ans. Quelques dinosaures qui s'appelaient Audio Research, Conrad Johnson, Michaelson/Austin, Jadis, et quelques autres s'accrochèrent au tube. Mais il faut bien l'avouer ils n'intéressaient plus grand monde à l'exception de certains initiés que l'on traitait avec mépris de «nostalgiques passéistes». Nous autres, les aficionados, nous continuâmes telle une société secrète à œuvrer en catimini dans nos laboratoires planqués. Car le tube avait encore beaucoup de choses à dire, nous en étions convaincus. Le prix du composant de base, le tube, ne valant plus tripette on pouvait donc expérimenter sans se ruiner et les résultats furent à la hauteur des espérances. Ça marchait rudement bien !...

Revenons aux choses sérieuses voulez-vous ? A l'aube du vingt et unième siècle, on sait que ça marche.

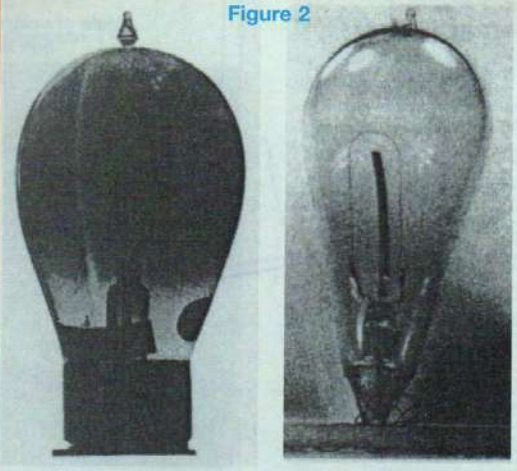
Il faut tout de même rendre à César ce qui est à César et reconnaître que dès les années 50, le matériel professionnel qui

ne connaissait pas les contraintes financières de l'électronique à tubes grand public, avait atteint un niveau de qualité à faire pâlir les trois quart de nos fabrications actuelles. Les recherches nouvelles effectuées en particulier par Bill Johnson avec Audio Research consistèrent à appliquer à l'audio les méthodes utilisées couramment en oscillographie et en informatique dans les années 50.

Aujourd'hui la «tubomania» a envahi le monde de l'audio pour le meilleur et aussi malheureusement pour le pire ! Nous autres, qui étions traités de «paléo-électroniciens» il y a quelques années, sommes souvent attérés de voir certaines «daubes» à tubes qui sont vendues à des prix effarants tout en fonctionnant très mal. La cause ? en dehors de l'opportunisme de certains constructeurs, une méconnaissance évidente du fonctionnement intime de cette petite merveille qu'est le tube. Pour ceux d'entre vous qui ont été nourris à l'électronique des semiconducteurs, vous savez fort bien que si vous vous bornez à appliquer à un transistor ou à un FET les tensions et les courants relevés dans un «Data Book», vous aurez neuf chances sur dix de «pondre» un circuit médiocre... (quant il ne «cramera» pas !). Et bien c'est pareil pour un tube, sauf qu'il est beaucoup plus difficile à occire qu'un transistor.

Bernard Duval et moi même recevons quotidiennement les appels d'amateurs et de professionnels nous demandant de leur recommander le ou les ouvrages traitant à fond et simplement le fonctionnement et la pratique de mise en œuvre des tubes électroniques. A notre grand regret et à l'exception d'ouvrages anciens difficiles à dénicher, il en existe fort peu en langue française (aux USA les rééditions sont abondantes depuis une dizaine d'années, pas chez nous). C'est ce qui nous a décidé à nous mettre au travail. Tout au long de cette série d'articles, nous allons nous efforcer d'entrer à fond dans l'intimité du tube électronique qui, pensons nous, est fort mal connu par vous tous, en restant accessible au plus grand nombre.

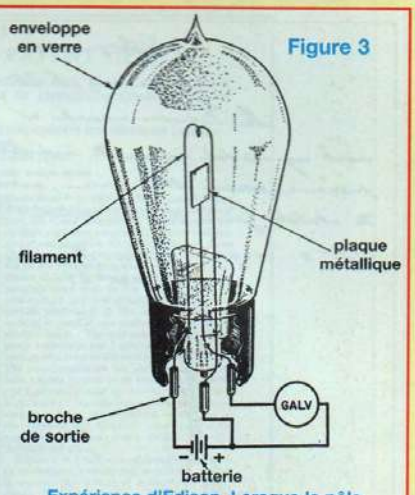
Figure 2



2a : lampe à filament de carbone, noircie

2b : diode d'Edison

Figure 3



Expérience d'Edison. Lorsque le pôle + de la batterie est réuni à la plaque, le courant traverse le galvanomètre.

Que les spécialistes et les mathématiciens ne nous en tiennent pas rigueur, nous avons voulu éviter les longs développements théoriques et mathématiques qui, bien qu'étant passionnant, n'apporteraient que confusion dans l'esprit du lecteur. Nous resterons cependant rigoureux et ceux d'entre vous qui désireraient des compléments d'informations pourront se reporter à la bibliographie que nous leur communiquerons avec plaisir.

Assez parlé maintenant et entrons dans le vif du sujet en commençant par le début.

L'EFFET EDISON

Nous sommes en 1879 (comme le temps passe !) Edison après moultes péripéties vient de mettre au point la lampe à incandescence.

Il a tout découvert : la nécessité de faire le vide dans l'ampoule, surtout le filament en carbone pur et ça marche ! Sauf qu'au bout de quelques heures de fonctionnement, l'ampoule s'obscurcit. Un fin dépôt de carbone se dépose à l'intérieur de la lampe. Mais comment cela est-il possible, puisque l'intérieur de l'ampoule est vide d'air ! On le sait, Edison comme tous les génies était un extraordinaire intuitif. Toujours est-il que ce diable d'homme eut l'idée d'introduire dans l'ampoule en plus du filament une plaque métallique (c'est précisément la constitution de ce que l'on appelle aujourd'hui une diode à vide, **figure 2**). Le carbone se déposant toujours sur le verre, il eut l'idée d'utiliser une batterie et de connecter le pôle positif de cette dernière à la plaque et le pôle négatif au filament. Un galvanomètre connecté dans le circuit indiqua le passage d'un courant. En l'état des connaissances de l'époque, cela était strictement impossible, **figure 3**. En effet, l'espace entre le filament et la plaque métallique représentait physiquement un circuit ouvert, le courant ne pouvait donc pas passer. Edison consigna cependant ses observations dans son carnet de notes et comme il ne perdait jamais le nord, il déposa un brevet car il avait constaté que le courant augmentait avec la température du filament : plus la lampe éclairait, plus le courant augmentait, on pouvait donc utiliser ce phénomène (qui n'avait aucune explication logique à l'époque) pour mesurer la tension aux bornes d'un circuit (8 octobre 1883), **figure 4**.

Il ne le savait pas, mais il avait découvert l'effet thermoïonique que l'on appelle toujours aujourd'hui «L'effet Edison». Mine de rien il avait inventé le premier voltmètre électronique.

L'effet Edison est fondamental, c'est la base du fonctionnement de tous les tubes électroniques à vide, de la plus modeste

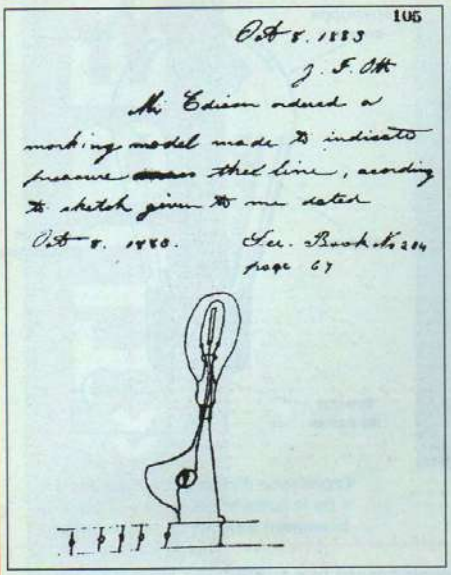
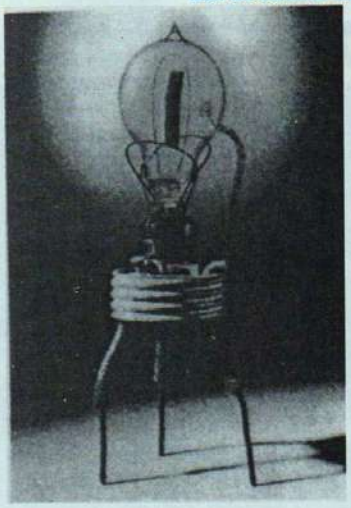


Figure 4 :
Extrait du carnet d'Edison daté du 8 octobre 1883 et décrivant ce que l'on peut considérer comme le premier voltmètre électronique.

Figure 7 :
Toute première valve de Flemming accompagnée de son bon de commande à l'Edison Company.



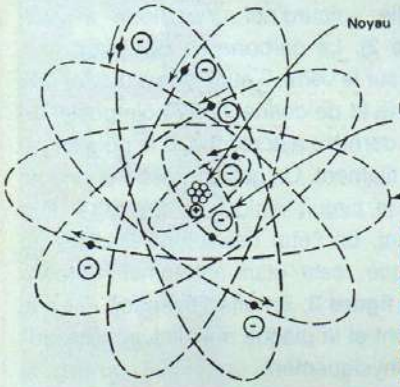
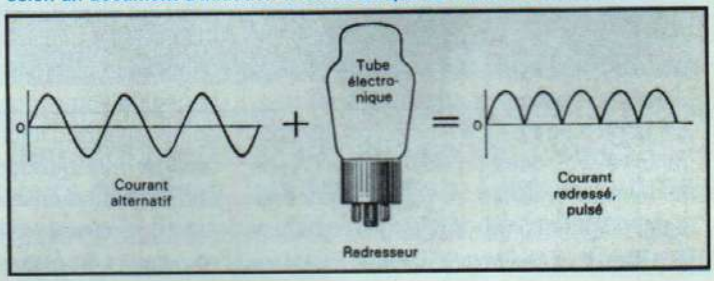


Figure 5
Représentation tridimentionnelle (et très théorique) d'un atome imaginaire. Ce sont les électrons les plus éloignés du noyau central, donc moins soumis à l'attraction de ce dernier, qui seront le plus facilement arrachés de leur orbite.

Figure 6 :
L'art et la manière de transformer un courant alternatif en courant continu, selon un document d'initiation à l'électronique de l'armée américaine en 1952.



diode aux gigantesques tubes d'émission que l'on utilise encore aujourd'hui.

Et pourtant, il faut attendre 1899 pour que le physicien anglais JJ Thomson donne une explication logique en s'appuyant sur les travaux du physicien français Perrin qui vient d'identifier un «grain» d'électricité négative.

Thomson l'inclut dans sa représentation de l'atome et baptise cette petite particule d'électricité négative «électron».

Brièvement, cette théorie considère la matière comme étant composée de toutes petites particules individuelles chargées négativement et appelées «électrons». Elles gravitent autour d'un noyau central formé de particules positives appelées protons, telles des planètes autour du soleil, **figure 5**. On sait depuis que c'est beaucoup plus compliqué que cela, mais toute l'électronique à tubes repose sur cette théorie. Cette représentation physique de l'atome est la clé d'une bonne compréhension des phénomènes mis en jeu : nous en resterons donc là.

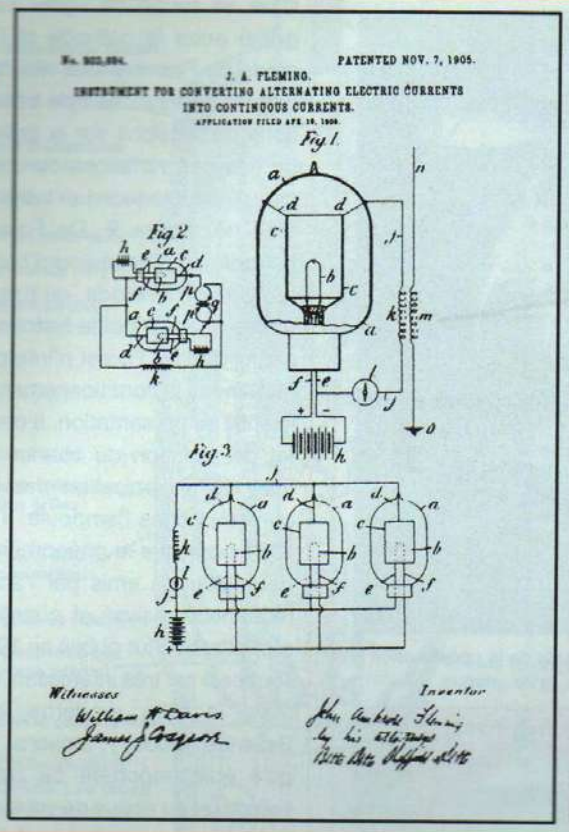
Une fois sa théorie de l'atome bien en main, si j'ose m'exprimer ainsi, Thomson expliqua l'«Effet Edison» de la façon suivante : en chauffant de la matière, on lui apporte de l'énergie, ce qui se traduit à l'échelle moléculaire par une agitation de plus en plus grande des molécules la constituant et à l'échelle atomique des chocs de plus en plus nombreux entre atomes. Certains électrons sont alors éjectés de leur orbite et certains d'entre eux peuvent s'échapper de la matière.

En chauffant le filament de carbone de la lampe d'Edison, les électrons qui se sont libérés de la matière ont été attirés à travers le vide par la plaque chargée positivement.

C'est la base de toute l'électronique à tubes.

En 1904 Fleming en Angleterre fabriqua et breveta ce que l'on peut appeler le premier tube électronique. Armé de la théorie de Thomson et des notes d'Edison qui avait constaté que un inversant la polarité de la pile entre la plaque et le filament, c'est-à-dire en rendant la plaque négative par rapport au filament, le courant ne passait plus, il mit au point le premier redresseur à vide, c'est-à-dire la transformation d'un courant alternatif (en clair : changeant de sens périodiquement) en un courant pulsé de même sens, **figure 6**.

Figure 8 : Brevet de Flemming du 7 novembre 1905.



No. 803,684. PATENTED NOV. 7, 1905.

J. A. FLEMING.

INSTRUMENT FOR CONVERTING ALTERNATING ELECTRIC CURRENTS INTO CONTINUOUS CURRENTS.

APPLICATION FILED APR. 19, 1904.

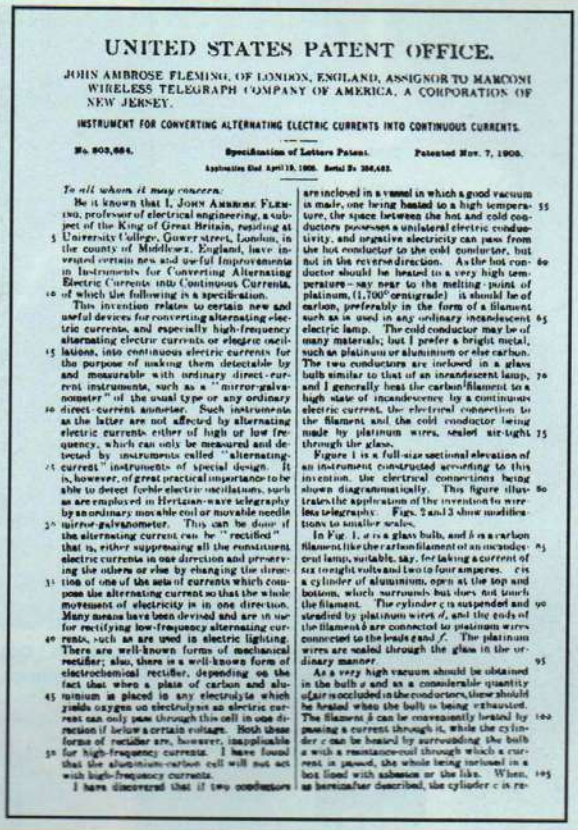
Fig 1.

Fig 2

Fig 3

Witnesses

Inventor



UNITED STATES PATENT OFFICE.

JOHN AMBROSE FLEMING, OF LONDON, ENGLAND, ASSIGNOR TO MARCONI WIRELESS TELEGRAPH COMPANY OF AMERICA, A CORPORATION OF NEW JERSEY.

INSTRUMENT FOR CONVERTING ALTERNATING ELECTRIC CURRENTS INTO CONTINUOUS CURRENTS.

No. 803,684. Specification of Letters Patent. Patented Nov. 7, 1905.

Application filed April 19, 1904. Serial No. 204,483.

To all whom it may concern:

Be it known that I, JOHN AMBROSE FLEMING, professor of electrical engineering, a subject of the King of Great Britain, residing at University College, Gower street, London, in the county of Middlesex, England, have invented certain new and useful Improvements in Instruments for Converting Alternating Electric Currents into Continuous Currents, of which the following is a specification.

This invention relates to certain new and useful devices for converting alternating electric currents, and especially high-frequency alternating electric currents or electric oscillations, into continuous electric currents for the purpose of making them detectable by and measurable with ordinary direct-current instruments, such as a "mirror-galvanometer" of the usual type or any ordinary direct-current ammeter. Such instruments as the latter are not affected by alternating electric currents either of high or low frequency, which can only be measured and detected by instruments called "alternating-current" instruments of special design. It is, however, of great practical importance to be able to detect feeble electric oscillations, such as are employed in Hertzian-wave telegraphy by an ordinary movable coil or movable needle mirror-galvanometer. This can be done if the alternating current can be "rectified" that is, either suppressing all the constituent electric currents in one direction and preserving the others or else by changing the direction of one of the sets of currents which compose the alternating current so that the whole movement of electricity is in one direction. Many means have been devised and are in use for rectifying low-frequency alternating currents, such as are used in electric lighting. There are well-known forms of mechanical rectifier; also, there is a well-known form of electrochemical rectifier, depending on the fact that when a plate of carbon and aluminium is placed in any electrolyte which yields oxygen on electrolysis an electric current can only pass through this cell in one direction if below a certain voltage. Both these forms of rectifier are, however, inapplicable for high-frequency currents. I have found that the aluminium-carbon cell will not act with high-frequency currents.

I have discovered that if two conductors are inclosed in a vessel in which a good vacuum is made, one being heated to a high temperature, the space between the hot and cold conductors possesses a unilateral electric conductivity, and negative electricity can pass from the hot conductor to the cold conductor, but not in the reverse direction. As the hot conductor should be heated to a very high temperature—say near to the melting-point of platinum, (1,700° centigrade)—it should be of carbon, preferably in the form of a filament such as is used in any ordinary incandescent electric lamp. The cold conductor may be of many materials; but I prefer a bright metal, such as platinum or aluminium or else carbon. The two conductors are inclosed in a glass bulb similar to that of an incandescent lamp, and I generally heat the carbon filament to a high state of incandescency by a continuous electric current, the electrical connection to the filament and the cold conductor being made by platinum wires, sealed air-tight through the glass.

Figure 1 is a full-size sectional elevation of an instrument constructed according to this invention, the electrical connections being shown diagrammatically. This figure illustrates the application of the invention to wireless telegraphy. Figs. 2 and 3 show modifications to smaller scales.

In Fig. 1, *a* is a glass bulb, and *b* is a carbon filament like the carbon filament of an incandescent lamp, suitable, say, for taking a current of six tenths volts and two to four amperes. *c* is a cylinder of aluminium, open at the top and bottom, which surrounds but does not touch the filament. The cylinder *c* is suspended and steadied by platinum wires *d*, and the ends of the filament *b* are connected to platinum wires connected to the leads *g* and *f*. The platinum wires are sealed through the glass in the ordinary manner.

As a very high vacuum should be obtained in the bulb *a* and as a considerable quantity of air is occluded in the conductors, these should be heated when the bulb is being exhausted. The filament *b* can be conveniently heated by passing a current through it, while the cylinder *c* can be heated by surrounding the bulb *a* with a resistance-coil through which a current is passed, the whole being inclosed in a box lined with asbestos or the like. When, as hereinafter described, the cylinder *c* is re-

Fleming avait interprété correctement le phénomène : les électrons chargés négativement sont repoussés par la plaque lorsque celle-ci est négative et attirés par elle lorsque celle-ci est positive. Le courant circule donc toujours dans le même sens, du pôle négatif (le filament appelé aujourd'hui Cathode) vers la plaque (appelée Anode). Ici il faut s'arrêter un instant car c'est une énorme source de confusion pour vous qui êtes habitués à l'électronique à transistors.

DU SENS CONVENTIONNEL ET RÉEL DU COURANT

Attention ! Dans toute l'électronique à tubes, il s'agit d'un déplacement d'électrons, charges négatives d'électricité qui se déplacent du pôle négatif au pôle positif de la source d'alimentation. Le courant se dirige donc toujours du moins vers le plus : c'est le sens **réel** du courant. Quand on lit un schéma d'électronique à tubes, on suit toujours les circuits actifs en partant des cathodes (moins) vers les anodes (plus). Comme le moins est très souvent relié à la masse on part toujours de la masse vers la «plus» haute tension et non l'inverse.

Si vous êtes habitués aux schémas à «semiconducteurs» c'est très perturbant, car dans cette électronique là on utilise le sens «conventionnel» du courant, soit du plus vers le moins, ce qui est physiquement un non sens car ce sont toujours des électrons qui circulent et ces derniers ne changent pas d'opinion comme de chemise : ils sont toujours chargés négativement.

Cette observation simple est rarement signalée. C'est la source de bien des confusions dans l'interprétation des schémas tant à tubes qu'à semiconducteurs. C'est pour cette raison que les électroniciens qui ont l'habitude des tubes parlent de «pure électronique», car dans cette électronique là ce sont les électrons qui sont manipulés, accélérés, bloqués, ralentis et ils se déplacent toujours du moins vers le plus !

Ne pas l'oublier ...

DE LA DIODE DE FLEMING À LA TRIODE DE LEE DE FOREST

Fleming, qui était anglais, baptisa son invention la **valve**, car elle ne laissait passer le courant que dans un seul sens, **figure 7 et figure 8**. Le terme est toujours utilisé aujourd'hui pour désigner une diode de redressement, et c'est le terme général désignant les tubes électroniques en Angleterre. Mais à quoi pouvait bien servir cette invention en 1904 ? Fleming était depuis 1899 Conseiller Technique d'une autre célébrité de l'époque et non des moindres : Giugliemo Marconi. Ce dernier avait mis au point son système de télégraphie sans fil et avait réalisé en 1901 la première liaison télégraphique transatlan-

Figure 9a : Modèle d'Audion (1908/1909)

Figure 9b : Détails de la construction filament, grille, plaque

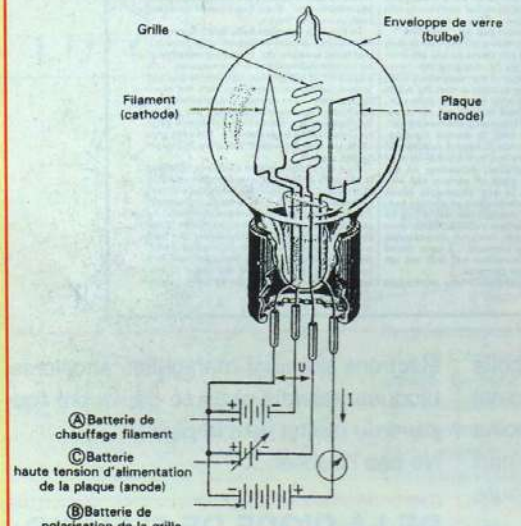
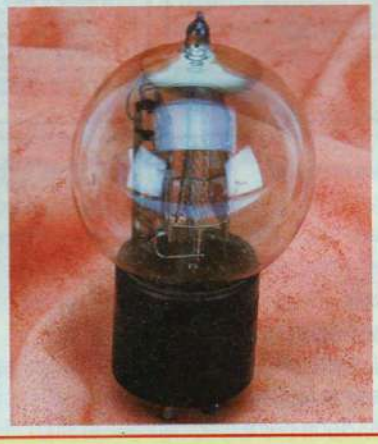


Figure 10 : Représentation schématique d'une triode de De Forest. Une faible variation de la tension entre la grille et le filament entraîne une grande variation du courant.



tique. En 1904, la valve de Fleming arriva à point pour supplanter les cohéreurs et détecteurs à galène imprécis et peu sensibles. Il faut préciser ici que les détecteurs à galène sont des redresseurs à contacts, les ancêtres des systèmes semiconducteurs qui donneront naissance beaucoup plus tard en 1949, aux diodes et transistors que nous connaissons aujourd'hui.

Mais il manquait toujours quelque chose. Pour émettre il n'y avait pas de problèmes majeurs : on utilisait à l'époque d'énormes alternateurs produisant l'énergie nécessaire. Mais à la réception, malgré la valve de Fleming, le problème restait entier dès qu'il fallait recevoir un signal à plusieurs milliers de kilomètres, celui-ci était tellement faible qu'il était souvent inutilisable.

Il manquait un système permettant d'amplifier le signal avant la détection. On avait bien essayé de construire des transformateurs mais les résultats étaient plus que médiocres. C'est ici qu'apparaît celui que l'on appelle «le père de toute l'électronique moderne» : l'américain Lee de Forest. Ce dernier essaya d'agir de différentes manières sur le flux électronique du redresseur de Fleming, jusqu'au jour où il eut l'idée d'introduire un zig-zag métallique en forme de **«gril»** (d'où le terme **grille**) entre la cathode et l'anode de la diode de Fleming. Les résultats dépassèrent les espérances : de très faibles variations de tensions sur la grille entraînaient de grandes variations du courant dans le circuit de plaque. Le tube amplificateur était né, **figure 9**. De Forest le baptisa **«l'Audion»**, c'est aujourd'hui ce que nous appelons une **triode**, ou tube à trois électrodes. Pour la petite histoire, il faut préciser ici que De Forest n'interpréta pas correctement le fonctionnement de l'Audion lors de sa présentation. Il pensait que l'effet de variation du courant de la plaque était dû à l'ionisation des gaz résiduels contenus dans l'ampoule. Il faut attendre 1907 pour que le phénomène de contrôle des électrons émis par l'anode soit correctement analysé et quantifié. Le brevet d'application fut publié en 1908, **figure 10**.

Tout ceci est très intéressant me direz-vous mais le tube moderne, c'est quoi ? Patience, nous y arrivons, mais avouez qu'il était important de parler de l'effet Edison, et au risque de vous déplaire, avant d'entrer dans le vif du sujet, il nous reste quelques questions élémentaires à traiter.

QU'EST CE QU'UN TUBE ÉLECTRONIQUE ET COMMENT ÇA MARCHE ?

Un tube, je suppose que vous en avez tous vu et manipulé.

Vu de l'extérieur c'est une enveloppe en verre (ou en métal).

Elle est terminée par des broches de connexions enfichables sur un support, **figure 11**. Des supports, il y en a de plusieurs sortes en fonction du nombre de broches sortant du culot du tube et auxquelles sont connectées intérieurement les électrodes. Quand le tube fonctionne il chauffe, et bien que certaines publicités insistent sur le rougeoiement du tube, il faut préciser ici que ce n'est pas le filament qui est le principal responsable de la température dégagée par un tube, mais le courant qui le traverse et qui échauffe l'anode. Certains tubes sont

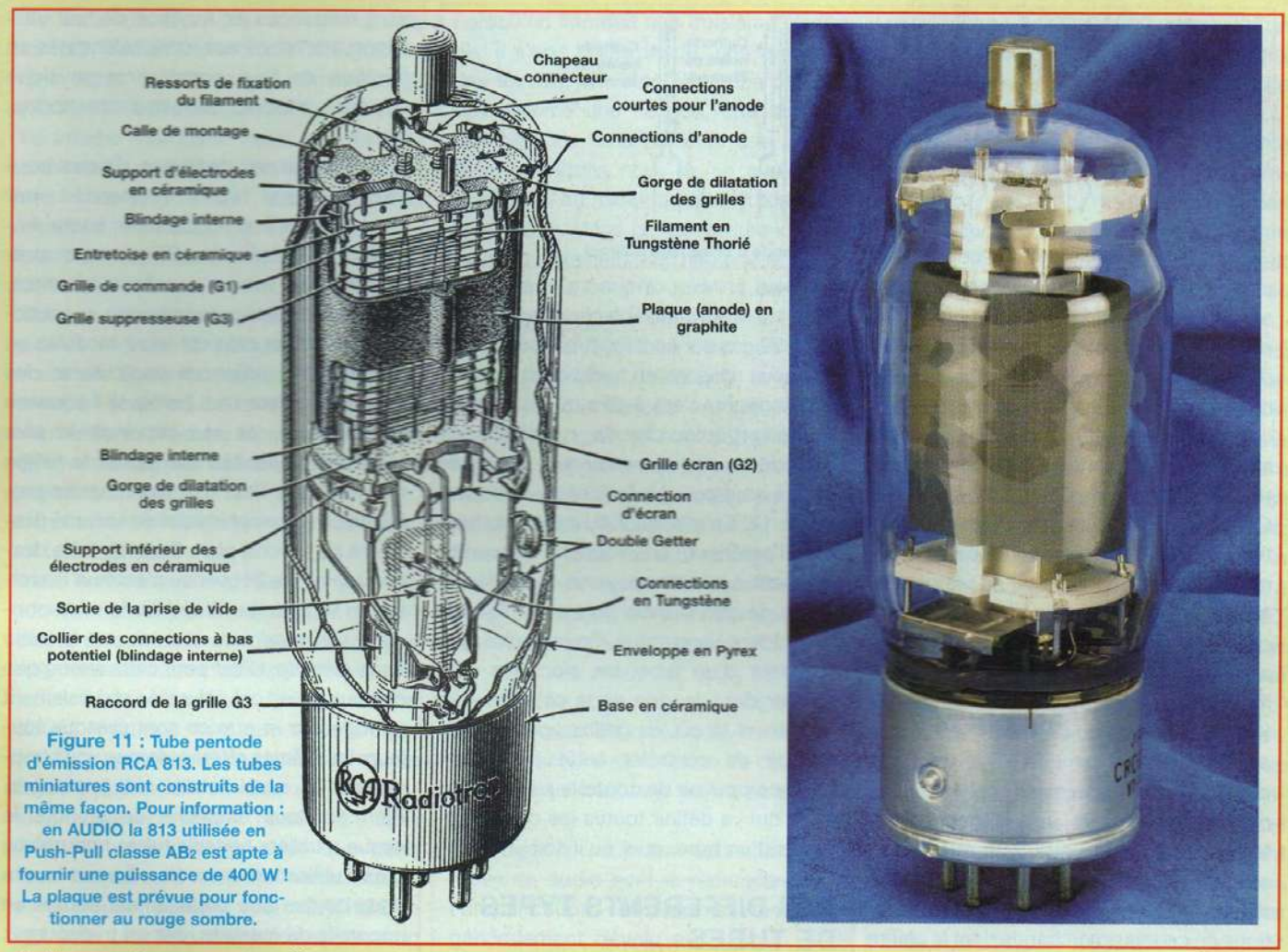


Figure 11 : Tube pentode d'émission RCA 813. Les tubes miniatures sont construits de la même façon. Pour information : en AUDIO la 813 utilisée en Push-Pull classe AB_2 est apte à fournir une puissance de 400 W ! La plaque est prévue pour fonctionner au rouge sombre.

d'ailleurs prévus pour travailler avec de très hautes températures d'anodes, c'est le cas de beaucoup de tubes de puissance et de tous les tubes d'émission.

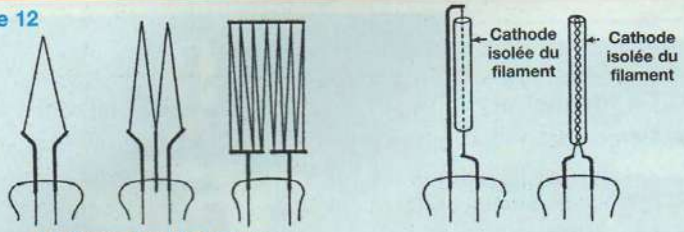
La triode 845 utilisée aujourd'hui en audio par certains amateurs et bien en dessous de ses possibilités de dissipation est prévue pour fonctionner avec son anode en graphite, portée au «rouge sombre» ! Ceci précisé, il faut bien admettre que le courant consommé pour chauffer la cathode du tube par l'intermédiaire du filament l'est en pure perte et qu'on se passerait bien de ce dégagement de chaleur purement gratuit.

C'est l'un des inconvénients qui a fait abandonner l'utilisation des tubes dans la majorité des cas. Il faut savoir qu'un ordinateur à tubes ou un central téléphonique utilisait, dans les années 60, plusieurs dizaines de milliers de tubes. La chaleur dégagée était telle qu'une panne dans le système de climatisation mettait hors service toute l'installation en moins de 30 secondes !

IBM et la NASA en savent quelque chose ! Je vois ici bondir les jeunes générations : des ordinateurs à tubes ? Eh oui ! Il faut que vous sachiez que tous les circuits complexes que nous utilisons aujourd'hui ont été mis au point et fonctionnaient parfaitement dès la fin de la deuxième guerre mondiale, y compris l'échantillonnage, la numérisation des signaux, les convertisseurs analogiques/ numériques etc... La technologie d'aujourd'hui est un simple transfert de circuits et de principes appliqués aux semi conducteurs et miniaturisés à l'extrême, mais ceci est une autre histoire. Revenons aux tubes et à leur «chauffage».

Cet inconvénient majeur pour beaucoup d'applications est un atout fantastique pour la reproduction du son. En effet, par essence même, un tube est insensible aux variations de température contrairement à son petit frère à semiconducteur qui voit ses caractéristiques changer au rythme des variations de sa température, et pire, sa température varier au rythme du signal qu'il doit amplifier (d'où la tentative de faire fonctionner un push-pull à transistors en classe A, afin que sa température soit maximale). Le tube, lui, garde une température constante, la sienne. Une fois que ses points de fonctionnement on été fixés, il ne bouge plus (hors de son vieillisse-

Figure 12



Le filament est la cathode (cathode à chauffage direct)

Cathode à chauffage indirect

ment inéluctable, dû à l'épuisement émissif d'électrons de la cathode, qui ne se produira qu'au bout de plusieurs milliers d'heures). Les circuits associés au tube n'ont qu'à traiter le signal sans se préoccuper des variations de la température, ils seront donc relativement simples et réduits au minimum. Autre point à signaler. Contrairement aux circuits à semi conducteurs qui demandent un temps relativement long pour se stabiliser en température, les tubes eux sont opérationnels dès que la cathode chauffée par le filament a atteint sa température optimale, soit environ 60 secondes après l'allumage. Il ne faut pas oublier qu'un tube n'est qu'un assemblage mécanique. S'il est bien construit ses dimensions géométriques resteront identiques qu'elle que soit la température, c'est pour cette raison qu'il est inutile de laisser sous tension un appareil à tubes non utilisé, malgré les affirmations de certains marchands dont le chiffre d'affaire est directement proportionnel au nombre de tubes vendus ! Car contrairement à un transistor, dès qu'un tube débite, il s'use, lentement mais sûrement !

A l'intérieur de l'enveloppe que va-t'on trouver ?

Tout d'abord un vide d'air le plus parfait possible. Les techniques du vide sont parfaitement maîtrisées depuis les années 40. Ensuite, effet Edison oblige, un filament de chauffage qui va servir de cathode émissive d'électrons dans le cas d'un tube à chauffage direct, c'est le cas des tubes anciens dont certains comme la 300B ou la 2A3 encore utilisés aujourd'hui, ou des tubes d'émission a filament en Thungstène Torié (nous verrons cela plus tard). Certains tubes miniatures destinés aux postes «batterie» à la mode dans les années cinquante et alimentés sous 1,5 V sont aussi à chauffage direct. Dans 99 cas sur cent les tubes modernes que nous utilisons en audio sont à chauffage indirect, c'est-à-dire qu'un filament qui ne sert qu'au chauffage, chauffe une cathode en nickel, recouverte de terres rares à haut pouvoir émissif en électrons, **figure 12**. En avançant du centre du tube vers l'extérieur, on trouvera concentriquement à la cathode, une ou plusieurs grilles de commande puis enfin l'anode qui entoure l'ensemble. On peut dire qu'à l'intérieur d'un tube, les électrons vont circuler dans le vide de la cathode vers l'anode et là où les grilles vont avoir le pouvoir de contrôler cette circulation. C'est ce pouvoir de contrôle sur les électrons qui va définir toutes les caractéristiques d'un tube, quel qu'il soit.

DES DIFFÉRENTS TYPES DE TUBES

Il existe des milliers de tubes électroniques et des milliers de références. Or, tout tube électronique est capable d'assurer trois fonctions de base (à l'exception de la diode qui n'assure que la fonction de redressement).

Ces trois fonctions sont : le redressement, l'amplification, l'oscillation.

Dans notre études nous nous cantonnerons aux deux premiers cas, notre but étant d'initier nos lecteurs à l'utilisation des tubes en vue des applications audio. Les oscillateurs sortent du cadre de cette étude, notre but en audio étant plutôt d'éviter les oscillations parasites que d'en créer !

Ce qu'il est important de savoir c'est que contrairement aux semiconducteurs qui sont référencés en fonction de leur utilisation, les tubes eux, sont référencés en fonction de leur constitution physique (diodes, triodes, tétrodes, pentodes, etc...).

Ne vous étonnez donc pas si vous trouvez certains tubes référencés par exemple comme «oscillateur haute fréquence» utilisés en BF comme préamplificateur avec d'excellents résultats. La raison en est la suivante : les constructeurs de tubes créaient leurs modèles en fonction des exigences particulières des utilisateurs. Pour un tube haute fréquence par exemple, ce qui importait le plus c'était les capacités internes et le temps de transit des électrons, alors que les problèmes de microphonie et de linéarité passaient au second plan. Dans un tube destiné à la basse fréquence c'est tout l'inverse, on va chercher à réduire la microphonie à son maximum et avoir une linéarité quasi parfaite. C'est pour cette raison que certains tubes ont été créés spécialement pour l'audio et que ce sont presque toujours les mêmes références que vous trouvez sur la quasi totalité des montages. Rien ne vous empêche de prendre le risque d'utiliser certains tubes non prévus pour l'utilisation en audio ; il vous faudra dans ce cas être parfaitement équipé en appareils de mesures, car un tri rigoureux sera dans neuf cas sur dix absolument nécessaire. Un exemple parmi d'autres, le tube 6DJ8/ECC88 et son équivalent industriel 6922 qui est utilisé dans la presque totalité des amplis et préamplis Audio Research. Ce tube prévu à l'origine pour l'utilisation en UHF (ultra haute fréquence) en télévision donne des résultats époustouflants en BF au prix d'un tri drastique, 50 % (oui vous avez bien lu) de ces tubes sont inutilisables en BF car terriblement microphoniques. Si vous vous attaquez à un montage avec ce type de tubes, il va falloir vous résoudre à en jeter 50 % à la poubelle. Mais avec ceux qui restent c'est le nirvana !

On rencontre le même problème avec les triodes de puissance prévues pour les alimentations stabilisées qui sont à la mode

sur les amplis dits «OTL» en bon français «SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE». Ces tubes au demeurant remarquables (6C33, 6080, 6336) car ayant une résistance interne très faible (nous verrons cela plus tard) présentent malheureusement des dispersions de caractéristiques énormes ; leur débit peut passer allègrement du simple au double au même point de fonctionnement.

Dans une alimentation stabilisée cela n'a pas la moindre importance, car justement on ajuste le point de fonctionnement en fonction de la tension que l'on veut obtenir. Mais équilibrer un circuit en BF avec ces types de tubes est extrêmement complexe.

Ici aussi un tri drastique est nécessaire, et fort coûteux !

Mais revenons aux différents types de tubes, nous ne parlerons pas des cellules photo-électriques, des tubes à gaz, ni des tubes à cathode froide (eh oui cela existe !), ni des Ignitrons, Phantastrons et autres Klystrons, tout ceci nous emmènerait trop loin et ne présente qu'un faible intérêt pour l'amateur ou le professionnel passionné par l'audio. Ce qu'il faut cependant savoir c'est que dans tous les tubes à vide que nous utiliserons, vous trouverez une «**CATHODE**» qui sera chauffée indirectement par un filament (chauffage indirect) ou portée à incandescence (chauffage direct), afin d'éjecter les électrons qui seront attirés par l'électrode collectrice principale nommée «**ANODE**».

On appelle aussi cette électrode : «**LA PLAQUE**» réminiscence des premiers tubes dont l'Audion de De Forest où les électrodes étaient planes et alignées sur le même plan et non pas concentriques comme les tubes modernes.

Dans cette disposition simple c'est un tube à deux électrodes appelé «DIODE» et sur lequel nous nous sommes déjà étendus longuement et sur lequel nous reviendrons, car de la compréhension de son fonctionnement réel dépend la compréhension de «**TOUTE**» l'électronique à tubes.

Lorsqu'on introduit une troisième électrode, il s'agit d'une triode, une quatrième une tétrode, une cinquième une pentode, une sixième une hexode, une septième une heptode, une huitième une octode. Stop ! Arrêtons nous là, en audio vous n'utiliserez au mieux que la pentode (cinq électrodes). Dans la TSF de grand-mère, vous trouverez hexode, heptode et parfois octode mais là on a quitté la basse fréquence et c'est une autre histoire !

Ce qu'il vous faut savoir c'est que le symbole international utilisé pour le cathode est «**K**», pour l'anode «**A**» et pour les autres électrodes qui sont des grilles (pas toujours mais on les appelle grille tout de même), elles sont numérotées en partant de la cathode : **G1, G2, G3**, etc...

Lorsque le tube est à chauffage indirect le filament est repéré «**F**», dans un tube à chauffage direct, le filament et la cathode étant confondus il est repéré «**K**».

Sur tous les schémas, dans le cas de tubes à chauffage indirect (dans la majorité des cas), on omet souvent les filaments, car hors sa fonction de chauffage il n'intervient pas dans les traitements du signal.

Les deux principales utilisations des tubes en audio sont le redressement et l'amplification. Le redressement est généralement dévolu aux diodes, mais une triode ou tout autre type de tube peut être utilisé comme redresseur, c'est-à-dire transformer un courant alternatif tel qu'il est fourni par exemple par le secteur à votre amplificateur, en courant continu. Ce terme est impropre car **à la sortie du redresseur le courant est pulsé**. Les anglo saxons utilisent le terme «Direct Current» ou «d.c» c'est-à-dire courant allant dans le même sens, ce qui est plus proche de la réalité.

Cette tension redressée peut prendre la valeur d'une fraction de volt (cas de la diode de détection dans un poste de radio, ou du détecteur dans un expanseur ou compresseur de dynamique en audio) jusqu'à plusieurs milliers de volts (cas de la valve d'un amplificateur 250 à 1 000 volts, diode très haute tension d'un oscilloscope 3 000 à 8000 volts ou d'un téléviseur 15 000 à 50 000 volts). Tout va dépendre de la constitution physique de la valve ou diode de redressement.

La seconde fonction la plus importante des tubes électroniques en audio est l'amplification (seule la diode ne peut pas amplifier). C'est-à-dire qu'un signal d'une fraction de volt en entrée (sur la grille) peut prendre à la sortie du tube une valeur de plusieurs dizaines de fois celui d'entrée.

Stop ! Arrêtons nous un instant car ceci est fondamental : «**un tube électronique amplificateur» est toujours commandé par une tension** et n'emprunte aucune énergie à la source (sauf cas particuliers que nous étudierons plus tard). Pour les lecteurs habitués aux transistors, ceci est très perturbant. Il vous faut oublier la notion de gain en courant, vous pouvez à la rigueur comparer un tube à un FET (avec circonspection) mais en aucun cas à un transistor. La meilleure solution est d'oublier complètement les semiconducteurs lorsque vous raisonnerez «tube». Je sais que cela n'est pas facile. Si vous nous suivez dans cette étude vous comprendrez vite que l'électronique à tube met en œuvre des principes totalement différents de l'électronique à semi conducteurs, hors les lois de base des circuits électriques élémentaires. Mais ne brûlons pas les étapes, pour l'instant dites vous qu'**un tube électronique amplificateur fonctionne comme une sorte de loupe** qui grossirait le signal sans l'altérer (du moins en principe).

Dans le prochain numéro nous aborderons ensemble l'étude complète de l'émission thermoïonique et le tube le plus élémentaire de tous : la diode. Je sens que vous piaffez d'impatience, mais sachez que si vous assimilez correctement le fonctionnement de la diode, vous pourrez sans complexes aborder la triode et les tubes multi électrodes sans faire de grossières erreurs car tout n'est pas simple dans l'existence de l'électron voyageur.

A bientôt...
Rinaldo Bassi

Et si on parlait : «TUBES»

2 ÈME PARTIE

REMONTONS EN ARRIÈRE LA CLÉ DE L'ÉLECTRONIQUE À TUBES ?

Il y a ceux qui nous ont suivis en lisant la première partie de cette saga du tube électronique, et puis il y a ceux qui sont impatients et qui ont hâte d'attaquer la construction de leur ampli de puissance sans trop attendre et pour qui Edison, Lee de Forest et autres Fleming appartiennent à une époque lointaine dont on se passerait bien !

Erreur les amis, c'est justement en remontant dans le passé et en comprenant le cheminement des inventeurs de cette petite merveille qu'est le tube électronique que nous allons comprendre le fonctionnement profond de la petite lampe magique et par voie de conséquences comprendre pourquoi l'amplificateur que nous avons monté avec tant de soin, tousse et crachouille comme un fumeur impénitent et fabrique des sons bizarres sans aucun rapport avec la partition de l'œuvre enregistrée.

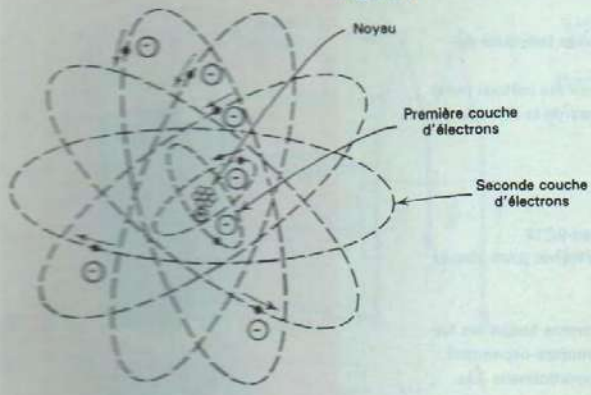
Mais trêve de plaisanterie, il est temps d'entrer dans le vif du sujet. Vous vous souvenez d'Edison ? (voir précédent article), eh bien nous y sommes et voici la clé de toute l'électronique à tubes.

L'ÉMISSION THERMOÏONIQUE

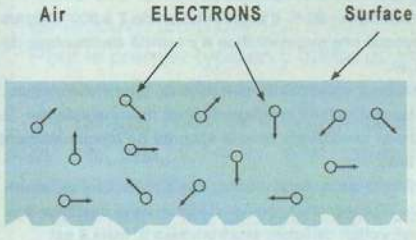
Ce terme savant illustre parfaitement ce que l'on a appelé l'effet Edison. Pour qu'un tube électronique fonctionne, il lui faut une source d'électrons dans laquelle il va pouvoir puiser en fonction de la demande. Il y a plusieurs manières de produire des électrons (effet photo-électrique, émission secondaire, etc) mais seule l'émission thermoïonique nous intéresse ici.

Comme nous l'avons évoqué, Thomson

Figure 1



Représentation tridimentionnelle (et très théorique) d'un atome imaginaire. Ce sont les électrons les plus éloignés du noyau central, donc moins soumis à l'attraction de ce dernier, qui seront le plus facilement arrachés de leur orbite.



A la température ambiante il y a toujours des électrons libres qui se déplacent d'un atome à l'autre à l'intérieur d'un métal, car il y a toujours agitation moléculaire dès que la température dépasse le 0 absolu (-273 Degrés Celcius). Qui dit agitation moléculaire dit chocs entre atomes et éjections d'électrons périphériques.

avait établi la théorie électronique de la matière, considérant l'atome comme le constituant fondamental de toute matière, ce qui ouvrit la voie à la théorie qui considérait les électrons négatifs et les protons positifs comme les particules élémentaires de la matière.

Depuis, nous avons découvert beaucoup d'autres particules : neutrons, positrons, mésotrons, photons, etc. Mais nous, ce sont les électrons qui nous intéressent et la représentation du physicien Niels Bohr est suffisante pour étudier toutes les propriétés de l'électricité et le fonctionnement des tubes (**figure 1**).

Ce qu'il faut savoir, c'est que dans toute matière les atomes sont en mouvement permanent et qu'ils entrent en collision. A chaque collision, des électrons sont éjectés des couches externes ; ces électrons libres, vont soit être captés par un atome soit avoir pris suffisamment de vitesse donc d'énergie pour entrer en collision avec un autre atome et éjecter à leurs tours un ou plusieurs autres électrons périphériques.

Ce qui est intéressant de savoir, c'est que plus la température du métal (s'il s'agit d'un métal) s'élève, plus le nombre d'électrons libres est important et plus leur vitesse est grande.

La question qui vient naturellement à l'esprit est la suivante : pourquoi ces électrons qui circulent à grande vitesse ne crèvent-ils pas la surface du métal et ne partent-ils pas dans l'atmosphère ambiante ?

C'est ce qu'ils font, mais leur nombre est si petit que cela passe totalement inaperçu. Pour qu'un grand nombre d'électrons quitte un métal, il faut créer délibérément des conditions particulières.

C'est ce que démontra Richardson en 1901 ; il prouva qu'il existait à la surface de tout métal une sorte de barrière qui repoussait les électrons à l'intérieur de la matière. Pour qu'un électron puisse franchir cette barrière de surface, il lui fallait acquérir une vitesse donc une énergie cinétique suffisante pour vaincre la force qui tendait à le repousser à l'intérieur (**figure 2**).

On a mesuré pour tous les métaux, alliages et oxydes, ce que l'on appelle la «fonction de travail» de la matière. Pour chaque substance, on a défini une constante qui s'exprime en électrons-volts d'énergie ou plus simplement en «électrons-volts».

QU'EST-CE QU'UN ÉLECTRON-VOLT ?

Je vous rassure tout de suite : vous n'aurez pas à manipuler des électrons-volts pour apprendre à utiliser correctement les tubes électroniques. Je vous propose un rapide détour pour étudier cette unité d'énergie, beaucoup plus petite que les unités usuelles et qui est à l'échelle de ce «personnage» fascinant qu'est l'électron. Cela va nous éclairer sur le comportement de ce dernier dans un tube électronique ; car dans cette électronique-là nous pouvons en effet nous permettre de considérer l'électron comme un objet, de très petite taille certes, mais ayant toutes les caractéristiques d'un objet, donc une masse. Oui !

L'électron a une masse, on l'a mesurée : il pèse $9{,}10.10^{-13}$ kg ; ce qui est très léger ; mais comme il pèse tout de même quelque chose, les lois fondamentales de la mécanique vont s'appliquer à l'électron. Or, souvenez-vous : notre électron est non seulement un objet mais c'est aussi une charge d'électricité négative. Comme toute charge d'électricité négative, elle va être attirée par toute région de potentiel positif.

(Dans un tube électronique, l'anode est portée à un potentiel positif). On démontre que la vitesse d'un électron est proportionnelle à la racine carrée de la tension d'accélération. Qu'est-ce que cela signifie ? Cela veut dire que, il va être accéléré et il va donc acquérir une énergie cinétique ; plus sa vitesse va augmenter, plus cette énergie va être importante.

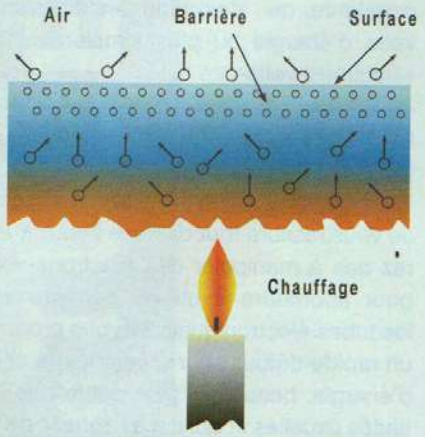
Si vous voulez vous amuser à calculer la vitesse des électrons dans les tubes de votre amplificateur, voici la formule

$v = 593\sqrt{U}$

v en km/s, U en volts.

Par exemple, dans un tube pré-amplifi-

Figure 2



Lorsque l'on chauffe le métal, l'agitation moléculaire est de plus en plus importante, un grand nombre d'électrons est libéré, ces électrons s'accumulent à la surface du métal, repoussant les nouveaux venus, c'est la barrière de surface.
Certains d'entre eux ayant acquis une énergie cinétique suffisante percent cette barrière et vont faire un tour dans l'air ambiant. Je vois d'ici les physiciens purs et durs atterrés devant cette approche élémentaire et antropomorphique de la barrière de surface. Voici pour eux la formule de Richardson directement inspirée par la théorie cinétique des gaz.

$$Is = A.T^2.e^{-\frac{b}{T}}$$

où Is : ampères par centimètres carrés (intensité de saturation de la cathode)
A = constante = 60,2 (universelle pour les métaux purs)
b = constante dépendant de la nature de la cathode
Exemple :
b pour le thungstène : 52 400
b pour le thorium : 30 000
b pour le baryum : 18 000
e = base des logarithmes Népériens : 2,718
T = température absolue en degrés Kelvin (zéro absolu : -273° Celcius)

Cette formule est expérimentale, comme toutes les formules à multiples constantes. Elle montre cependant que l'intensité de saturation est proportionnelle à la surface de la cathode et qu'elle augmente considérablement avec la température.
Par exemple : 20 % d'augmentation de T à 900° Celcius provoque une augmentation d'intensité électronique de 1 à 50.
C'est pour cette raison que dans un tube électronique on tente d'obtenir une température maximale de la cathode compatible avec la sécurité de fonctionnement du tube.
Rassurez-vous, vous n'aurez pas à manipuler la formule de Richardson (à moins que vous vous destiniez à la construction de tubes électroniques !), mais il est important de comprendre le mécanisme de production des électrons par la cathode d'un tube.

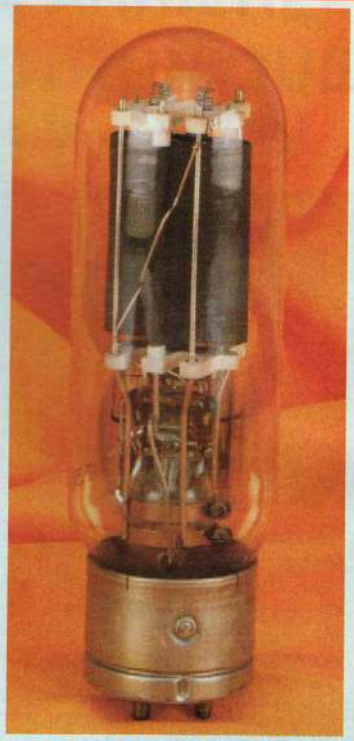


Figure 3 : une triode 845

cateur (12AU7, 12AX7, ECC88, etc) dont la tension sur l'anode est de 225 V, v#9 000 km/s. Dans un tube de puissance (KT88, 6550, EL34) dont la tension sur l'anode est de l'ordre de 600 V, v#14 700 km/s ; dans un tube de télévision dont la tension sur l'anode est de l'ordre de 25 000 V, v#100 000 km/s. Attention, ce dernier chiffre commence à être erroné car à cette vitesse Einstein et sa théorie de la relativité vont intervenir et cela risquerait de compliquer terriblement notre propos. Si nous vous avons parlé de la vitesse des électrons, c'est pour vous faire comprendre que ces électrons acquièrent donc une énergie, proportionnelle à leur vitesse. **C'est d'ailleurs cette énergie cinétique qui va faire chauffer vos tubes**, bien plus que le filament. Imaginez-vous des milliards d'électrons lancés dans le vide à des vitesses de plusieurs milliers de kilomètres par seconde et qui heurtent l'anode. Celle-ci va s'échauffer, et d'ailleurs dans certains tubes construits spécialement pour supporter un très grand échauffement, l'anode va rougir (c'est le cas des 845 et des 211 utilisés en audio) **figure 3**.

Mais revenons à notre barrière de surface et aux électrons-volts. Pour faire franchir aux électrons la barrière de surface de la matière, il faut la chauffer et nous avons vu que si nous soumettons dans le vide un électron partant du potentiel zéro à une tension positive, par exemple de 20 volts, on dira à ce moment que l'électron a acquis une vitesse, donc une énergie cinétique de 20 électrons-volts.

Dans le cas qui nous intéresse - où l'électron a acquis cette vitesse grâce à une augmentation de la température du métal - on définira son énergie cinétique de la même façon : on dira qu'il a acquis une énergie équivalente à celle provoquée par une différence de potentiel de 20 V, dans le vide.

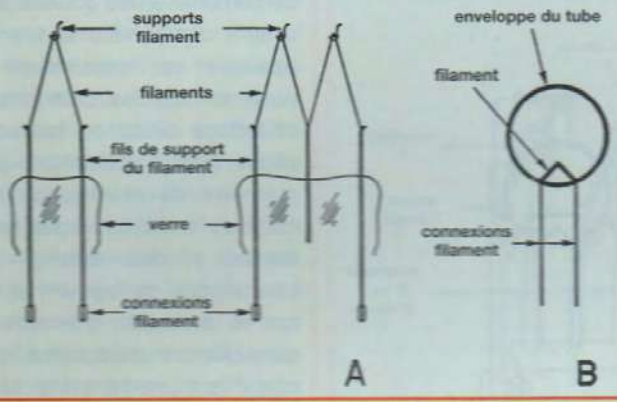
Cela est important, car il faut savoir que la force antagoniste exercée par la fameuse barrière de potentiel à la surface du métal s'exprime aussi en électrons-volts.

Donc, toutes les substances ont une certaine fonction de travail.

Dans le cas du thungstène, qui est utilisé dans beaucoup de tubes électroniques d'émission comme cathode à chauffage direct, la fonction de travail est de 2,63 électrons-volts. Le nickel recouvert d'oxyde de baryum a une fonction de travail de 1 électron-volt. On voit que plus faible est cette fonction, plus facile sera le franchissement par les électrons de la barrière de surface et moins il faudra leur fournir d'énergie pour qu'ils s'échappent de la matière. Dans un tube électronique, on utilise la chaleur afin de faire acquérir aux électrons la vitesse permettant de vaincre la barrière de surface de la cathode. Comme chaque métal, alliage ou oxyde a une fonction de travail différente, la température de fonctionnement de la cathode sera différente d'un type de tube à un autre.

Donc, le problème est de chauffer suffisamment la cathode pour que les électrons puissent franchir la barrière de surface. Comment la chauffer ? Vous me

Figure 4 : filament à chauffage direct et représentation schématique



répondrez, car vous avez tous vu un tube en fonctionnement : on utilise un filament, voyons ! Oui, c'est vrai, mais il est important de souligner ici qu'on pourrait utiliser n'importe quelle source de chauffage (bien qu'un tube chauffé au pétrole poserait certainement bien des problèmes). Cela pour dire et faire comprendre que **le chauffage d'un tube** ne sert qu'à créer les conditions provoquant l'émission thermoïonique et qu'il n'**intervient nullement dans le fonctionnement électronique du tube** proprement dit.

LES DIFFÉRENTS TYPES DE CATHODES

Vous l'avez compris, **la cathode est l'âme et le moteur du tube**.

Dans neuf cas sur dix, la mort d'un tube, c'est la mort de sa cathode. Il nous faut donc apprendre à bien la connaître et à bien comprendre son fonctionnement.

Il y a deux types de cathodes - nous l'avons déjà évoqué - mais nous allons les étudier plus à fond.

Tout d'abord les cathodes dites à chauffage direct. Vous en rencontrerez très peu dans les appareils vendus dans le commerce, à l'exception des amplificateurs utilisant des tubes comme la 300B, la 2A3 ou des tubes d'émission comme la 211 ou la 845. Qu'est-ce qu'une cathode (**figure 4**).

Elles sont de trois types : les cathodes en thungstène pur, les cathodes en thungstène thorié et les cathodes en thungstène recouvertes d'oxydes.

Pour le premier type on y utilise du thungstène pur comme dans les lampes d'éclairage, vous ne le rencontrerez pas ou très peu, il est en effet réservé aux tubes d'émission qui doivent supporter des tensions très élevées (plusieurs milliers de volts) et qui doivent délivrer des puissances énormes (plusieurs kilowatts). Pour que les électrons puissent vaincre la barrière de surface du thungstène, il faut porter le filament à très haute température (proche de la température de fusion du métal), soit de 2 200 à 2 500°C. Ces lampes brillent d'une lumière très blanche et consomment énormément de courant de chauffage (à l'aube de la radio, les célèbres lampes TM qu'ont connues nos grands-parents consommaient 0,6 A sous 4 V).

Alors, dirions-nous, pourquoi continuer à utiliser le thungstène ? (Car on l'utilise toujours : il faut savoir que les trois quarts des émetteurs radio ou télévision de grande puissance fonctionnent toujours avec des tubes, de même... que votre four à micro-ondes !).

La raison en est la suivante : **une cathode en thungstène** convenablement chauffée **produit le même nombre d'électrons quel que soit son âge** ; elle mourra, bien sûr (comme une lampe d'éclairage) mais uniquement parce que le filament aura perdu de la matière par évaporation, et devenant plus fin, il finira par fondre.

Alors, pour l'utilisation courante, il a fallu trouver une autre solution : créer un alliage dont les électrons exigeraient moins d'énergie pour franchir la barrière de surface ; donc moins de chauffage et pour corollaire moins de consommation de courant.

On créa le Thungstène «**Thorié**», que vous trouvez dans les tubes d'émission utilisés en audio, les célèbres 211 et 845.

QU'EST-CE QUE LE THUNGSTÈNE «THORIÉ» ?

C'est un alliage de thungstène et de thorium (en réalité de l'oxyde de thoium) ; le thorium a la propriété d'émettre des électrons libres en grande quantité et cela à une température plus basse que le thungstène pur. La température du filament peut descendre alors aux environs de 1 900°C ; sa durée de vie augmente en conséquence et il n'est pas rare dans certains cas de la voir dépasser 10 000 heures (ce qui signifie que vous n'avez pas à changer vos «chères» 211/VT4C ou 845 tous les huit jours, malgré certaines affirmations). Le filament de ces lampes émet une belle couleur jaune orangé, mais il faut savoir que, là encore, le thungstène s'évapore peu à peu et le filament devient de plus en plus fin ; il finira, c'est inéluctable, par fondre. Pour prolonger la durée de vie de ces tubes, il est nécessaire de maintenir à leurs bornes une tension rigoureusement constante afin de permettre au courant de s'ajuster de lui-même en fonction de l'augmentation de la résistance du filament (certains appareils élaborés sont construits avec un tel dispositif, nous en reparlerons plus tard).

Avant d'aller plus loin, il faut parler d'une curieuse propriété des filaments en thungstène thorié.

L'oxyde de thorium inclus dans le tungstène migre à la surface de celui-ci, se transformant en thorium pur et va fondre peu à peu, entraînant une diminution de l'émission d'électrons. On peut réactiver un tube épuisé en le «flashant», c'est-à-

Figure 5 : cathode à chauffage indirect et représentation schématique

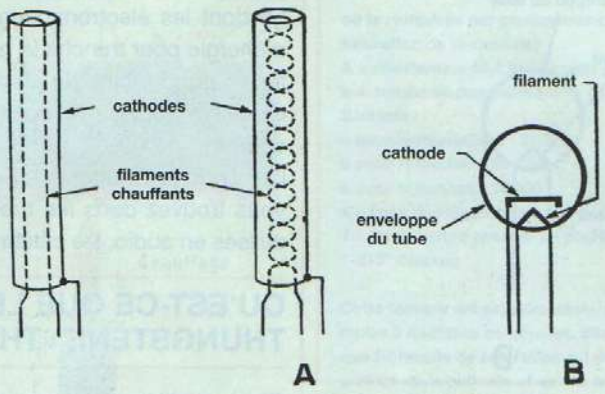
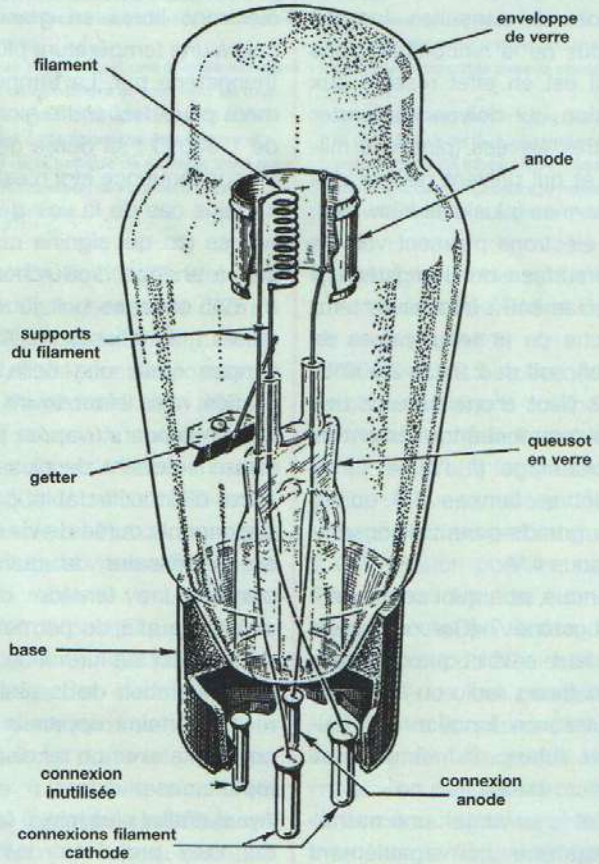


Figure 6 : diode simple à chauffage direct



dire en appliquant aux bornes du filament une tension plus élevée que la normale pendant un temps très court (15 à 20 % d'augmentation de tension pendant une minute). L'oxyde de thorium inclus dans le thungstène va migrer à la surface de celui-ci et le tube va «rajeunir». Il est évident qu'il faut être extrêmement prudent en pratiquant cette opération, il faut bien évidemment éviter de faire fondre le filament ! Une bonne méthode consiste à monter graduellement la tension aux bornes du filament et de l'amener à une couleur jaune paille en évitant d'aller vers le blanc pur. Cette opération est formellement déconseillée dans le cas des cathodes à oxyde, à chauffage direct ou indirect dont nous allons parler maintenant (il existe une méthode de réactivation des tubes à cathode à oxyde, nous en reparlerons dans un prochain article).

Les oxydes de baryum et de strontium ont la propriété d'émettre un nombre considérable d'électrons lorsqu'ils sont chauffés à une température relativement basse.

Les cathodes à oxyde et à chauffage direct sont donc constituées d'un filament de thungstène recouvert d'oxyde de baryum ou de strontium dont le pouvoir émissif est atteint dès 900° ; mais attention, à 1 200° les oxydes se vaporisent et rendent rapidement les tubes inutilisables. Le filament de thungstène est chauffé au rouge sombre, sa durée de vie est donc très grande et la consommation de courant beaucoup plus faible ; malheureusement, les oxydes sont fragiles et la durée de vie du tube ne dépend plus que de la durée de vie des oxydes. Le filament ne prend plus part à l'émission électronique, il ne sert que d'élément de chauffage. Vous trouverez des cathodes à chauffage direct à oxyde dans des tubes de petite puissance : par exemple 2A3, 6A3, 300B et dans pratiquement toutes les grandes diodes classiques : 5Y3, 5U4 (car la constitution d'une cathode à chauffage direct permet au tube de supporter des hautes tensions sans dommage) et dans tous les tubes qui étaient destinés aux appareils portables alimentés par piles ou batteries : 1S3, 1S4, etc.

En effet, l'avantage de la cathode directe à oxyde, c'est une émission électronique intense avec une faible consommation d'énergie, donc un rendement très important.

Un des avantages majeurs de toutes les cathodes à chauffage direct, c'est leur faible inertie de chauffage ; en effet, dès

que le filament chauffe, l'émission électronique démarre ; c'est d'ailleurs pour cette raison que tous les tubes «batterie», en plus de leur intérêt en termes de rendement, sont à chauffage direct ; ils ont été mis au point pendant la dernière guerre : cela permettait à un walkie-talkie d'être immédiatement opérationnel.

Mais cet avantage devient aussi un énorme inconvénient dès que le filament (chauffage des tubes) doit être alimenté en courant alternatif, ce qui est le cas pour la majorité des appareils alimentés par le secteur, donc bien entendu vos amplificateurs.

C'est principalement dans ce but qu'ont été créées les cathodes à chauffage indirect (**figure 5**). Ce n'est pas la seule raison ; la surface émissive de la cathode devient ainsi très importante et l'émission électronique est aussi fonction de la surface, comme l'a démontré Richardson.

Dans une cathode à chauffage indirect, le filament est replié dans un tube de céramique ou tout autre matériau conducteur de la chaleur.

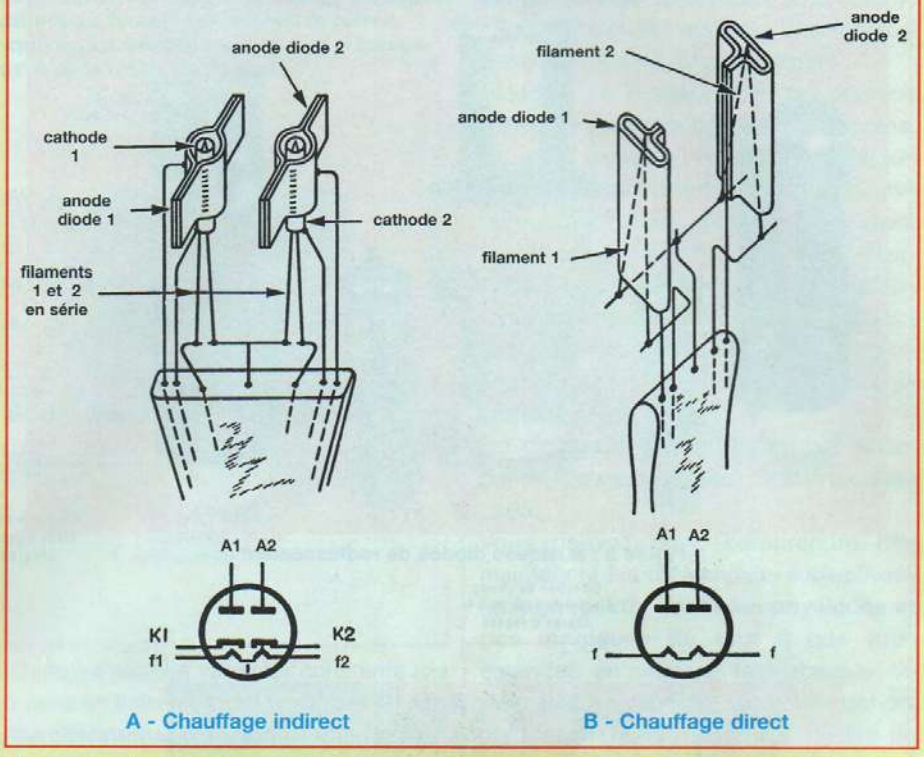
Le filament est donc isolé électriquement de la cathode proprement dite qui, elle, est constituée en général d'un tube de nickel sur lequel est déposé un oxyde de baryum ou de strontium, parfois un mélange des deux auquel on ajoute du calcium. L'inertie calorifique est très importante et l'alimentation du filament en courant alternatif ne pose plus (théoriquement) de problème (il y en a d'autres ; nous étudierons cela plus tard).

Le rendement du tube est plus mauvais (car une grande partie de la chaleur est perdue) mais sa fiabilité est augmentée.

La cathode à chauffage indirect est celle que vous trouvez pratiquement dans tous les tubes dits de «réception» (terme hérité de l'aube de la radio) que vous utilisez quotidiennement dans vos amplificateurs et préamplificateurs (12AX7, 12AU7, 12AT7, EL84, 6L6, EL34, 6550, KT66, KT88, etc.

Si nous nous sommes étendus longuement sur la constitution des cathodes, c'est que la bonne connaissance du fonctionnement de ces dernières va être la clé de la compréhension du fonctionnement électronique des tubes et, sans tarder, entrons dans le vif du sujet, en étudiant le plus simple des tubes électroniques.

Figure 7 : construction d'une double diode.



A - Chauffage indirect

B - Chauffage direct

LA DIODE

La diode thermoïonique, ou tube à deux électrodes est, certes, **le tube le plus simple quant à sa constitution**, mais, l'étude de son fonctionnement va nous faire comprendre les bases de fonctionnement de tous les tubes électroniques, du plus simple au plus complexe.

Qu'est-ce qu'une diode ? Comme tout tube électronique, c'est une enveloppe en verre ou en métal dans laquelle on a pompé l'air, de façon à obtenir le vide le plus parfait possible (Il existe des diodes à gaz, mais leur étude serait hors de notre propos). A l'intérieur, on trouve une cathode (chauffée directement ou indirectement) qui est l'émetteur d'électrons, et une anode, ou plaque, qui est le collecteur d'électrons. La **figure 6** nous montre la constitution d'une diode simple à chauffage direct datant des années 40 et les **figures 7a** et **7b** la constitution interne de doubles diodes telles qu'on les utilise couramment pour le redressement double alternance. Ce sont deux diodes distinctes placées dans la même enveloppe. Ce sont elles que vous trouverez dans vos amplificateurs, (5Y3, 5U4, GZ34, EZ80, EZ81, etc), **figure 8**.

Comment cela fonctionne-t'il ? Comme vous avez lu attentivement la totalité de cet article, et que vous avez assimilé «l'effet Edison», le coup de la barrière de surface et tout et tout... Vous me répondrez : «Facile ! On chauffe la cathode, on applique une haute tension sur l'anode, les électrons arrachés de la cathode vont traverser le vide de l'ampoule, fermer le circuit et le courant va s'établir !».

Au risque de vous décevoir, je dois vous signaler que vous avez tout faux ! Si vous raisonnez comme cela, ce n'est pas de

Figure 8 : quelques diodes de redressement

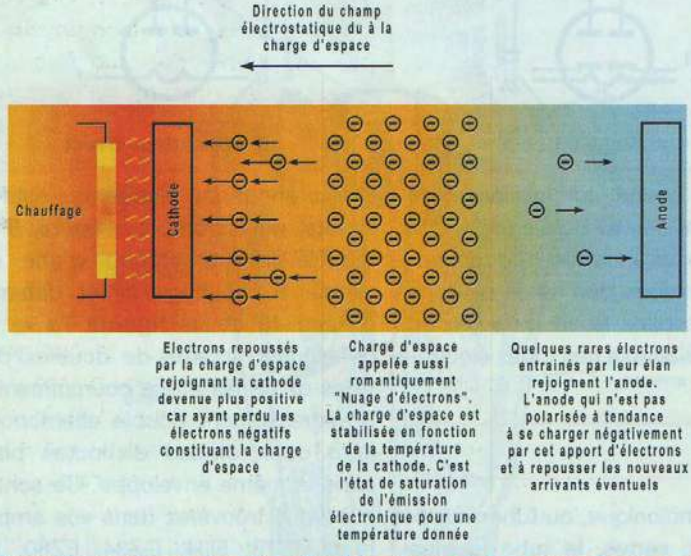


Figure 9 : représentation (très !) schématique de la charge d'espace dans un tube électronique en l'absence de tension positive sur l'anode.

votre faute, car il y a un principe primordial dans le fonctionnement d'un tube électronique dont nous n'avons pas encore parlé, c'est la notion de charge d'espace...

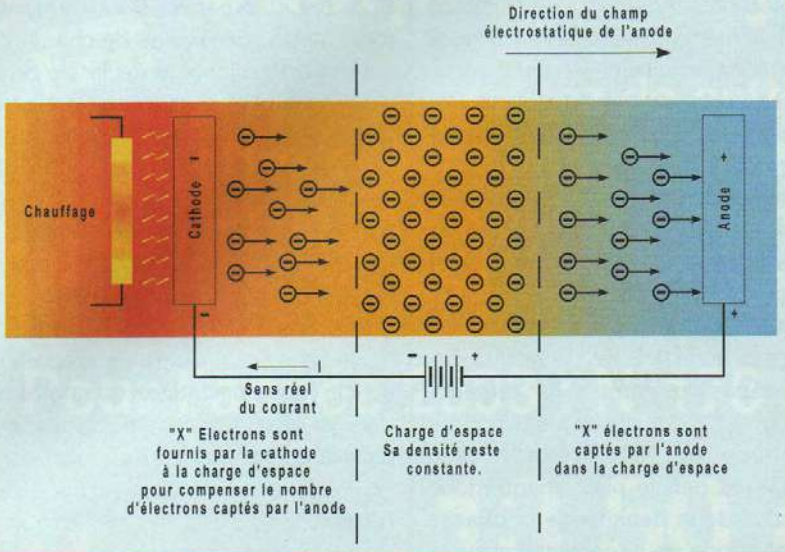
LA CHARGE D'ESPACE

Si les tubes fonctionnaient tel que vous venez de le décrire, ce serait une catastrophe, aussi bien pour la vie du tube lui-même que pour vos oreilles qui entendraient les sons noyés dans un bruit de fond insupportable ! Car ce qui s'applique à la diode, s'appliquera à tous les tubes électroniques quels qu'ils soient.

Il faut savoir que **les électrons sont** des individus **très indisciplinés** ! (Je demande aux spécialistes en physique fondamentale de bien vouloir excuser cet anthropomorphisme suspect qui se révèle nécessaire à l'explication de certains phénomènes complexes). Si on les laissait faire, après avoir acquis la vitesse nécessaire pour vaincre la barrière de surface de la cathode, ils sortiraient dans le vide en ordre dispersé ; on verrait apparaître un électron par-ci, 2 000 électrons par-là en paquets, se précipitant vers l'anode en groupes plus ou moins dispersés ! Le résultat ? Un courant d'anode parfaitement erratique se traduisant dans vos haut-parleurs par un bruit de fond plus proche de la cataracte que d'un concerto pour flûte et orchestre. Heureusement pour nous, ça ne se passe pas comme cela (sauf si on atteint le courant dit de saturation, mais n'allons pas trop vite), car il y a **la charge d'espace**.

Imaginons pour simplifier une cathode plane, chauffée et placée à une certaine distance d'une anode, plane elle aussi, pour l'instant non polarisée positivement (**figure 9**) et maintenue au même potentiel que la cathode. Cette anode n'attirera donc pas les électrons négatifs. Que va t'il se passer ? Dès que l'on chauffe la cathode, la vitesse des électrons libres va augmenter et certains vont franchir la barrière de surface et se retrouver bêtement dans le vide, certains d'entre eux (une toute petite minorité) auront acquis une vitesse suffisante pour atteindre l'anode. Mais, pour les autres, la majorité, que faire ? La logique serait que ces électrons perdus dans le vide regagnent la cathode, car les atomes de celle-ci ayant perdu des électrons négatifs, cette dernière se retrouve légèrement positive. Mais les choses vont se compliquer pour ces malheureux électrons perdus dans l'espace. En effet, toujours chauffée, la cathode va continuer à émettre des électrons qui, négatif, vont avoir tendance à repousser les premiers sortis et cette foule va augmenter en nombre jusqu'à un point d'équilibre. En effet, les retardataires qui veulent sortir, vont se trouver dorénavant devant un mur négatif qui va les repousser vers la cathode, elle-même étant devenue de plus en plus positive, le nombre d'atomes la constituant ayant perdu beaucoup d'électrons. **Il va se former** à proximité de la cathode **un nuage d'électrons** : c'est ce que l'on appelle la charge d'espace.

Figure 10 : représentation toujours «très» schématique de la charge d'espace en présence d'une tension positive sur l'anode. Les électrons extérieurs au «Nuage électronique» vont se diriger vers l'anode. La cathode va fournir exactement le même nombre d'électrons pour remplacer les manquants. La densité de la charge d'espace restera constante. Remarquons le sens «réel» du courant.



Cette charge d'espace va atteindre un niveau d'équilibre en fonction de la température de la cathode, donc de la tension de chauffage.

On dira alors que l'émission électronique a atteint son niveau de saturation. A chaque augmentation de la température de la cathode va correspondre un nouvel état d'équilibre de la charge d'espace, ce qui est compréhensible. En effet, toute augmentation de température va augmenter la vitesse des électrons libres qui émergeront dans le vide avec une énergie plus grande leur permettant de rejoindre le nuage d'électrons, sans être repoussés par lui.

Maintenant, appliquons une tension positive sur la plaque et fermons le circuit (**figure 10**). Que va-t-il se passer ? Les électrons les plus à l'extérieur de la charge d'espace vont être attirés par cette dernière. Pour parler plus scientifiquement, on dit qu'un champ électrostatique positif va exister entre l'anode et la charge d'espace. Immédiatement, d'autres électrons émis par la cathode vont pouvoir rejoindre le nuage électronique, ce dernier étant devenu moins négatif et, de ce fait, la densité de la charge d'espace va rester constante (du moins en théorie). C'est fondamental : **en fonctionnement normal, l'anode d'un tube électronique puise les électrons dans la charge d'espace et non pas directement dans la cathode**.

Inversement, la charge d'espace, par son influence, va réguler l'émission électronique de la cathode.

Ces deux effets cumulés vont assurer un flux électronique, donc un courant indépendant des conditions aléatoires d'émission électronique de la cathode. **C'est certainement ce principe** de fonctionnement **qui explique** en grande partie **la suprématie** en termes de qualité sonore **des tubes électroniques sur les semi-conducteurs**. En effet, on conçoit aisément que, grâce au réservoir d'électrons qu'est la charge d'espace, le bruit de fond engendré par un tube en fonctionnement normal sera constant, quel que soit le niveau du signal musical à traiter alors qu'un transistor, de par son principe même de fonctionnement, verra son niveau de bruit (bien qu'inférieur à celui d'un tube) varier au rythme de la modulation.

Dans un tube bien dimensionné et bien construit, la cathode est à même de fournir un surplus d'électrons à la charge d'espace bien au-delà des besoins normaux du tube en fonctionnement.

L'anode va puiser dans ce réservoir d'électrons **en fonction de ses besoins**. Si, par exemple, l'anode puise un nombre d'électrons équivalent à 10 mA de courant par seconde, simultanément la cathode va fournir pour 10 mA d'électrons à la charge d'espace ; la limite de fonctionnement du tube sera atteinte lorsque le courant puisé par l'anode sera égal à la capacité d'émission de la cathode.

On dit que le courant maximum débité par un tube est limité par sa charge d'espace.

Vous pouvez donc comprendre dès maintenant les différences «subjectives» (**qui, en réalité, sont bien physiques et pas magiques du tout !**) que vous entendez en utilisant telle marque de tube plutôt que telle autre. En dehors d'autres facteurs, comme la qualité du vide, ou la précision d'assemblage d'un tube, **la qualité de la charge d'espace est primordiale**.

Dans un tube bien construit, la charge d'espace est régulièrement répartie autour de la cathode et suffisamment dense pour que l'anode puisse y puiser les électrons dont elle a besoin, régulièrement et sans afflux ou manque. On peut dire qu'**une bonne cathode participe à 80 % des qualités d'un tube électronique**. Tout cela a été mesuré, quantifié et c'est grâce à la diode que nous allons pouvoir définir ce que l'on appelle les caractéristiques fondamentales d'émission électronique d'un tube thermoïonique quel qu'il soit.

TACHONS D'ÉVITER LES CATASTROPHES !

Avant de passer à l'étude de la diode, permettez-moi de vous livrer ici quelques réflexions utiles et souvent vitales.

Oh ! combien d'amplificateurs (et préamplificateurs) mal fagottés, aux tubes

poussés à l'extrême affichent des caractéristiques époustouflantes pendant quelques dizaines d'heures seulement, le temps des quelques démonstrations dans certains magasins dits «spécialisés», et dont les performances s'effondrent lamentablement chez l'utilisateur trop confiant. En dehors de défauts structurels, ceci est le plus souvent du à la méconnaissance du phénomène de charge d'espace. Pour faire atteindre à un tube des performances olympiques, il suffit uniquement d'augmenter l'importance du champ électrostatique d'anode ; en pratique augmenter la valeur de la haute tension d'anode. Plus cette tension augmente, plus l'anode va puiser goulûment des électrons dans la charge d'espace et la cathode aura de plus en plus de mal à fournir les électrons de remplacement, à l'extrême l'anode puisera directement les électrons à la surface de la cathode. Soumise à un tel traitement la pauvre cathode va voir ses capacités d'émission électronique plonger jusqu'à l'anorexie (ou dit alors que le tube est «pompé» !).

Nous verrons plus tard que ce phénomène d'assèchement de la charge d'espace se produit même si l'on reste en deçà des puissances maximales de dissipation qui pourraient théoriquement être supportées par le tube. Deux règles d'or peuvent déjà être énoncées :

1) **Ne jamais sous-chauffer un tube** en réduisant sa tension de filament sous prétexte de protéger ce dernier. Non seulement vous ne protégez pas le filament, mais vous diminuez la densité de la charge d'espace donc la durée de vie du tube.

2) **Ne dépassez jamais la tension**, maximale autorisée par le constructeur **sur l'anode du tube**. Cette tension maximale est définie pour chaque tube en fonction de la **densité de la charge d'espace**, donc de la constitution de la cathode. Si vous la dépassez, même si vous restez en deçà de la dissipation (en watts) maximale pouvant être supportée par le tube, vous altérerez rapidement les propriétés émissives de la cathode.

Si je me suis permis d'insister longuement sur le phénomène de charge d'espace c'est qu'il s'agit de la clé du bon fonctionnement d'un tube électronique. Cet aspect fondamental de l'électronique à tubes est rarement développé et sa parfaite compréhension vous évitera bien des déboires faciles à éviter.

Dans le prochain article nous établirons le montage d'essais qui va permettre de mettre en relief tous les éléments théoriques que nous avons développés jusqu'ici. Vous constaterez que notre électron voyageur a encore beaucoup de choses à nous dire.

A bientôt.

Rinaldo Bassi

Prestige Audio Vidéo
La revue du haut de gamme en Haute Fidélité et Home Cinéma.

Hifi Vidéo Home Cinéma
La revue d'initiation et de bancs d'essais en Hi-Fi, Vidéo et Home Cinéma. Toute l'actualité DVD.

Sonovision
Le magazine des professionnels de la production, la postproduction et la diffusion des images et des sons.

Digital Film
Le magazine spécialisé, supplément de Sonovision, sur l'actualité du cinéma numérique

Qui Fait Quoi ?
Le guide professionnel des filières techniques de la vidéo, de l'audio, du film et du streaming

PV Editions 5 boulevard Ney, 75018 Paris
Tél. : 01 44 65 81 25 - Fax : 01 44 65 81 26

3 ÈME PARTIE

ÉLECTRON LIBRE ?... PAS POUR LONGTEMPS !...

Dure, dure, la vie d'un électron libre perdu dans la charge d'espace !... Résumons-nous : notre malheureux électron libre, agité, malmené par l'élévation de température de la cathode et enfin éjecté dans le vide de l'enveloppe d'un tube thermoïonique où il a rejoint ses milliards de congénères bloqués dans la charge d'espace, tourne en rond sans but précis ! Cette situation insupportable pour un électron moyen va évoluer à partir du moment où une main divine (la notre en l'occurrence) va appliquer une tension positive sur l'anode du tube : et là, croyez-moi ça va bouger !

Oui car vous l'avez compris, notre électron qui est une charge d'électricité négative va être attiré par l'anode qui se trouve à un potentiel positif. Il est évident qu'il existe une relation de cause à effet entre la tension positive appliquée sur l'anode (la cause...) et le nombre d'électrons qui vont atteindre cette dernière (l'effet...).

Ce flux électronique plus ou moins important se traduira par un courant qui va traverser le circuit.

Vous pouvez comprendre instinctivement que plus la tension positive sur l'anode augmentera, plus le courant traversant le circuit et le tube sera important.

Cela est fondamental car, bien que notre montage d'essai (**figure 1)** ne mette en œuvre qu'une simple diode, **les informations** que nous allons recueillir **seront**

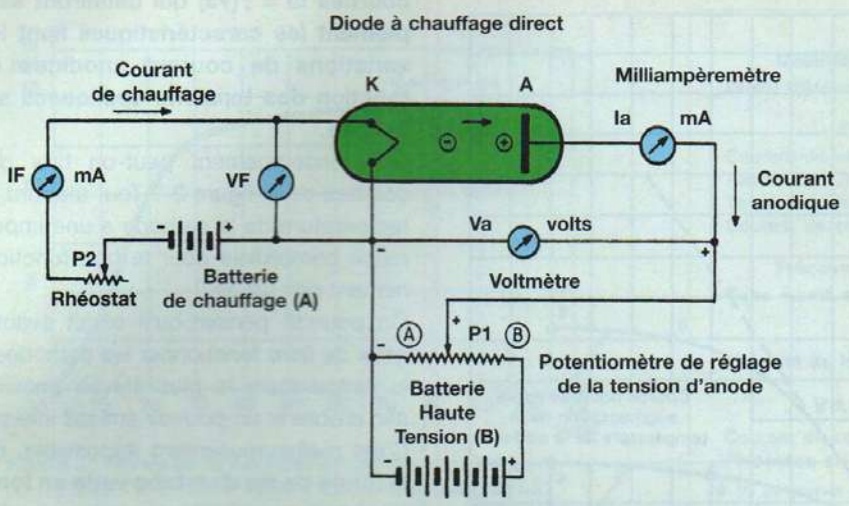


Figure 1 : montage d'essai permettant de relever la courbe caractéristique d'une diode à chauffage direct.
Le potentiomètre P1 va permettre de faire varier la tension positive sur l'anode «A», par exemple de 0 à 500 V.
Le voltmètre permettra de mesurer la tension appliquée entre l'anode et la cathode.
Le milliampèremètre «Ia» permettra la mesure du courant «Ia» traversant le circuit.
Le rhéostat P2 va permettre de faire varier le courant de chauffage fourni par la batterie «A» (par exemple 12 V). Ce dernier sera mesuré par le milliampèremètre «IF».
Le voltmètre «VF» mesurera la tension appliquée aux bornes du filament.
A l'aide de ce montage, on pourra vérifier que l'intensité du courant anodique est fonction, d'une part de la tension anodique, et d'autre part du courant de chauffage du tube, donc de la température de la cathode.
Attention !... Avec un tube à chauffage indirect et/ou à cathode à oxydes, ce montage ne permettra en aucun cas d'atteindre le courant de saturation, le tube aura rendu l'âme bien avant ! Pour pouvoir observer le phénomène, il vous faudra utiliser un tube à chauffage direct à cathode en tungstène ou en tungstène thorié.

valables pour tous les tubes électroniques quels qu'ils soient et nous permettront d'interpréter simplement un fonctionnement, du plus simple au plus complexe, car, en utilisation courante, c'est la variation du courant d'anode en fonction des variations du flux électronique qui va être à la base de la conception de tous les circuits d'utilisation.

LES COURBES CARACTÉRISTIQUES DES TUBES ÉLECTRONIQUES

Observons ensemble notre montage d'essai de la **figure 1**.

Nous avons représenté les sources de tensions sous forme de batteries pour rendre le schéma plus clair, mais il est évident qu'il est plus pratique d'utiliser une source de tension variable plus orthodoxe, surtout pour la haute tension. Nous vous proposerons dans un prochain numéro, le schéma et la construction d'une alimentation stabilisée variable à haute tension, qui est un engin absolument nécessaire si vous avez l'intention de vous amuser un peu avec les tubes. Cela posé, qu'est-ce que nous allons mesurer ? Eh bien, tout d'abord, la variation du courant anodique en fonction de la tension d'anode.

Amenons le potentiomètre P1 vers le point A. La tension entre l'anode et la cathode est nulle au point A, les deux électrodes sont donc au même potentiel. En agissant sur P2, chauffons le tube et fixons le courant de chauffage, par exemple à 100 milliampères. Le filament va s'échauffer et les électrons libres vont franchir la barrière de surface de la cathode ; la charge d'espace va s'établir. Pour l'instant, il ne passe toujours aucun courant dans le milliampèremètre (en réalité, il passe un très faible courant - voir précédent numéro - mais notre milliampèremètre étant peu sensible, nous n'en tiendrons pas compte).

Augmentons maintenant graduellement la tension anodique en agissant sur P1. Ça marche !...

Les électrons quittent la charge d'espace et rejoignent l'anode ; le milliampèremètre dévie ; le courant s'établit dans le circuit.

Imaginez l'excitation de Fleming qui fut le premier en 1904 à quantifier le phénomène et faites comme lui : précipitez-vous sur une feuille de papier millimétré et tracez deux axes. Sur l'axe horizontal (axe des x, ou abscisse), vous allez porter la valeur de la tension «Va» lue sur le voltmètre.

Sur l'axe vertical (axe des y, ou ordonnées), vous allez porter les valeurs de courant «Ia» indiquées par le milliampèremètre (**figure 2**). A chaque valeur de «Va» va correspondre une valeur de «Ia». C'est purement génial ! Le courant augmente proportionnellement à la tension...

Mais que se passe t'il ? Au-delà d'une certaine valeur de la tension «Va», l'intensité «Ia» n'augmente plus proportionnellement, la courbe s'aplatit ; le courant augmente très peu maintenant. Tout cela est normal, vous avez atteint le palier de saturation, ce qui signifie que l'anode puise tous les électrons de la charge d'espace et que la cathode ne peut plus alimenter cette dernière en excédent. Le courant augmente un peu cependant car, en augmentant «Va», vous accroissez le champ électrique positif à proximité de la cathode, ce qui facilite la sortie des électrons : c'est ce que l'on appelle l'effet Schottky.

La courbe ABC nous montre que le palier de saturation correspond à un courant de 62 mA pour une tension anodique de 250 V.

Avec P2, augmentons le courant de chauffage. Que constatons-nous ?

La courbe ADE va suivre rigoureusement

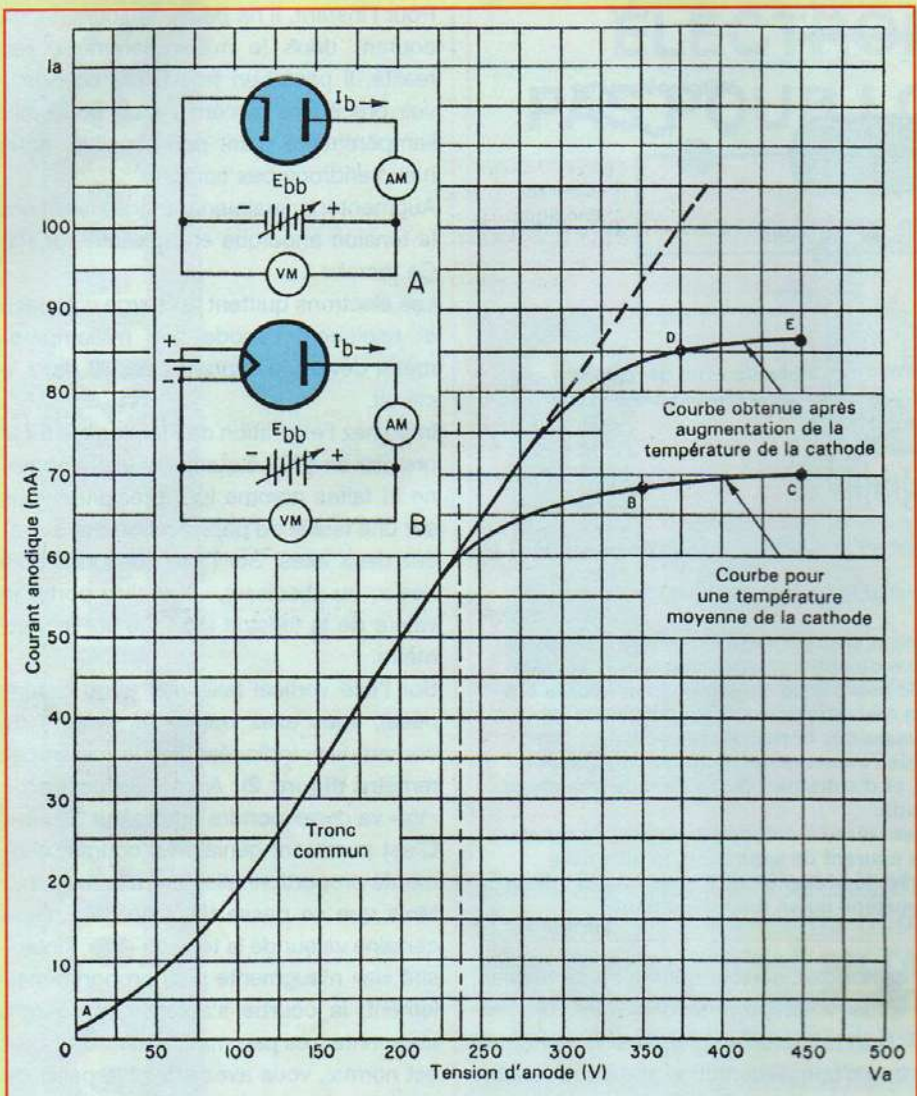


Figure 2 : relevé de la caractéristique courant/tension (Ia = ƒ (Va)) d'une diode haute tension à cathode tungstène pour deux courants de chauffage différents.
Le tronc commun aux deux courbes ABC et ADE obéit à la loi de Child-Langmuir qui caractérise la charge d'espace :
$Ia = G.Va^{3/2}$
«Ia» : courant anodique. «Va» : tension anodique élevée à la puissance 3/2. «G» est une constante appelée «pervéance» de la diode, qui ne dépend que de la géométrie du tube ; elle est indépendante des propriétés émissives de la cathode. Pour les mathématiciens, la formule de Child-Langmuir n'est autre que l'équation de la parabole semi-cubique dans les axes «Va» et «Ia».
La pervéance est chiffrée en mA / $V^{3/2}$.

le même tracé (on dit que sa pente est identique) avec une différence de taille : le palier de saturation sera repoussé à 80 mA grâce à la capacité qu'aura acquise la cathode à émettre plus d'électrons par l'augmentation de sa température.

Regardez bien ces courbes : si nous nous sommes étendus longuement sur leur tracé, c'est pour vous familiariser avec elles, car vous trouverez tout au long de l'étude des tubes électroniques, quels qu'ils soient, des courbes Ia = ƒ(Va) qui définiront simplement les caractéristiques liant les variations de courant anodique en fonction des tensions appliquées sur l'anode.

Quel enseignement peut-on tirer des courbes de la figure 2 ? Tout d'abord, la température de la cathode a une importance primordiale pour le bon fonctionnement des tubes.

On pourrait penser qu'il serait avantageux de faire fonctionner les cathodes à la température la plus élevée possible afin d'obtenir un pouvoir émissif intense. C'est malheureusement impossible, car **la durée de vie d'un tube varie en fonction inverse de la température**. Par exemple, pour un tube de puissance type 6550/KT88 à cathode à oxyde, la durée de vie passe de 1 200 heures pour une émission de 200 mA/cm² à près de 6 000 heures pour une émission de 55 mA/cm². Le constructeur va donc devoir choisir un compromis entre performances et durée de vie. Le choix variera en fonction de la destination du tube. Sachez qu'une faible variation de température provoque une très importante variation d'émission électronique. **Dans toute la mesure du possible, la tension de chauffage doit être respectée à ±5 %**, ce qui n'est pas toujours facile et ce qui explique les défaillances de certains appareils mal conçus.

Pour la petite histoire, sachez que la durée de vie moyenne de la cathode d'un tube de puissance est de l'ordre de 5 000 heures, celle des tubes exceptionnels renforcés (300B, 6AS7/G, 1622, 6080, 6336, 6550A) ou des tubes d'émission utilisés en BF (845, 211/VT4C), de 8 à 12 000 heures, celle des tubes amplificateurs de tension (12AX7/ECC 83, ECC 88/6058, EF86, etc), de 8 à 15 000 heures, les cathodes d'un tube télévision couleur ou celle d'un oscilloscope de 15 à 20 000 heures, et enfin celle de certains tubes spéciaux pour usage intensif (PTT 141, E 288CC, E 283CC, 6922, 12 AU7 WA, 12 AT7 WA, 12 AX7 S, etc) peut atteindre 50 000 heures.

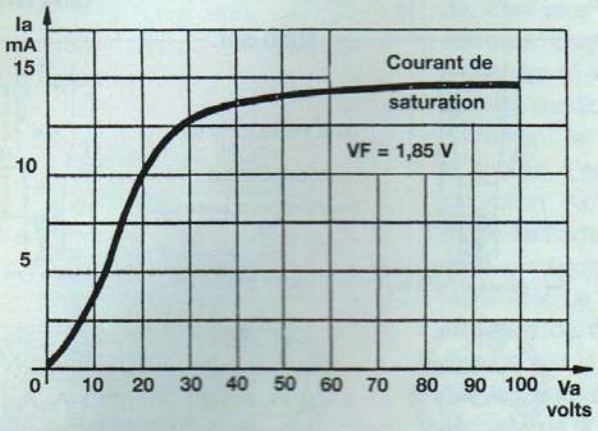


Figure 3 : relevé de la caractéristique courant/tension (Ia = ƒ(Va)) d'une diode R290 à cathode de tungstène pour une tension de filament de 1,85 V (document Radio-Technique).

CARACTÉRISTIQUES

Chauffage

Direct (filament de tungstène).

CONDITIONS NOMINALES D'EMPLOI

Courant de saturation de la diode.....	Id	=	15 mA
Tension de chauffage.....	Vf	=	1,85 V
Tension de la diode.....	Vd	=	100 V env.
Courant de chauffage.....	If	=	2,7 A

Fréquence de résonance

Tube monté sur un support normal.....	Fr	=	1 425 MHz

CAPACITÉS

Capacité de la diode.....	Cd	=	2,5 pF

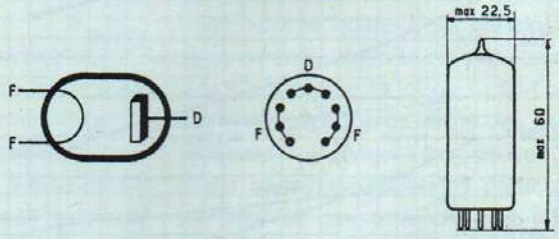
VALEURS A NE PAS DÉPASSER

Courant de saturation de la diode (*)...	Id	=	20 mA
Puissance dissipée sur la diode.....	Pd	=	3 W

(*) Ce courant correspond à une tension de chauffage inférieure à 2,1 V.

La durée d'un tube est de 100 heures environ en service permanent, dans les conditions limites ci-dessus.

DISPOSITION DES ÉLECTRODES ET ENCOMBREMENT



Embase : Miniature 9 broches (Noval).

Fiche technique de la R290.

Figure 4 : un Nuvistor 6CW4. C'est un tube miniature à forte pente et à grand cœfficient d'amplification. Le tube 12AX7 placé à sa droite permet d'apprécier ses dimensions réduites.

Certains tubes construits spécialement peuvent durer encore plus longtemps, c'est le cas des tubes répéteurs immergés au fin fond de l'Atlantique tout au long des câbles téléphoniques depuis 50 ans, et qui fonctionnent toujours après 438 000 heures de bons et loyaux services.

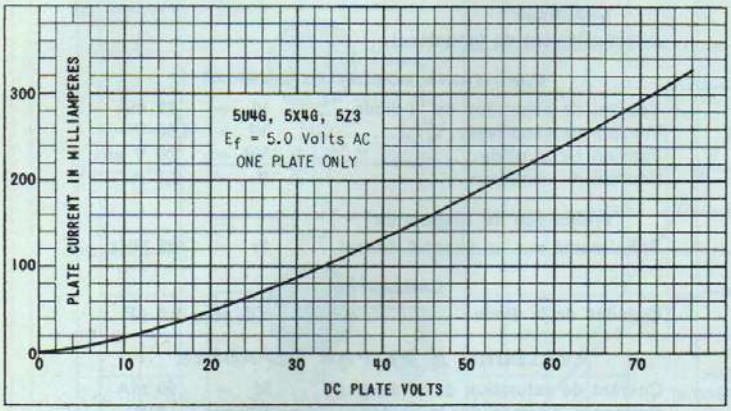
A l'inverse, certains tubes sont aptes à fournir des courants extrêmement importants pendant un temps très court en les surchauffant (de l'ordre de 30 secondes). C'est le cas de certains Nuvistors conçus spécialement pour ces engins fort peu sympathiques que sont les ogives nucléaires ou certains missiles activés à partir d'une certaine distance de l'impact et qui sont aptes à délivrer toute leur puissance jusqu'à l'explosion finale (**figure 4**).

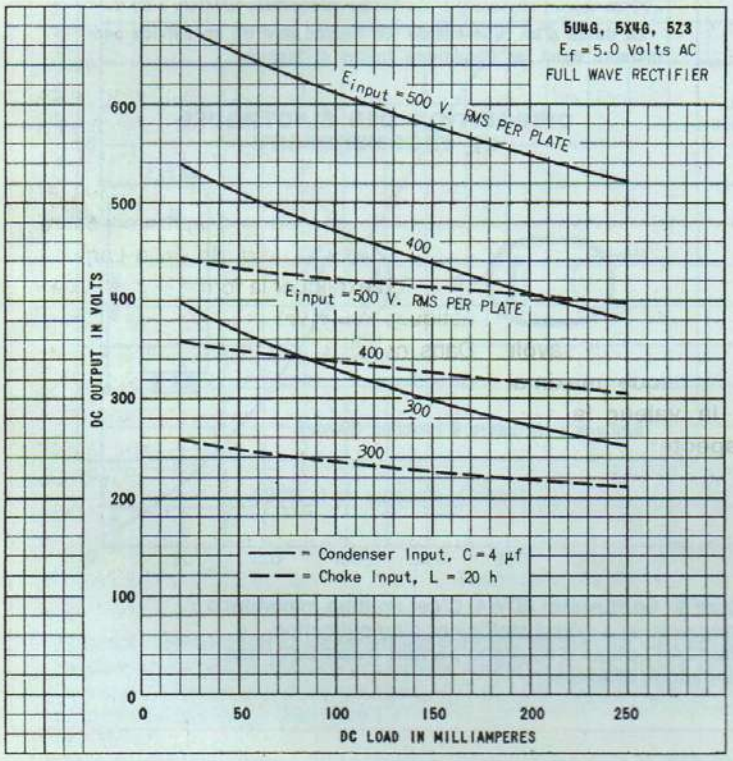
Mais revenons à l'audio et à l'utilisation paisible et pacifique des tubes électroniques. Les durées de vie que nous vous avons indiquées sont celles des cathodes et ne sont valables que si le tube est utilisé correctement en fonction de ses capacités moyennes définies par le constructeur, en particulier le courant maximum qu'il pourra débiter en fonction de la tension maximale que vous aurez le droit d'appliquer entre l'anode et la cathode. Car il faut bien que je vous l'avoue maintenant : si vous essayez de relever la courbe d'une diode à chauffage indirect avec le schéma de la figure 2, vous n'arriverez jamais au palier de satu-

5Z3 (5U4G, 5X4G)

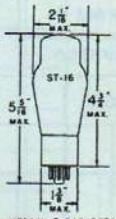
Figure 5

(5U4G, 5X4G) 5Z3





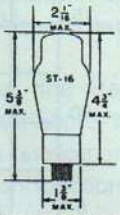
TUNG-SOL



FULL WAVE
HIGH VACUUM RECTIFIER

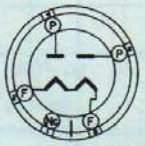
COATED FILAMENT
5.0 VOLTS 3.0 AMPERES
AC

GLASS BULB



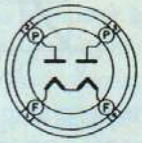
5U4G – MEDIUM 5 PIN OCTAL BASE
5X4G – MEDIUM 8 PIN OCTAL BASE

5Z3 – MEDIUM 4 PIN BASE



G-5Ta
BOTTOM VIEW
5U4G

G-5Q
BOTTOM VIEW
5X4G



4C
BOTTOM VIEW
5Z3

THE TUNG-SOL 5U4G, 5X4G AND 5Z3 ARE DESIGNED FOR SERVICE AS POWER RECTIFIERS IN AC OPERATED RECEIVERS WHICH REQUIRE HIGH CURRENTS. THEIR RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS ARE IDENTICAL.

RATINGS

MAXIMUM PEAK INVERSE VOLTAGE	1550	VOLTS
MAXIMUM STEADY-STATE PEAK PLATE CURRENT PER PLATE	675	MA.

OPERATING CONDITIONS AND CHARACTERISTICS

FULL WAVE RECTIFIER WITH CONDENSER INPUT TO FILTER

AC PLATE VOLTAGE PER PLATE (RMS) MAX.	450	VOLTS
DC OUTPUT CURRENT MAX.	225	MA.
TOTAL EFFECTIVE PLATE SUPPLY IMPEDANCE PER PLATE MIN.A	75	OHMS

FULL WAVE RECTIFIER WITH CHOKE INPUT TO FILTER

AC PLATE VOLTAGE PER PLATE (RMS) MAX.	550	VOLTS
DC OUTPUT CURRENT MAX.	225	MA.
VALUE OF INPUT CHOKE MIN.	3	HENRYS
TUBE VOLTAGE DROP AT 225 MA. PER PLATE	58	VOLTS

A WHEN FILTER CONDENSERS LARGER THAN 40 µfds ARE USED, IT MAY BE NECESSARY TO ADD ADDITIONAL PLATE SUPPLY IMPEDANCE.

CONTINUED NEXT PAGE

Diode de redressement utilisée dans tous les amplificateurs à tubes des années 50 à 60 (Mac Intosh, Westrex, Ampex, Altec...)

ration, votre malheureux tube aura rendu l'âme bien avant.

Pour tracer les courbes des figures 2 et 3, nous avons utilisé des diodes à chauffage direct à filament de tungstène afin de mettre en valeur le palier de saturation.

Pourquoi ?

Si vous avez lu le premier article de la série, vous vous souviendrez qu'une cathode à oxyde à chauffage indirect est constituée d'un tube de nickel sur lequel on a déposé une mixture d'oxyde de baryum, de strontium et parfois du calcium. Cette mixture a un très grand pouvoir émissif et, avec une température de chauffage relativement basse, l'émission électronique est particulièrement intense. Que va-t-il se passer lorsque la tension anodique va croître ? Eh bien, la cathode va continuer à alimenter la charge d'espace. Tant que le courant reste raisonnable, tout va bien. Mais, continuons à augmenter la tension d'anode. Le courant va augmenter, la brave cathode va continuer à fournir des électrons à la charge d'espace sans réaliser qu'elle signe ainsi son arrêt de mort ! On ne meurt qu'une fois ! En effet, la surface de la cathode est plus petite que celle de l'anode, la densité de courant va augmenter dangereusement et, en particulier à la surface de contact entre le nickel et

Figure 6 : tube 5U4G

la couche d'oxydes, on aura atteint le «courant maximum de cathode» qui est indiqué par le constructeur et qui est une valeur à ne dépasser sous aucun prétexte. Pendant ce temps, à l'autre extrémité, l'anode va capter de plus en plus d'électrons et ceux-ci vont la percuter avec une vitesse de plus en plus grande. Elle va chauffer (elle peut rougir) non pas à cause du courant qui la traverse mais à cause du bombardement électronique à laquelle elle est soumise. Pour la cathode, c'est plus grave encore, car soyons sadiques jusqu'au bout : agissons sur P1 (figure 2) et augmentons encore la tension anodique. L'anode va absorber goulûment la totalité des électrons de la charge d'espace (c'est le palier de saturation de la figure 2). Dans le cas d'une cathode à oxydes, c'est dramatique car l'horrible effet Schottky va se manifester. Le gradient de potentiel à proximité de la cathode, qui n'est plus protégé par la charge d'espace, est tel que les électrons vont être directement arrachés de la surface de cette dernière. C'est le chant du cygne !...

Les électrons arrachés directement aux atomes vont se précipiter vers la surface par paquets, entraînant littéralement la matière dans leur sillage, la couche d'oxydes est irrémédiablement détruite. C'est la mort du tube.

Pourquoi ce tableau apocalyptique ? Pour que vous compreniez bien que les tubes doivent être utilisés en deçà de leurs caractéristiques maximales indiquées par le constructeur. **Il faut savoir que le courant cathodique maximal est certainement la valeur la plus importante à respecter, bien plus importante que la dissipation maximale de plaque.**

Un tube met longtemps à mourir, contrairement à un transistor qui passe de vie à trépas en quelques millisecondes. C'est pourquoi beaucoup d'appareillages à tubes vendus au public ne fonctionnent correctement que quelques mois : les tubes y sont mal utilisés et meurent doucement, graduellement, sans manifestations spectaculaires. Ce ne sont pas les tubes qui sont fragiles mais les circuits qui sont mal étudiés, mal conçus.

Il faut avouer malheureusement que c'est souvent volontaire chez certains constructeurs car, très fréquemment, un tube utilisé au-delà de ses performances affichera des résultats extraordinaires en linéarité, en transparence et en finesse du message sonore, au détriment de sa durée de vie... hélas !

Donc, en règle générale, évitez d'utiliser un tube électronique au-delà des valeurs maximales d'utilisation indiquées par le constructeur, en particulier le courant maximal de cathode et la dissipation maximale de plaque.

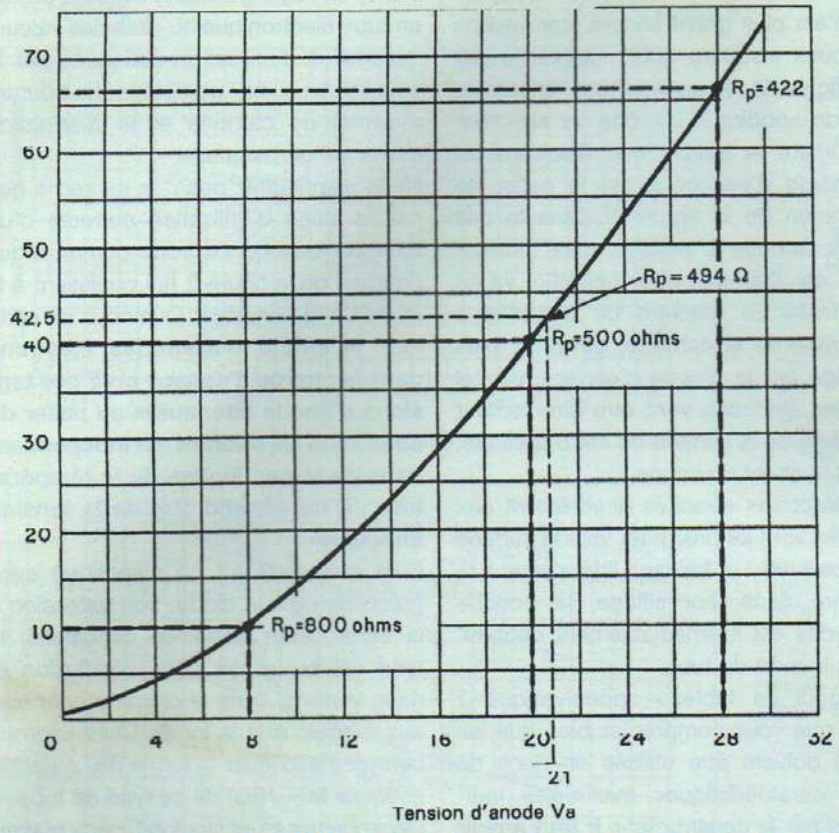
Ne le surchauffez pas ; ça ne sert à rien car la plage d'utilisation correcte d'un tube correspond au tronc commun des courbes de la figure 2 qui obéissent à la loi de Child-Langmuir. Que nous dit cette loi : **«L'anode puisant les électrons dans la charge d'espace pour des tensions d'anode inférieures au palier de saturation ; le courant est indépendant dans de larges limites de la température ; il ne dépend que de la tension anodique»**.

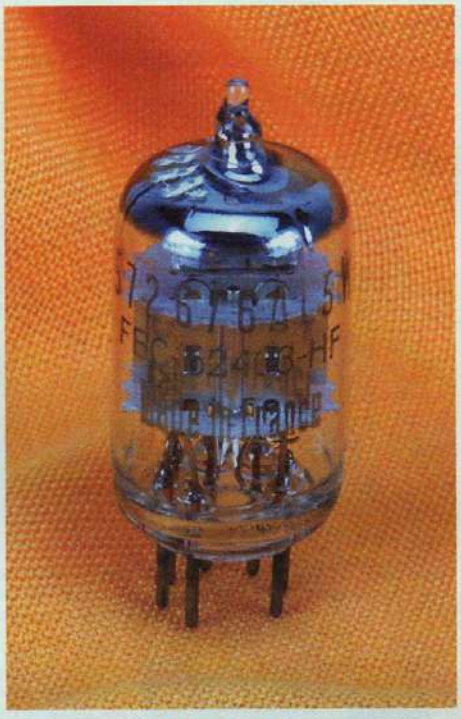
Bien que cette loi ne s'applique avec précision qu'à la diode, son extension à la triode, sous certaines conditions, la rend valable quant à sa conclusion et nous verrons, dans le chapitre consacré aux triodes, que la loi de Child-Lagmuir permet d'expliquer la forme des caractéristiques $Ia = f(Va)$ de ce type de tube.

Dans certaines utilisations particulières, on peut se permettre de sous-chauffer légèrement un tube, à condition de maintenir la tension d'anode à une valeur beaucoup plus basse que la normale. **Ce procédé est utilisé dans certains préamplificateurs à faible bruit**.

L'étude de ces circuits spéciaux fera l'objet d'un article complet dans la revue. Mais ne croyez pas qu'en les sous-chauffant, vous augmenterez la durée de vie de vos tubes, bien au contraire ; des phénomènes complexes ayant trait à la pollution des oxydes, et dont l'étude nous emmènerait beaucoup plus loin, vont intervenir, réduisant la capacité de la cathode à alimenter la charge d'espace. Le tube mourra pour ainsi dire prématurément par «empoisonnement» de sa cathode.

Mais revenons à la diode et étudions ses caractéristiques électriques car, au fond, un tube isolé sur une étagère, ça ne sert pas à grand chose, sa finalité étant de travailler dans un circuit précis. Il va nous





Tube 6AL5

Figure 7 : courbe Ia = *f*(Va) d'une section de la diode de détection 6AL5. Cette diode a été choisie pour mettre en valeur la courbure de sa caractéristique et sa non-linéarité. En utilisation courante, cette diode qui est utilisée comme détectrice ne «voit» que des tensions maximales de l'ordre du volt.
On peut considérer alors sur une faible portion de la courbe, assimilable à une droite, une valeur de résistance interne pratiquement constante. Dans certains cas particuliers, on va au contraire utiliser la courbure de la caractéristique Ia = *f*(Va) comme un avantage ; c'est le cas dans certains schémas de compresseurs/expanseurs de dynamique en audio.

falloir parler maintenant de la résistance interne de la diode et, au risque de me répéter, toutes ces notions que nous étudions grâce au plus simple des tubes électroniques seront applicables à tous les tubes, quels qu'ils soient.

LA RÉSISTANCE INTERNE D'UNE DIODE EN COURANT CONTINU

On l'appelle aussi résistance statique, en opposition avec la résistance dynamique que nous étudierons tout à l'heure. De quoi s'agit-il ? Regardez la **figure 7**, c'est la courbe Ia = *f*(Va) relevée pour une petite diode utilisée en détection, une 6AL5 (**figure 6**). C'est une diode biplaque dont nous n'avons utilisé qu'une moitié. Cette courbe a été relevée avec le montage de la figure 1, comme précédemment. On la nomme «caractéristique statique de la diode». Pourquoi statique ? Parce que pour l'instant notre montage ne sert à rien (sauf à relever cette courbe). Je m'explique. En utilisation normale, notre diode va débiter du courant dans un circuit extérieur. Ici rien de tout cela : la diode ferme simplement le circuit de la batterie de haute tension sur elle-même. Or, supposons un instant que nous la remplacions par un simple fil conducteur (je ne vous recommande pas de faire l'expérience !). Cela s'appelle un court-circuit et vous pouvez imaginer les conséquences d'un tel acte : le courant va atteindre une valeur énorme, votre milliampèremètre va exploser, etc. Or, lorsque la diode est dans le circuit, le courant se stabilise à une certaine valeur et ne bouge pas. Si vous observez la courbe de la **figure 7**, pour une tension par exemple de 20 V, le courant se stabilise à 40 mA. Pourquoi ? Tout simplement parce que la diode (**et cela est valable pour tous les tubes électroniques**) possède une résistance interne limitant l'intensité du courant qui la traverse, et cette résistance va se comporter comme une honnête résistance classique, c'est-à-dire obéissant à la célèbre loi d'Ohm sans laquelle l'électricité n'existerait certainement pas : U = R.I.
La tension U (exprimée en volts, symbole : V) aux bornes de la résistance est égale au produit de la résistance R (exprimée en ohms, symbole : Ω) par l'intensité du courant I (exprimée en ampères, symbole : A) qui la traverse. De

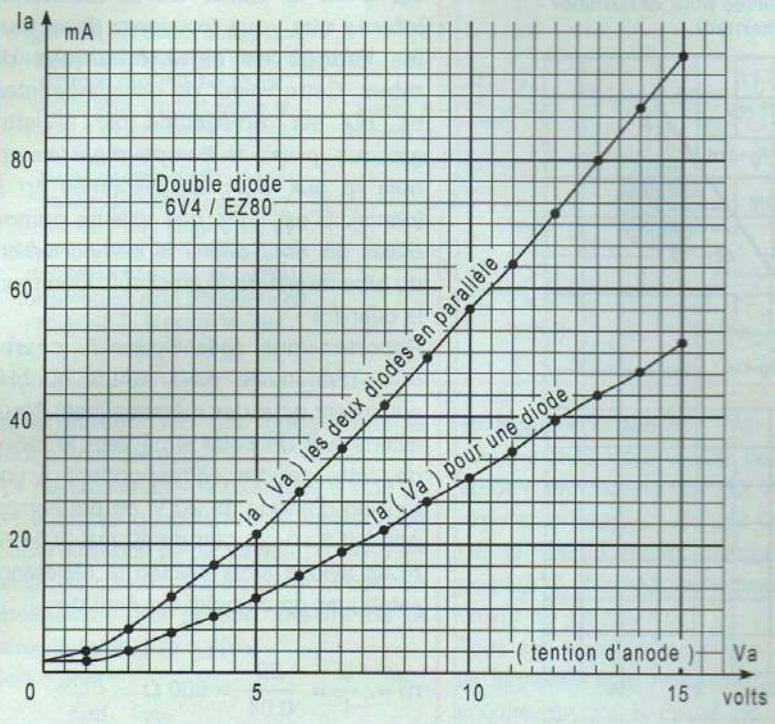


Figure 8 : caractéristiques statiques d'une double diode à vide EZ80.

cette formule archi-simple, on va pouvoir extraire la valeur de la résistance si on connaît la valeur de la tension et celle de l'intensité qui la traverse. C'est le cas de la **figure 7** où l'on mesure la tension «Va» grâce au voltmètre et l'intensité «Ia» avec le milliampèremètre. Ne ronchonnez pas ! Ce ne sont pas des mathématiques, mais de la simple arithmétique.

$$R = \frac{U}{I}$$

Au point où nous avons fait la mesure précédemment : pour U = 20 V, I = 40 mA (attention aux unités ! 1 mA = 1/1 000ème d'ampère), soit 0,040 ampère, donc la résistance de la diode au point U = 20 V est de 20 V divisés par 0,040 A, soit 500 Ω.

«Formidable !», me direz-vous «la résistance de la diode est de 500 Ω». Eh bien non, ce serait trop simple. La résistance au point U = 20 V est bien de 500 Ω, c'est incontestable. Mais déplaçons-nous sur la caractéristique statique de la diode et prenons un autre point, par exemple U = 8 V. Le courant à ce point est de 10 mA.

En calculant la résistance comme précédemment, on trouvera R = 800 Ω. Si on choisit U = 28 V, I = 66 mA, on trouvera R = 422 Ω. Que se passe-t-il donc . Eh bien, c'est la faute de la loi de Child-Langmuir. La caractéristique statique de la diode (et de tous les tubes quels qu'ils soient) n'est pas une ligne droite (ce qui serait le cas s'il s'agissait d'une vraie résistance). **On dit que la caractéristique n'est pas linéaire** ; ce qui est très ennuyeux car, nous le verrons dans le prochain chapitre lorsque nous parlerons de la triode amplificatrice, cette courbure de la caractéristique est la cause principale des distorsions qui vont affecter plus ou moins un signal audio.

Les constructeurs essaient, dans toute la mesure du possible et en jouant sur la géométrie des électrodes d'un tube, de rendre cette caractéristique statique la plus droite possible. Mais quoi qu'on fasse, il restera toujours une très légère courbure, et c'est alors le talent et l'astuce du concepteur des circuits accompagnant le tube qui devront s'exprimer afin de réduire au maximum les effets pernicieux de cette non-linéarité. Rassurez-vous, on y arrive très bien !

Un dernier point avant d'abandonner la caractéristique statique : si on met en parallèle les deux moitiés de notre petite diode 6AL5, toutes les valeurs du courant seront doublées pour une même tension et la résistance de la nouvelle diode que nous avons créée sera divisée par deux.

C'est aussi valable pour tous les tubes, et c'est un procédé employé couramment pour augmenter le débit de courant dans un circuit et réduire en proportion la résistance interne du circuit. C'est le cas particulier de certains amplificateurs où plusieurs tubes finaux sont montés en parallèle afin d'augmenter la puissance disponible en sortie (**figure 8**).

Tout cela est bien intéressant me direz-vous mais pour l'instant le montage de la

Figure 9 : caractéristique Ia = ƒ(Va) qui peut être utilisée pour déterminer la résistance interne de la diode en alternatif.

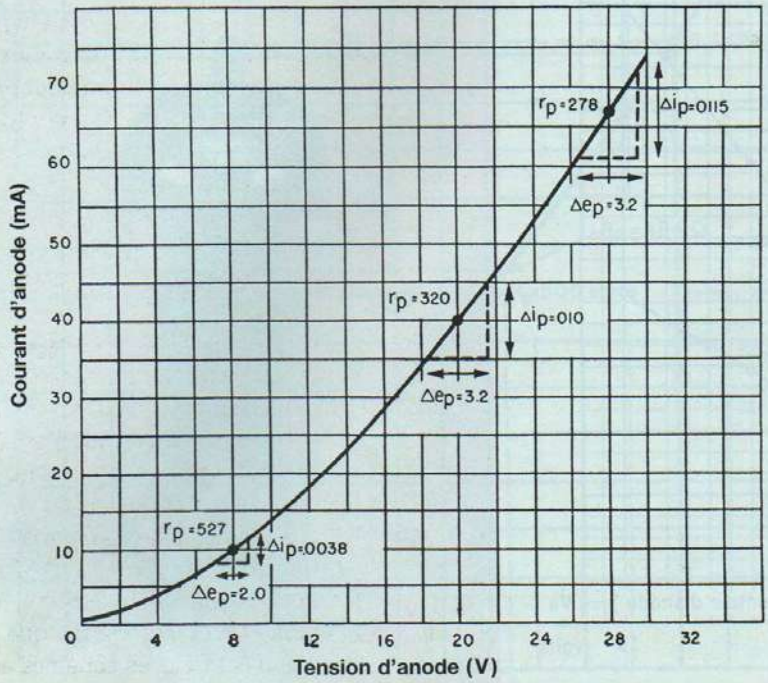


figure 1 ne sert rigoureusement à rien sauf à réaliser une expérience amusante de laboratoire. C'est vrai !... Vous avez entièrement raison mais patience, ne ronchonnez pas, on y arrive ! mais tout d'abord.

UNE DIODE À QUOI ÇA SERT ?

Essentiellement à redresser un courant alternatif (car **elle ne conduit le courant que dans un seul sens, de la cathode vers l'anode**), soit dans une alimentation redressant le courant alternatif à 50 Hz tel qu'il vous est délivré par votre fournisseur habituel (EDF n'achetant pas d'espace publicitaire dans notre revue, nous ne nous étendrons pas là-dessus) afin de le transformer en courant pulsé de même sens et en courant continu après filtrage (ceci fera l'objet d'un prochain article), soit en redressant le courant fourni par votre émetteur favori (c'est la détection) afin que vous puissiez voir une image sur l'écran de votre téléviseur et que vous puissiez entendre le son accompagnant cette image. Ce sont des diodes qui sont utilisées dans les démodulateurs en anneaux de vos récepteurs FM, ce sont aussi des diodes qui sont utilisées dans les convertisseurs analogiques/numériques ou dans les expanseurs/compresseurs de dynamique audio.

Il faut préciser ici que la majorité de ces fonctions sont effectuées aujourd'hui par des diodes à semi-conducteurs. Pourtant, dans certaines utilisations particulières, essentiellement en audio, la diode à vide reste souvent imbattable. Mais n'allons pas trop vite, puisque la diode est un «redresseur» de courant, il nous faut parler maintenant de sa résistance en courant alternatif.

RÉSISTANCE EN COURANT ALTERNATIF D'UN TUBE QUEL QU'IL SOIT

Oui, car bien que nous parlions ici de la diode, la méthode de mesure de la résistance interne d'un tube quel qu'il soit est la même pour tous. Ceci est fondamental car **c'est la valeur de la résistance interne que vous trouverez dans tous les listings de caractéristiques de tubes**. Cette valeur de résistance interne, qui est représentée par la lettre grecque «ρ» (rô) en Europe et par le symbole rp aux USA, est exprimée en Ω (ohms). C'est l'une des valeurs primordiales qui vont définir le comportement du tube monté dans un circuit. Comment la définir ?

Reportez-vous à la figure 7 (courbe Ia = ƒ(Va) d'une diode 6AL5, ou 6H6 équivalent octal des mêmes tubes). Nous avions pris un point situé vers le milieu de cette courbe correspondant à une tension d'anode de 20 V, ce qui correspondait à un courant de 40 mA (0,04 A). Nous avions alors calculé la résistance «statique» en ce point qui était de

$$rp = \frac{U}{I} = \frac{20}{0{,}04} = 500\ \Omega$$

Maintenant examinons la **figure 9**. C'est la même courbe, sauf que maintenant nous allons faire fonctionner «dynamiquement» notre petite diode. En reprenant le point : 20 V / 40 mA, nous allons choisir deux points de part et d'autre de ce point central, pas trop éloignés l'un de l'autre.

Munis d'une règle nous pouvons considérer que cette petite portion de courbe va être droite (si j'ose m'exprimer ainsi !) pour une variation de plus ou moins 1,6 V de part et d'autre du point central 20 V / 40 mA. A 20 V - 1,6 V, soit 18,4 V, correspondra un courant de 35 mA. A 20 V + 1,6 V soit 21,6 V correspondra un courant de 45 mA.

Cette variation de «Va» de ±1,6 V soit 3,2 V (le «Swing» pour les Anglo-saxons) a donc entraîné une variation de courant de 45 - 35 = 10 mA (0,010 A). C'est ce qui va nous permettre de définir la résistance interne en courant alternatif de notre diode au point de fonctionnement choisi : ici 20 V / 40 mA au «repos». Ce qui est valable pour la diode l'est pour **«tous les types de tubes à vide» quels**

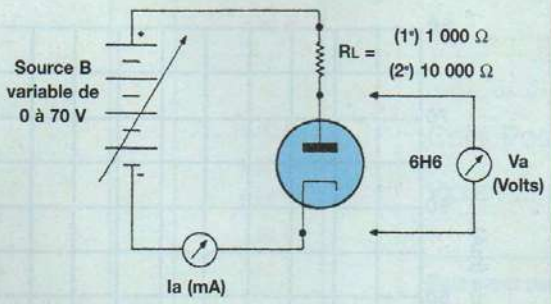


Figure 10 : schéma utilisé pour le relevé de la courbe caractéristique dynamique d'une diode 6H6. On fait varier la tension de la source B après avoir fixé la valeur de la résistance de charge RL à une valeur de 1 000 Ω pour la courbe 1 de la figure 11, et 10 000 Ω pour la courbe 2. Les nouvelles courbes Ia = *f*(Va) dynamiques sont obtenues en relevant la tension Va aux bornes du tube.

qu'ils soient. Ceci est fondamental et peut s'énoncer ainsi :

«La résistance interne d'un tube à vide (ρ) est égale au quotidien de la variation de tension d'anode par la variation correspondante du courant traversant le circuit, **en choisissant une portion linéaire de la caractéristique Ia = *f*(Va)**».

Cela s'écrit :

$$\rho(rp)_{\Omega} = \frac{\Delta ep \text{ volts}}{\Delta ip \text{ ampères}}$$

La lettre grecque Δ signifiant : «petite variation».

Dans l'exemple que nous avons choisi, la résistance interne en alternatif de la diode 6AL5 au point de repos 20 V / 40 mA et de

$$\rho = \frac{\Delta ep}{\Delta ip} = \frac{21{,}6\text{-}18{,}4}{0{,}045\text{-}0{,}035} = \frac{3{,}2}{0{,}10} = 320\ \Omega$$

Mais, me direz-vous, c'est encore la célèbre loi d'Ohm :

$$R = \frac{U}{I}$$

Eh oui ! C'est toujours la loi d'Ohm, ce qui fait dire à certains qu'avec un peu d'imagination et beaucoup de loi d'Ohm on peut comprendre toute l'électronique. Je n'irai pas jusque là, mais au fond, il y a beaucoup de pertinence dans cette affirmation.

Trêve de plaisanterie, plaçons-nous à un autre point de la caractéristique (point 28 V - 67 mA) de la figure 9 et faisons «swinguer» la tension «Va» de ±1,6 V comme en B. Pour un Δep de 3,2 V, nous aurons un Δip de 0,0115 A, soit une résistance interne ρ de 278 Ω.

De la même façon, plaçons-nous au point (8 V - 10 mA) : nous trouverons une valeur de ρ de 527 Ω.

Tous ces résultats sont très ennuyeux ; ils signifient que notre diode n'est pas linéaire du tout (à cause de la courbure de sa caractéristique), ce qui fait que si nous l'utilisions telle quelle pour détecter, par exemple, la retransmission d'un concert avec Pavarotti à la télévision, la voix de ce dernier nous parviendrait avec des arrière-goûts de scie musicale tant le taux de distorsion serait élevé.

C'est valable pour la diode de détection mais aussi pour tous les étages d'amplifications du signal comportant des tubes électroniques, du moins s'ils étaient employés tels quels. Dieu merci, ce n'est pas le cas car un tube ne fonctionne jamais à vide (sauf dans les relevés des caractéristiques fournies par les constructeurs). **Un tube, pour être utilisé, doit débiter son courant dans une charge et c'est cette charge qui va linéariser ses caractéristiques**.

Dernière observation avant de parler de la charge de la diode, vous constaterez que la résistance interne ρ est très différente de la résistance statique rp (au point 20 V/40 mA, ρ = 320 Ω et rp = 500 Ω). Cette différence provient de la pente de la courbe caractéristique du tube.

La résistance statique rp ne sert qu'à définir le point de fonctionnement du tube au repos en fonction de la tension appliquée entre sa plaque et sa cathode. **Cette confusion entre résistance statique et résistance interne peut entraîner bien des déboires** et est très souvent une source grave de dysfonctionnement dans des circuits mal conçus.

LES CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES D'UN TUBE

Jusqu'à présent, nous n'avons raisonné qu'en fonction de la caractéristique dite «statique» de notre brave 6AL5. Il est temps de la mettre au travail, c'est-à-dire de la faire fonctionner pour ce à quoi elle a été conçue, c'est-à-dire de lui faire débiter du courant dans un circuit extérieur. Regardez la **figure 10**. Au lieu de refermer le circuit sur lui-même, **nous avons inséré une résistance** que nous appellerons RL dans les schémas anglo-saxons (L pour «Load» : charge) et RCH en bon français.

Que va-t-il se passer ? Le courant «Ia» qui va traverser le circuit à travers la diode va aussi traverser la résistance de charge et développer aux bornes de cette dernière, à cause de la loi d'Ohm (encore elle !), une tension égale à :

$U = R_L \times Ia$

Comme précédemment, faisons «swinguer» la tension U autour de son point de repos. Cette variation de tension va entraîner une variation de courant Δi. Aux bornes de la résistance RL nous recueillerons une variation de tension qui sera égale à :

$\Delta U = R_L \times \Delta Ia$

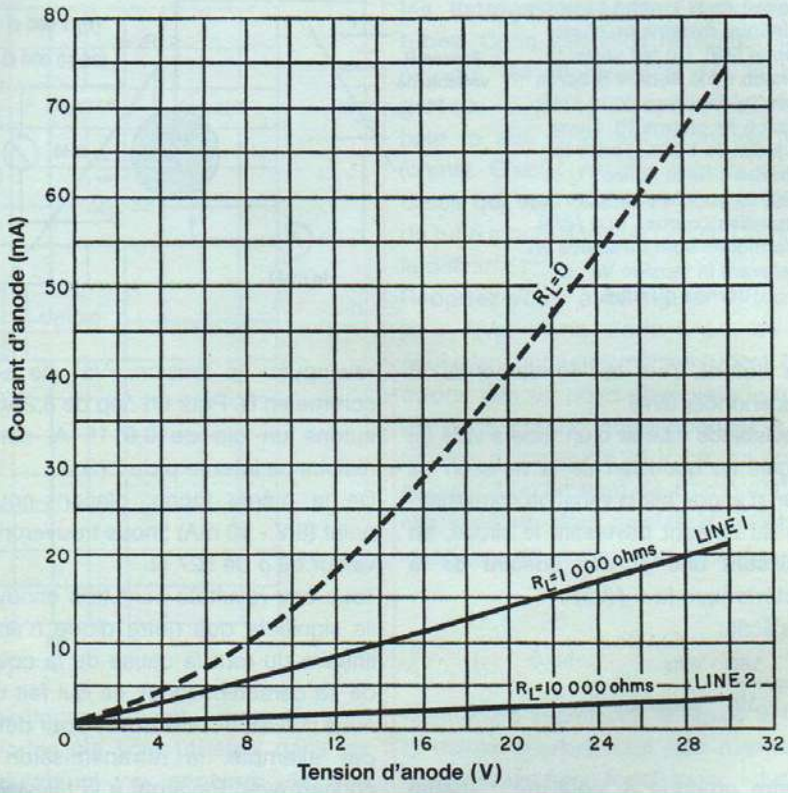
C'est cette variation de la tension que nous allons utiliser plus tard, car n'oubliez pas que nous raisonnons sur des circuits à tubes thermoïoniques dans lesquels, contrairement aux transistors, **ce sont les tensions qui nous intéressent et non les courants**. Hors l'utilisation de cette tension pour activer un circuit extérieur, quelle est la conséquence primor-

diale de la présence de cette résistance de charge ?
Comme nous allons le voir, nous avons bouleversé la caractéristique statique de notre diode ; la courbe de la figure 9 va être considérablement altérée. Qui dit altération dit souvent dégradation ; eh bien ici, c'est exactement le contraire et **notre courbe, qui n'était pas linéaire, va se «linéariser»** et la voix de Pavarotti va ressembler de plus en plus à Pavarotti.
Nous allons voir pourquoi (**figure 11**).

LORSQU'IL N'Y AVAIT PAS DE CHARGE DANS LE CIRCUIT

Ce qui revient au même, si $R_L = 0$. La seule résistance présente était la résistance interne du tube (nous avions calculé $\rho = 320\ \Omega$). Pour simplifier, nous considérerons comme négligeables les résistances internes de la source B et du milliampèremètre.
A partir du moment où la charge R_L est présente, le courant va circuler à travers le tube et la résistance R_L. Augmentons cette résistance et donnons-lui une valeur de plus en plus grande. La chute de tension U_{RL} dans R_L sera de plus en plus grande avec pour conséquence une tension U_A aux bornes du tube de plus en plus faible et un courant dans le circuit diminuant en conséquence (toujours la loi d'Ohm). Si nous traçons la nouvelle courbe $Ia = f(Va)$ aux bornes du tube (figure 11), nous constaterons les phénomènes suivants : la pente de la courbe a diminué mais, ô miracle (!), cette courbe ressemble de plus en plus à une droite. Nous avons linéarisé notre tube et tracé ce que l'on nomme **la caractéristique dynamique de la diode**. Plus la résistance de charge augmente, plus on se rapproche de la droite, ce qui s'explique car la variation de la résistance interne du tube devient négligeable devant la valeur de la résistance de charge. Comme on ne peut pas avoir le beurre et l'argent du beurre, cette linéarisation se paye cher. **Il va falloir de grandes variations de tension «Ua» pour entraîner de faibles variations de «Ia»** et, en conséquence, une tension utilisable U_{RL} plus faible. A l'extrême, si nous tracions une courbe dynamique pour une résistance de charge de 100 000 Ω par exemple, cette dernière serait pratiquement confondue avec l'axe des tensions «U_A». La caractéristique serait parfaitement droite mais le tube ne servirait strictement à rien.

Figure 11



Donc, maintenons notre résistance de charge dans des limites raisonnables (**environ trois fois la résistance interne de notre diode**). Vous êtes déçus ? Bien sûr ; vous écoutez votre concert à travers une paire d'écouteurs anémiques. Ne désespérez pas : nous sommes en 1907 et **Lee De Forest vient d'avoir l'idée géniale de glisser une grille entre la cathode et l'anode de notre diode**. Ce petit détail qui change tout va nous permettre enfin de pouvoir amplifier grâce à la triode.
Ce sera l'objet du prochain article.
Rendez-vous au prochain numéro.

Rinaldo Bassi

EDITIONS PÉRIODES
5, boulevard Ney
75018 Paris

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue. N'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

Et si on parlait : «tubes»

4 ÈME PARTIE

DE L'AUDION À LA TRIODE

Bon ! D'accord, on est plusieurs milliards à circuler entre la cathode et l'anode d'une diode... peinards si j'ose dire (c'est un électron qui nous parle). De temps en temps la tension change sur l'anode on accélère, tous ensembles ; la tension baisse on ralentit. On retrouve bien de temps en temps un copain dans la charge d'espace, mais enfin, «bof», çà manque d'animation tout çà ! Faudrait que çà remue un peu ! Patience les gars : Lee De Forest vient de placer une grille entre la cathode et l'anode, et croyez moi, çà va secouer... vous êtes prêts ?...

NAISSANCE DE LA TRIODE

Quand en 1907, Lee De Forest qui vient de glisser une grille entre la cathode et l'anode d'une diode de Fleming observe de curieux phénomènes : une faible variation de tension entre la grille et la cathode entraînant une forte variation de courant traversant le tube entre la cathode et l'anode : la triode était née (**figure 1**).

Lee De Forest qui avait baptisé son tube «l'Audion» (figure 1) avait, certainement sans le vouloir à l'époque, ouvert la porte au mælström électronique de notre 20ème siècle. Sans la triode, nous serions certainement restés sourds et aveugles pendant de longues années (quelqu'un aurait bien fini par l'inventer tout de même !).

Tout part de là, y compris l'invention du transistor en 1948 car au fond, le transistor a été inventé uniquement pour remplacer les triodes, pentodes et autres tubes dont l'inconvénient majeur était la taille et le chauffage.

Avant 1907, la diode de Fleming était déjà utilisée couramment mais, somme toute, elle n'était qu'un substitut aux

Figure 1

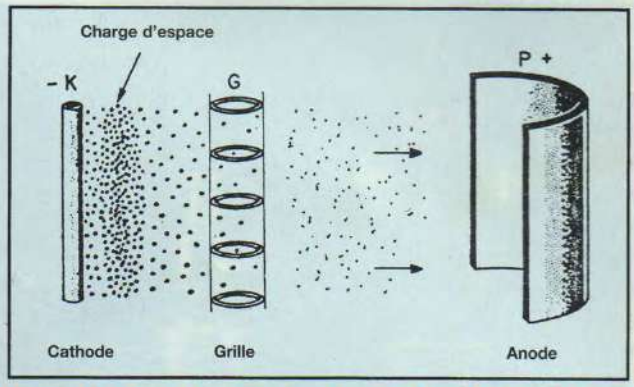


Figure 3 : coupe théorique d'une triode. La grille G portée à un potentiel plus ou moins négatif, va freiner plus ou moins les électrons négatifs qui passent à travers les mailles, attirés par la plaque portée à un potentiel positif. Si la grille est portée à un potentiel très négatif par rapport à la cathode, la totalité des électrons seront repoussés dans la charge d'espace, aucun courant ne traversera alors le tube. La grille de commande est l'élément fondamental du fonctionnement des tubes électroniques.

Figure 2 : éclaté d'une triode 300B de la collection Balaton que nous avons cassée exprès pour nos chers lecteurs (nous ne reculons devant aucun sacrifice !). On distingue nettement la grille qui entoure le filament en forme de W inversé ; la 300B était une triode à chauffage direct, en haut la plaque qui entoure l'ensemble.

détecteurs à cristaux ou au cohéreur de Branly qui étaient utilisés comme redresseurs. L'invention de De Forest a transformé la diode en un relais hypersensible qui peut commander des courants intenses sans emprunter d'énergie à la source de commande (du moins en théorie) et tout cela grâce à la grille de commande.

Où est placée cette grille ? A proximité de la cathode du tube (**figure 2**). En gros, comment cela fonctionne-t-il ? (**figure 3**). La grille est portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode. Les électrons émis par cette dernière et qui se sont

Figure 4 : de gauche à droite : Triode 216B Western Electric (collection Balaton, 1922). Triode phare 2C41 : ce tube peut amplifier des fréquences jusqu'à 4 000 MHz ! (1942). Triode ECC83 très utilisée en audio. Triode céramique 6CW4 dite «Nuvistor» (1963) : le tube fétiche des pré-préamplificateurs Conrad-Johnson.

entassés dans la charge d'espace vont être tentés de rejoindre l'anode portée à un potentiel positif ; mais la grille va avoir tendance à les repousser. Pour une valeur très négative de la tension de grille, aucun électron ne pourra rejoindre la plaque mais, moins la tension de la grille sera négative, plus un grand nombre d'électrons pourront passer à travers les mailles du filet et rejoindre la plaque. A l'extrême, lorsque la grille sera au potentiel de la cathode, tous les électrons iront vers l'anode ; le tube se comportera alors comme une diode. Ce qu'il faut savoir, c'est que **de très faibles variations de la tension négative de la grille entraîneront de très fortes variations du flux électronique dans le tube**, donc de courant emprunté à la source d'alimentation dans le circuit d'utilisation, et cela avec un apport d'énergie quasiment nul de la part de la source de commande. **C'est là la différence fondamentale entre un tube et un transistor**, seuls les transistors à effet de champ présentent un mode de fonctionnement à peu près similaire.

DE L'AUDION À LA TRIODE

Il faut bien avouer que l'invention de l'audion n'était pas parfaitement au point et que en particulier le vide à l'intérieur de l'ampoule était loin d'être parfait.

Il fallut plusieurs années à De Forest pour comprendre que c'était là l'élément clé du bon fonctionnement de son Audion et pour que Mac Candless, qui fabriquait les tubes, réussit à obtenir un vide suffisamment poussé. Toujours est-il que sept ans plus tard, en 1913, l'intérêt exceptionnel de l'invention n'était toujours pas reconnu. Il est vrai qu'avec seulement 800 tubes vendus en 7 ans, les affaires de la société de Lee De Forest n'étaient pas brillantes. Les actionnaires excédés le traînèrent en justice où il fut inculpé et condamné pour escroquerie sans aucune circonstance atténuante. **L'acte d'accusation vaut son pesant d'or, surtout pour nous qui savons ce que l'humanité doit à l'invention de la triode.** Il est vrai que l'on ne pouvait pas demander à ces juges d'être clairvoyants, la justice n'est-elle pas représentée avec un bandeau sur les yeux ?...

L'acte d'accusation, le voici : il portait sur le fait de négocier les actions d'une société dont le seul actif était :

«Les brevets de Lee De Forest couvrant principalement un étrange dispositif (a strange device...) semblable à une lampe à incandescence qu'il nomme «Audion» et dont on a démontré par expérience qu'il est sans aucun intérêt (wich device has provens to be worthless)...

Suivait : le résumé de la cause rapportée par le procureur...» ... Lee De Forest avait prétendu dans de nombreux articles sous sa signature : «qu'il serait possible de transmettre la voix humaine à travers l'océan Atlantique avant qu'il soit longtemps»... Se laissant égarer par ces propos aussi absurdes que délibérément trompeurs dus à Lee De Forest, le public aura été persuadé d'acheter des actions de la société en question... Attendu que... etc».

Lee De Forest fut condamné pour escroquerie... L'année d'après éclatait la guerre de 1914. En moins de quatre ans, les transmissions et l'amplification telles que nous les connaissons furent mises au point et utilisées intensément grâce à l'Audion : **Lee De Forest, fut mondialement reconnu comme le grand inventeur qu'il était**.

Malheureusement, cette condamnation le poursuivit toute sa vie et malgré l'intervention de centaines de scientifiques mondiaux, dont Albert Einstein, Louis de Broglie, Brillouin et d'associations tant américaines qu'européennes, **on lui refusa le prix Nobel, qu'il méritait cependant comme étant le père de toute l'électronique...**

Mais au fond, un prix Nobel, est-ce tellement important ? Combien de Prix Nobel sont-ils tombés dans l'anonymat le plus total alors que Lee De Forest, lui, reste bien vivant, surtout en ces jours de renaissance de l'électronique à tubes...

Mais, trêve de digressions, si nous parlions de la triode ?...

LA TRIODE MODERNE

Certes, l'aspect a bien changé (**figure 4**) mais le principe reste toujours le même. Reportons-nous de nouveau à la figure 3 et affinons notre approche. Comme vous l'avez compris une faible tension, négative sur la grille va contrôler les flux électroniques en direction de l'anode. Que se

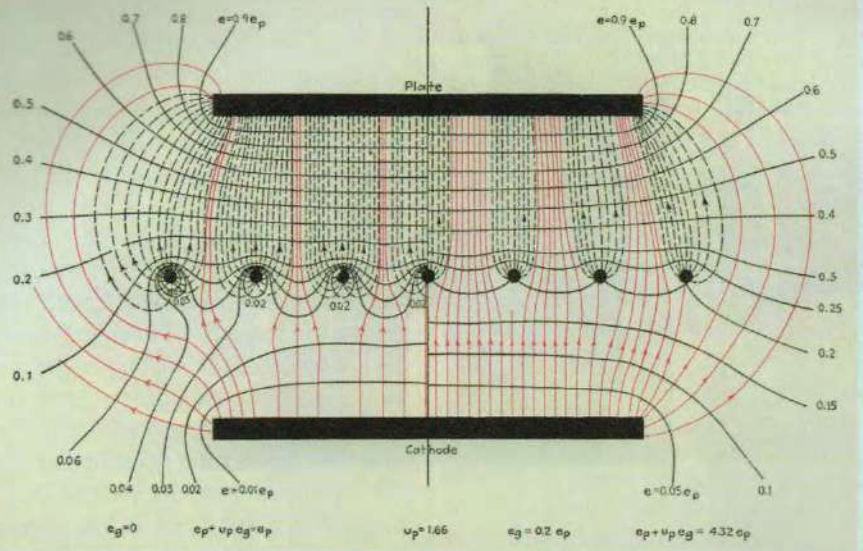


Figure 5 : répartition équipotentielle du champ électrique dans une triode théorique à électrodes planes. Les lignes parallèles aux électrodes représentent la répartition du gradient de potentiel entre la plaque (100 % de la tension) et la cathode à 0 V. Les lignes continues avec des petites flèches représentent le trajet des électrons à travers la grille (gros points noirs) et la plaque. De gauche à droite : valeurs négativement décroissantes de la tension de grille. Les lignes pointillées avec des flèches représentent le champ négatif produit par la grille. A gauche, peu d'électrons passeront entre les mailles alors qu'à droite un grand nombre atteindra la plaque. La partie en pointillés s'appelle «l'ombre de la grille». Elle est visible dans certains tubes de puissance dont le célèbre EL34.

passera-t-il si on provoque une faible variation de cette tension de grille, d'instinct on peut comprendre que cette faible variation de tension va entraîner une variation importante du flux électronique, donc une grande variation du courant dans le circuit «cathode, anode» : **c'est l'effet amplificateur**.

En réalité, le terme est incorrect : il n'y a pas à proprement parler d'amplification de la faible tension appliquée sur la grille mais **cette tension va «contrôler» le flux de courant** produit par la source principale. Si nous prenions une analogie hydraulique, nous pourrions représenter la grille comme la commande d'un robinet : en exerçant sur cette commande un faible effort, on peut contrôler un débit plus ou moins important de l'eau circulant dans la canalisation principale.

C'est ce terme **«contrôle»** qui est important - les anglo-saxons appellent d'ailleurs toujours la grille **«control grid»** - car on va pouvoir commander des courants intenses, donc des puissances importantes sans aucun apport d'énergie (du moins en théorie) ; en effet les phénomènes mis en jeu à l'intérieur d'une triode sont électrostatiques et, dans une triode parfaite, aucun courant ne peut circuler dans le circuit de grille.

Hélas, rien n'est parfait en ce bas monde et nous verrons plus loin qu'en réalité il circule un courant extrêmement faible, mais n'allons pas trop vite, voulez-vous ?

Le fait qu'aucun courant ne circule dans le circuit de la grille de commande va nous permettre d'effectuer une masse d'opérations sur le signal, opérations qu'il est parfois difficile d'effectuer avec les semi-conducteurs qui, eux (à l'exception des FET), consomment une certaine puissance à la source, ce qui fait dire à certains, avec une certaine exagération il faut bien le dire, que si l'électronique avait commencé avec le transistor, l'invention du tube aurait été considérée comme une révolution.

Avant d'entrer dans le détail, il faut signaler que tous les tubes : tétrodes, pentodes, heptodes, etc, ne sont que des perfectionnements de la triode de base et que tous fonctionnent sur le même principe : les électrons (charges négatives d'électricité) émis par la cathode et regroupés dans la charge d'espace (appelée aussi nuage électronique) sont attirés par l'anode portée à un potentiel positif, mais sont plus ou moins freinés par la grille portée à un potentiel négatif. C'est leur petite taille qui va leur permettre de passer à travers les mailles du filet, si je peux m'exprimer ainsi au risque de m'attirer les foudres des «Quantistes» convaincus ! Pour parler plus scientifiquement, on dira que les charges négatives vont suivre les lignes de force correspondant à la répartition équipotentielle du champ électrique... Ouf ! Ne vous inquiétez pas, on ne vous demandera jamais de calculer ni de tracer ces lignes de force : lorsque vous achetez un tube, il est déjà construit, mais il est tout de même intéressant de comprendre ce qui se passe à l'intérieur, non ? (**figure 5**).

Tout cela est très bien, me direz-vous, mais **comment est fabriquée cette fichue grille, et où se trouve-t-elle dans le tube** ?

Les **figures 6 et 7** répondent à la première question et la **figure 8** à la seconde. Pour faire bonne mesure, nous vous offrons la **figure 9** qui représente une octode (donc un tube à huit électrodes dont six grilles) afin que vous compreniez que les grilles sont effectivement des «grilles» et qu'elles sont toutes montées concentriquement autour de la cathode entre cette dernière et l'anode.

Si vous voulions faire preuve de sadisme, nous vous demanderions de tracer les équipotentielles et les lignes de force correspondantes dans un tel tube ! Ne vous inquiétez pas, nous n'irons pas jusque là, mais sachez qu'à travers ce fouillis qui semble inextricable, les électrons s'y retrouvent très bien et, quittant la cathode, ils atteindront tout de même l'anode. Certains vont se perdre en

Figure 6 : voici plusieurs formes de grilles traditionnelles ; il y en a bien d'autres. Le métal les constituant est du nickel, du tungstène ou du molybdène. Certains tubes possèdent des grilles en platine ; d'autres sont plaquées or. Une bonne grille dans un tube traditionnel, c'est un fil très fin (de 100 à 25 microns), indéformable avec la chaleur de fonctionnement du tube et suffisamment rigide pour conserver sa forme et sa distance par rapport à la cathode (300 à 110 microns).

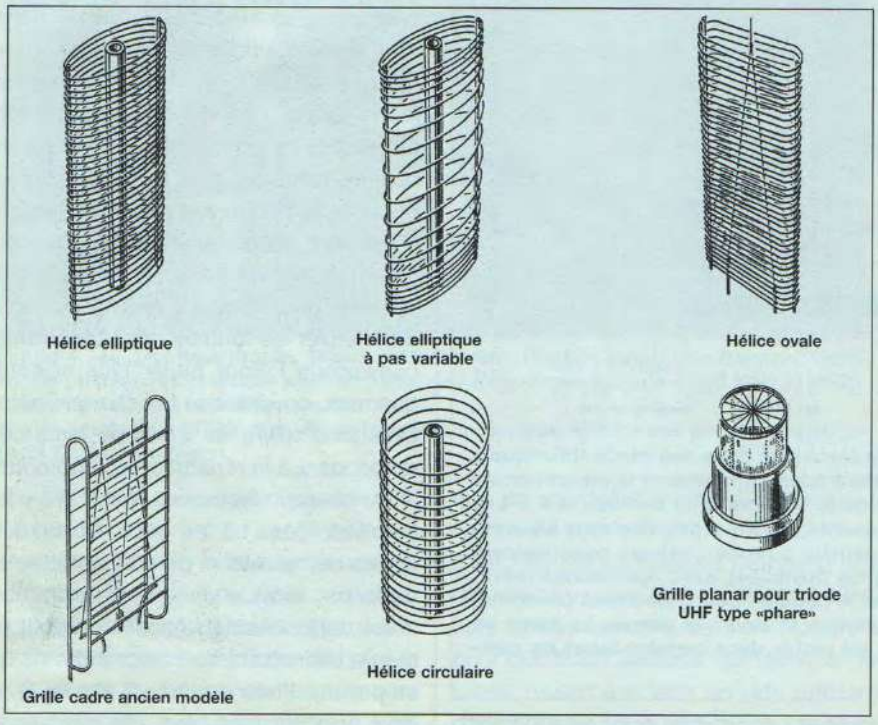


Figure 7 : grille moderne de type cadre (à droite) comparée à une grille classique. La grille cadre a été mise au point en 1959 en France par la Radiotechnique ; ce procédé de fabrication a permis de réduire à 10 microns (!) le diamètre du fil. La distance entre la cathode et la grille a pu ainsi descendre à 57 microns sans risque de court-circuit accidentel avec la cathode. Grâce à cette technique, les performances des tubes ont fait un bond extraordinaire dans les années 60. A droite, coupe d'une double triode ECC88/6DJ8, à grille cadre, le tube fétiche des préamplificateurs Audio Research. La forme particulière de l'anode permet de réduire au maximum les capacités parasites. D'autre part, une déformation accidentelle des électrodes du tube lors de son vieillissement n'aura que peu d'influence sur ses caractéristiques.

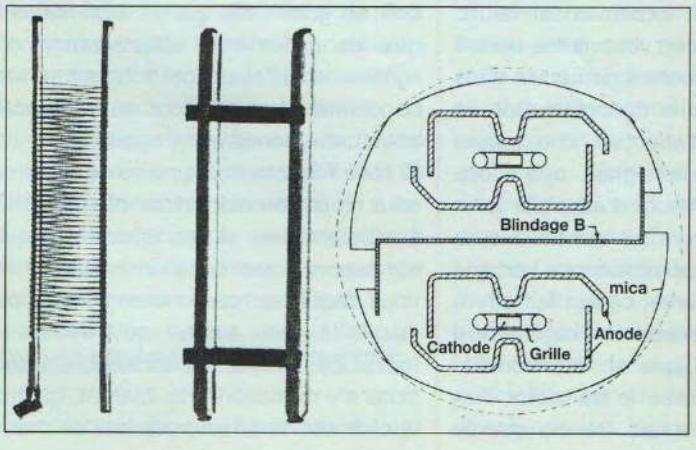


Photo 6DJ8

route ; c'est ce qui va faire la différence entre un tube bien étudié et surtout bien construit, et **c'est en grande partie ce qui expliquera les différences subjectives qui existent entre tubes de même type mais de marques différentes.**

• LE TUBE OBJET

(petite digression !)

Pour un objet, c'est un bel objet ! Et nous l'exposons désormais fièrement sur le châssis de nos amplificateurs, ce qui entre nous est une erreur, car un tube est fragile et il mérite d'être protégé. Sans compter que la chaleur dégagée transforme rapidement le bel amplificateur tout chromé en un véritable nid à poussières.

Cela dit, la poussière n'a jamais empêché de faire fonctionner un tube car, bien à l'abri de leur ampoule de verre plongés dans un vide quasi parfait, nos électrons vont tout de même valser joyeusement au rythme de la Neuvième de Beethoven entre la cathode et l'anode, obéissant au doigt et à l'œil à leur chef d'orchestre - la grille de commande - qui va moduler leur vitesse en fonction de la partition. Du moins en théorie pure !

Ce n'est malheureusement jamais le cas ! Car, en ce bas monde, rien n'est parfait et le tube électronique idéal permettant d'amplifier sans déformation le signal musical original tel que nous le décrivons - à travers un anthropomorphisme électronique suspect (veuillez m'en excuser !) - n'existe malheureusement pas ! En effet, la cathode n'alimente jamais la charge d'espace en électrons d'une façon régulière et paisible (voir nos précédents numéros), d'où une source de «souffle» et de bruits de fond divers. Le vide dans l'ampoule n'est jamais parfait et nos malheureux électrons lancés à des vitesses de plusieurs milliers de kilomètres à la seconde vont heurter de grosses molécules de gaz, lesquelles, sous le choc, perdent un ou plusieurs électrons périphériques. Transformées en charges positives - **on les appelle des ions** - elles vont se précipiter vers la cathode négative et bombarder cette

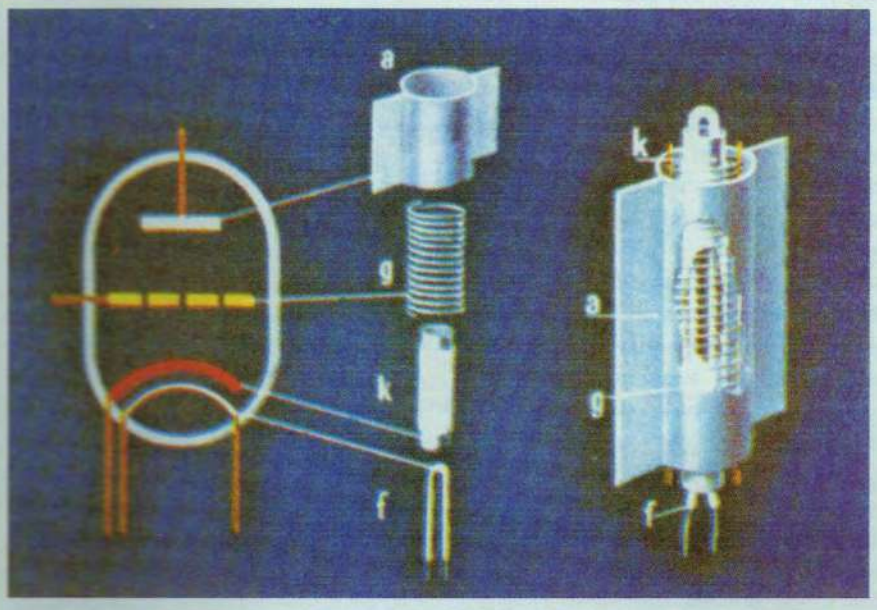


Figure 8 : à côté du symbole usuel de la triode, voici les électrodes telles qu'elles existent réellement dans un tube. F : filament, K : cathode, G : grille, A : anode (document Radiotechnique).

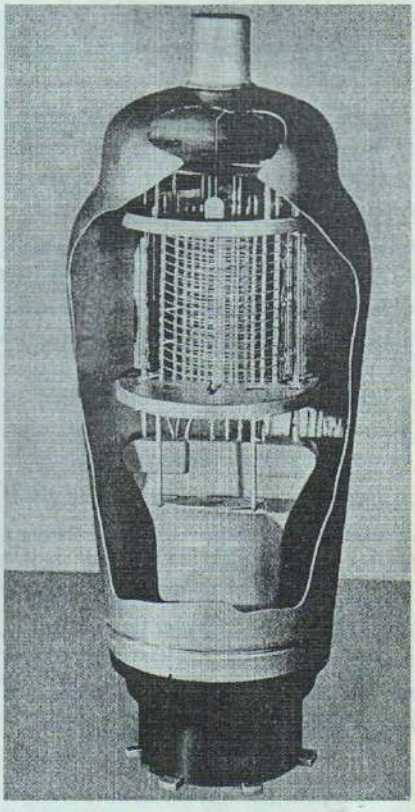


Figure 9 : une octode, donc un tube à huit électrodes dont six grilles !

dernière, ce qui va passablement abîmer la couche d'oxydes la constituant. Une autre partie de ces ions positifs va atterrir sur les mailles de la grille (portée à un potentiel négatif) provoquant ce qu'on appelle **un courant inverse de grille**, source de distorsions diverses. Et puisque nous en sommes au chapitre des catastrophes, il nous faut parler des électrons arrachés à l'anode sous la violence du choc des électrons primaires, c'est **le phénomène d'émission secondaire** : des atomes de gaz inclus dans le métal de l'anode sont libérés dans le vide de l'ampoule lors de l'échauffement de cette dernière. Noircissons encore le tableau en parlant des **électrons vagabonds** qui vont quitter l'espace cathode-anode et percuter les supports en mica, les isolants et la paroi en verre du tube, arrachant à ces matériels des électrons secondaires en les rendant positifs, ce qui se traduit par des décharges violentes par couplage électrostatique, qui se manifestent à leur tour dans les haut-parleurs par des claquements on ne peut plus désagréables, surtout lors des «forte». Cela est surtout valable pour les tubes de puissance mal construits, en particulier une certaine KT90 de triste mémoire. Pour achever cette peinture épouvantable, il nous faut parler de l'impédance parasite de cathode (source de distorsions), du courant parasite dû à un mauvais isolement du filament par rapport à la cathode (source de souffle et surtout de ronflements), sans oublier la présence des capacités parasites entre les électrodes, ni la variation des caractéristiques d'un tube en fonction de son vieillissement et de la déformation géométrique de ces mêmes électrodes due à l'échauffement.

Je vous rassure tout de suite : la majorité des phénomènes épouvantables que je viens de vous décrire peut être maîtrisée, à certaines conditions dont les principales sont les suivantes :

- Ne jamais faire fonctionner
un tube au-delà de ses capacités en courant et en tension indiquées par le constructeur sous le générique : «valeurs limites d'utilisation». Les deux valeurs importantes à surveiller étant dissipation maximale d'anode et surtout le courant maximum toléré par la cathode.

- Respecter la tension de chauffage du filament
car un tube surchauffé verra sa durée de vie diminuer dans d'énormes proportions. Si vous le sous-chauffez, vous n'augmenterez pas sa durée de vie, bien au contraire : sa cathode va s'épuiser et se polluer.

- Eviter
(surtout pour les tubes de puissance) d'appliquer la haute tension avant que le tube soit chaud, c'est-à-dire avant que la cathode ait eu le temps d'alimenter la charge d'espace.

Figure 10 : schéma du montage à réaliser pour faire fonctionner une triode et mesurer ses paramètres statiques.

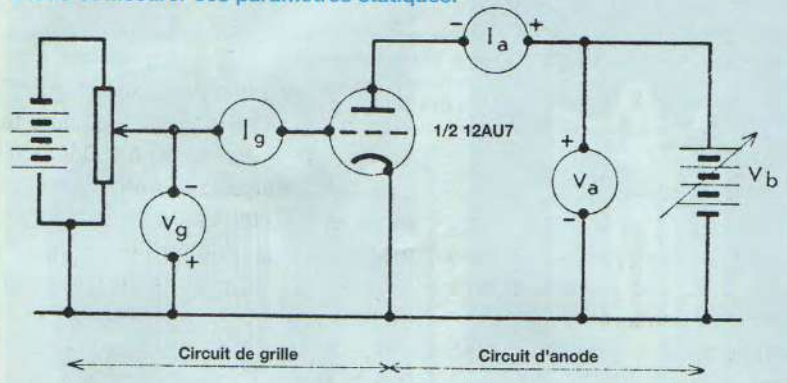
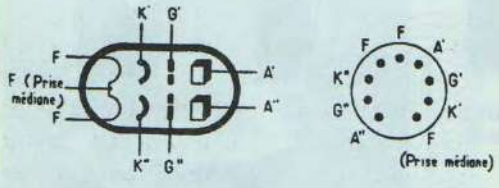


Figure 11 : disposition des électrodes.



Embase miniature 9 broches (Noval)

Photo tube 12AU7

CARACTÉRISTIQUES ECC82

Chauffage				
Indirect (cathodes isolées du filament) :	Vf	=	6,3 (1)	12,6 (2) V
	If	=	0,3	0,15 A
Conditions nominales d'emploi				
Tension de l'anode	Va	=	100	250 V
Tension de la grille	Vg	=	0	-8,5 V
Courant anodique	Ia	=	11,8	10,5 mA
Cœfficient d'amplification	K	=	19,5	17
Résistance interne	ρ	=	6 250	7 700 Ω
Pente	S	=	3,1	2,2 mA / V
Capacités (3)				
Capacité de la grille	Cg'	=	Cg"	= 3,6 pF
Capacité de l'anode	Ca'	=	Ca"	= 3,8 pF
Capacité anode-grille	Ca'g'	=	Ca"g"	= 1,5 pF
Capacité grille-cathode (RMA)	Cg'		(k'+f)	= 1,6 pF
	Cg"		(k"+f)	= 1,6 pF
Capacité anode-cathode (RMA)	Ca'		(k'+f)	= 0,5 pF
	Ca"		(k"+f)	= 0,35 pF
Valeurs à ne pas dépasser				
Par triode :				
Tension de l'anode	Va		max =	300 V
Puissance dissipée sur l'anode	Pa		max =	2,75 W
Courant cathodique	Ik		max =	20 mA
Résistance du circuit de grille (4)	Rg		max =	1 mΩ
Résistance du circuit de grille (5)	Rg		max =	0,25 MΩ
Tension entre filament et cathode	Vkf		max =	200 V

(1) Les deux sections du filament en parallèle.
(2) Les deux sections du filament en série.
(3) Mesurées sans blindage.
(4) En polarisation automatique.
(5) En polarisation fixe.

LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C.

C'est une règle rarement suivie, surtout par les fabricants d'amplis BF - et c'est dommage - surtout lorsque l'amplificateur utilise des diodes à semi-conducteur pour l'alimentation (ce qui se produit dans 90 % des cas) ; dans cette configuration, la haute tension est appliquée aux anodes des tubes dès l'allumage de l'appareil. Ce serait moins pratique mais, sur un appareil non doté d'un dispositif de temporisation, mieux vaudrait utiliser des diodes à vide qui, étant chauffées elles-mêmes, font monter graduellement la haute tension aux bornes des circuits.

Certains diodes à vide à chauffage indirect ont été conçues spécialement pour cela : EZ80, EZ81, GZ32, GZ34, GZ37. Méfiez-vous des diodes à chauffage direct : leur débit est presque instantané, comme celui des diodes semi-conductrices (5U4, 5R4, 5T4).

Et puis, de grâce, dans toute la mesure du possible évitez les tubes construits à la va-vite et on ne sait où ! Vous vous épargnerez bien des déboires. De même, évitez les tubes de fabrication antérieure à 1945. Ce n'est pas qu'ils soient mauvais, mais la technologie des tubes a fait un bond fantastique entre 1945 et les années 70, surtout en ce qui concerne la purification des métaux et des alliages, la technique du vide, celle des isolants devant supporter des hautes températures, et celle de la verrerie. Pour ne citer que quelques tubes communément réutilisés de nos jours en BF, il n'y a aucune commune mesure entre une 2A3, une 6L6, une 6SN7 et même une 300B fabriquées dans les années 60. Les gabarits sont les mêmes mais la technologie de fabrication est totalement différente quant à la qualité du vide, la robustesse de l'enveloppe en verre, la pureté des métaux employés et la stabilité des isolants.

Pour terminer cette digression, il faut préciser ici que la grande majorité des tubes refabriqués aujourd'hui sont d'excellente facture, il convient cependant de faire attention aux courants débités qui sont parfois bien plus importants que ceux des tubes fabriqués jusque dans les années 80, parfois 15 à 20 % au-dessus de la valeur du gabarit pour une même polarisation. Ceci est dû essentiellement à la constitution des cathodes qui ont fait des progrès énormes grâce à la Télévision (eh oui ! l'écran de votre téléviseur est... un tube !). Le pouvoir émissif des cathodes des tubes modernes et très important, il convient d'être prudent lorsque vous changez les tubes de puissance d'un amplificateur ancien par des tubes récents. Au long de cette série d'articles nous vous indiquerons quelles sont les précautions à prendre pour éviter bien des déboires. Certains constructeurs sérieux se mettent à l'abris des accidents en soumettant les tubes qu'ils utilisent sur leurs appareils a un vieillissement de l'ordre de 200 heures de fonctionnement afin de calmer leur ardeur juvénile !

LA TRIODE EN FONCTIONNEMENT

Retour à la triode. Le moment est venu de la faire fonctionner.

Pour ce faire nous allons réaliser le petit montage de la **figure 10**. Nous avons choisi une double triode courante : une 12AU7/ECC82 dont nous n'utiliserons qu'une moitié. Afin de vous familiariser, nous vous communiquons en **figure 11** le data complet de ce tube ainsi que son brochage.

Ne paniquez pas : tout au long de cette étude nous définirons les notions de perte, résistance interne, cœfficient d'amplification... chaque chose en son temps ; mais jetez tout de même un coup d'œil au paragraphe : «valeurs à ne pas dépasser», vous y trouverez les notions sur lesquelles nous avons lourdement insisté depuis le début de nos causeries : les puissances, tensions et courant maximum de cathode... et maintenant au travail.

Reportez-vous au paragraphe : «Brochage du tube», c'est un brochage «noval» donc à 9 broches, cette figure se lit toujours par «dessous» en basculant le tube tête en bas, on lit toujours le brochage de gauche à droite dans le sens des aiguilles d'une montre, dans le cas présent les broches sont numérotées de 1 à 9.

Et maintenant retour au petit montage, je ne saurais trop vous recommander de le réaliser afin de vous familiariser avec les tubes.

Que voyons-nous sur la figure 10 ? Tout d'abord notre triode dont nous n'avons pas représenté le circuit de chauffage. Le filament peut être alimenté en courant alternatif à partir d'un transformateur avec enroulement secondaire 6 V (pour le branchement en parallèle des filaments : réunir les broches 4 et 5 et vous connecter entre 4 et 9.

Si vous voulez alimenter le filament en 12 V, connectez-vous directement entre les broches 4 et 5.

A droite sur les schémas, nous avons disposé une alimentation continue variable de 0 à 300 V pour la haute tension (**Vb** sur le schéma représentée par une batterie). Le pôle positif de cette source étant bien entendu relié à l'anode du tube (broche 1), et le pôle négatif à la cathode ((broche 3). Dans cette branche nous avons disposé un milliampèremètre qui nous permettra de mesurer le courant traversant le tube **«Ia»** de la cathode à l'anode, sens réel du courant du moins vers le plus de l'alimentation ; au risque de me répéter il faut absolument vous familiariser avec cette notion de sens «réel» du courant qui est la clé de toute l'électronique à tubes. Le voltmètre **Va** permettra de mesurer la tension aux bornes du tube.

Du côté de la grille de commande (broche 2), nous avons connecté un milliampèremètre (très sensible, il doit pouvoir mesurer un courant très faible, de l'ordre de 0,0001 A et même moins) et un autre voltmètre qui nous permettra de mesurer **«Vg»**, la tension appliquée à la grille de commande ; la source de tension variable peut être constituée par des piles car le débit sera pratiquement nul. Pour tester notre 12AU7, une batterie de piles pouvant délivrer 24 V est suffisante lors de ces essais.

Attention ! Le pôle négatif de cette source d'alimentation doit être réuni du côté de la grille de commande et le pôle positif à la cathode du tube ; ainsi, nous serons sûrs de «polariser» la grille négativement.

Le pôle (+) sera connecté à la cathode (broche 3) afin de fermer le circuit. En parallèle sur la source de polarisation de la grille, on a placé un potentiomètre de 10 000 Ω qui permettra de faire varier cette tension appliquée à la grille de 0 (curseur vers le bas) à -24 V (curseur vers le haut). Vous pouvez remplacer la pile par une alimentation continue variable de 0 à 24 V. Dans ce cas le potentiomètre P n'est pas nécessaire. Si j'insiste lourdement, et je m'excuse encore auprès de «ceux qui connaissent», c'est pour vous familiariser à la lecture d'un schéma et à sa transposition «physique».

TOUT EST PRÊT ?... MOTEUR... ÇA TOURNE !...

Fixons le potentiel de la grille à - 5 V et augmentons graduellement la haute tension que nous allons fixer à 150 V. Que se passe t-il ? L'aiguille du milliampèremètre dévie et se stabilise à 5 mA. Faisons maintenant varier la tension de grille en maintenant la tension de plaque à 150 V. Portons d'abord la tension de grille **«Vg»** à -2,5 V (ce qui revient à rendre la grille moins négative par rapport à la cathode) : le courant **«Ia»** grimpe et atteint 12 mA.

Effectuons maintenant la manœuvre inverse et portons la tension de grille à -7,5 V : le courant **«Ia»** baisse et se stabilise à une valeur de seulement 2 mA. La conclusion de cette première expérience est la suivante : **une variation de la tension appliquée entre la grille de commande et la cathode fait varier le débit du courant traversant le tube.**

Continuons maintenant l'expérience, fixons à nouveau la tension de grille à -5 V et n'y touchons plus mais agissons maintenant sur la haute tension et augmentons-la en surveillant le milliampèremètre : l'intensité dans le circuit augmente. Toujours sans toucher à la tension de la grille, essayons d'atteindre les 12 mA que nous avions obtenus précédemment en faisant varier notre tension de grille de -5 V à -2,5 V, soit une variation de 2,5 V.

Pour atteindre 12 mA de débit dans le tube, il nous faut augmenter la haute tension jusqu'à une valeur de 200 V. De la même façon, si nous voulons réduire le débit aux 2 mA que nous avions enregistrés en polarisant la grille à -7,5 V, il nous faut ramener la tension de plaque à 100 V. On peut donc dire qu'une variation de 2,5 V sur la grille d'une 12AU7 entraîne la même variation de courant dans le tube qu'une variation de 50 V sur la plaque.

C'est dû au fait que, par construction, la grille de commande est placée très près de la cathode, donc de la charge d'espace, et que son action sur cette dernière

est beaucoup plus efficace que celle de la plaque.
C'est ce qu'on appelle le **pouvoir amplificateur d'un tube** et ce pouvoir amplificateur ne dépend que de sa construction mécanique. En deux mots : plus la grille sera proche de la cathode, plus son action de contrôle sur les électrons puisés dans la charge d'espace sera importante. Le pas de la grille aura aussi une influence fondamentale sur l'intensité du flux électronique, donc sur le courant traversant le tube. Car, n'oubliez pas que les électrons sont très petits et ce sont des milliards d'entre eux qui vont se précipiter vers l'anode en passant à travers les mailles de la grille : c'est d'ailleurs là tout le problème de la construction mécanique des tubes électroniques, car vous comprenez aisément que plus vous allez resserrer les mailles du filet plus vous allez rapprocher celui-ci de la cathode, plus la chaleur dégagée par cette dernière va agir sur le cœfficient de dilatation du métal constituant la grille. Pour une 12AU7 la grille en nickel se trouve à 150 microns de la cathode ; la plaque est à 3,5 millimètres de cette dernière et le fil constituant la grille a un diamètre de 75 microns bobiné au pas de 0,001 millimètre !). Il est facile de comprendre que la moindre déformation de la grille due à l'échauffement va bouleverser profondément les caractéristiques du tube. Ça y est !... vous commencez à comprendre ce qui se passe dans cet objet étrange qu'est un tube électronique, mais je peux vous assurer que notre brave petite 12AU7 n'a pas fini de souffrir.
A compter de la prochaine causerie nous étudierons à fond le fonctionnement de la triode en essayant toujours de vous fournir des renseignements pratiques à l'appui de la théorie.
Bonne lecture...

A suivre...

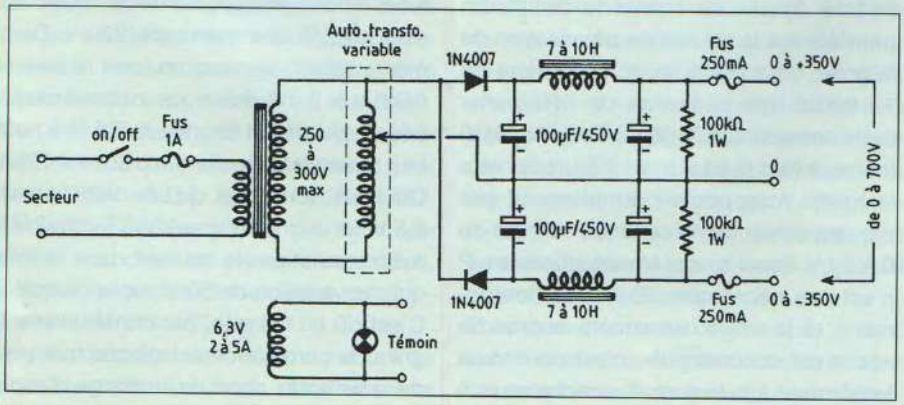
Rinaldo Bassi

POUR JOUER AVEC LES TUBES

Une alimentation variable de 0 à plus ou moins 350 V, ou de 0 à 700 V.
Alimentation des filaments : 6,3 V
Cette petite alimentation est directement inspirée des alimentations variables utilisées dans les années 60 pour l'enseignement.

- Le transformateur d'alimentation
Vous utiliserez n'importe quel transformateur pour amplificateur, téléviseur ou poste de radio. Tension du secondaire de 250 à 300 V (maximum) capable de délivrer de 200 à 300 mA.
Une ou plusieurs basses tensions : 6,3 V / 2 à 5 A.
- Deux petites selfs de filtrage 7 à 10 Henrys / 200 à 300 mA. Si vous n'avez pas de self, vous pouvez utiliser deux petits transformateurs 220 V/12 V ou 24 V. Vous utilisez le primaire 220 V comme self.
- 4 condensateurs de 100 µF (maximum) 450 V.
- Un petit auto-transformateur variable de 0 à 240 V de 0,7 A ou 1 A maximum. Choisir un auto-transformateur à fixer sur panneau. L'ensemble pourra être monté dans un boîtier rack standard ou sur une planche en bois.

Analyse du schéma
L'astuce consiste à monter un auto-transformateur variable sur les secondaires haute tension du transformateur et de réaliser 2 redressements simple alternance, tête bêche, ce qui permettra de disposer de 2 tensions positives et négatives variables de 0 à 350 V, ou d'une tension de 0 à 700 V, ce qui revient à mettre en série les deux alimentations.
Grâce à ce système vous pourrez tester vos montages d'essais.



Attention :
Ceci n'est pas une alimentation stabilisée ou régulée, vous devrez vérifier à l'aide d'un voltmètre la tension délivrée au montage en fonction du débit. D'autre part malgré les résistances de 100 kΩ connectées en parallèle sur la sortie de l'alimentation et qui vont décharger les condensateurs, n'oubliez pas que la haute tension de sortie ne disparaîtra pas instantanément lors de la coupure de l'alimentation et que si vous augmentez ou baissez la tension à l'aide de l'auto-transformateur une inertie plus ou moins longue (fonction du débit) de la tension de sortie vous demandera d'attendre la stabilisation de cette dernière avant de faire vos mesures.
Comme toute alimentation délivrant des tensions continues élevées il convient de prendre toutes dispositions afin d'éviter les contacts corporels accidentels.

5ÈME PARTIE

TUBE ! EN AVANT... MARCHE !

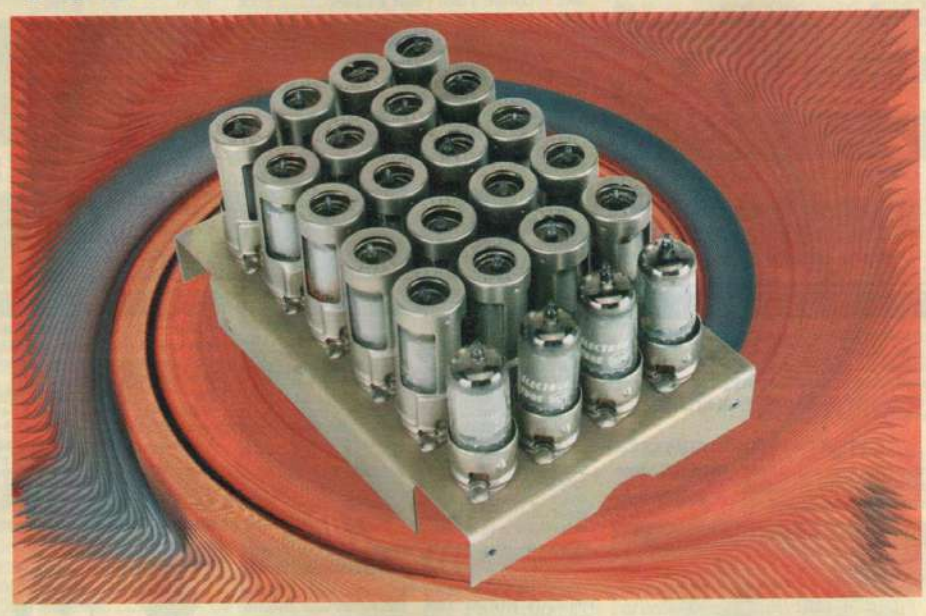


Figure 1 : jusque dans les années 60 le tube a été la vedette incontestable de l'électronique toutes utilisations confondues. Ceci est un module d'ordinateur IBM (eh oui !). Plusieurs milliers de ces modules interconnectés sur plusieurs étages d'un batiment dégageaient une chaleur intense... Mais ça fonctionnait ! Concorde a été conçu sur un ordinateur de ce type...

Ça y est vous avez osé ! Vous avez réalisé le petit montage que nous vous avions proposé lors de notre dernière causerie. Vous êtes allés chez le marchand de tubes du coin pour acheter une 12AU7/ECC82.

Ce dernier en se frottant les mains s'est empressé de vouloir vous caser le tube «Machin chose» bien meilleur subjectivement que le tube «Truc muche» car provenant d'un stock caché dans la cave à vin d'un vieux monsieur de 90 ans qui les a retournés régulièrement pendant cinquante ans afin que les électrodes ne se déforment pas ; ce à quoi vous avez répondu, je l'espère, que vous désiriez une simple, petite, modeste, honnête 12AU7, vierge de préférence afin de faire subir à cette pauvre enfant tous les outrages suggérés par le sadique pervers qui sévit dans la revue Led, sous le fallacieux prétexte de nous apprendre à utiliser les tubes...

LA TRIODE MARTYRISÉE

Reprenons voulez-vous le montage d'essai, **figure 2** que nous reproduisons ici afin que vous n'ayez pas à fouiller dans le tas de papiers et de journaux pour retrouver le précédent numéro de Led. Si vous n'avez pas d'alimentation haute tension stabilisée variable de laboratoire, je ne saurais trop vous recommander de réaliser l'alimentation variable très simple que nous vous avons proposée à la fin de la précédente causerie. Cette haute tension variable est représentée sur le schéma par la batterie «Vb» (la flèche indique la notion : «variable»). Dans le circuit de grille nous avons installé une batterie (ou une alimentation variable) de

24 V shuntée par un potentiomètre de 10 000 Ω permettant de faire varier la tension de grille de -24 V à zéro ; le pôle «moins» de cette alimentation étant dirigé vers la grille et le pôle «plus» vers la cathode, permettant ainsi de polariser la grille plus ou moins négativement par rapport à la cathode. Eh bien justement inversons la polarité de cette batterie, ce qui revient à rendre la grille du tube positive par rapport à la cathode (pendant un temps très court car le tube n'aime pas ça du tout !)...

• LA GRILLE POSITIVE

Fixons tout d'abord la tension de plaque «Vb» à 100 V et la tension de grille «Vg» à 0 V. Le courant anodique «Ia» se stabilise à 11 mA. Et du côté du courant de grille «Ig», qu'arrive-t-il ? Tiens ! Une très petite déviation. Si votre milliampèremètre situé dans le circuit de grille est suffisamment sensible, vous enregistrerez un courant de l'ordre de 0,1 à 0,5 mA. Que se passe-t-il ? Et bien, certains électrons entraînés par leur élan vers l'anode vont percuter la grille ; quelques-uns seulement, car la grande majorité va passer sans encombre à travers les mailles du filet ; cependant un léger courant va s'établir entre la cathode et la grille. Il n'y a pas de quoi fouetter un chat, me direz-vous !... Et bien si justement, vous apprendrez plus tard, si vous avez le courage de nous lire jusqu'au bout, que ce petit courant de grille prend naissance dans tous les tubes électroniques sans exception dès que le potentiel de la grille descend en dessous de -1 V ; et lorsque nous étudierons les circuits électroniques proprement dits, vous verrez que, particulièrement en audio, surtout dans les étages préamplificateurs ou inverseurs de phase, on doit fuir comme la peste ce courant de grille, source de distorsions et de perturbations diverses. Ce principe élémentaire qui consiste à ne jamais faire travailler un tube au-delà du -1 V fatidique semble d'ailleurs avoir été oublié par beaucoup de concepteurs d'amplificateurs modernes. D'où pas mal de mauvaises surprises. Mais n'anticipons pas !

Figure 2a : schéma du montage à réaliser pour faire fonctionner une triode et mesurer ses paramètres statiques (le chauffage filament n'est pas reproduit).

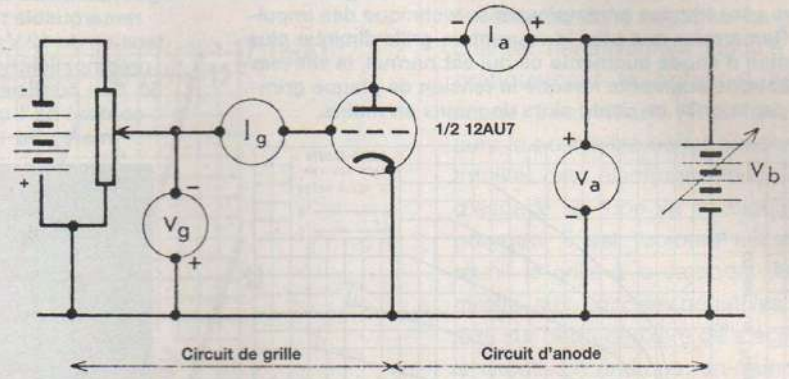
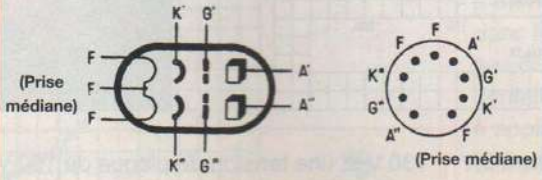


Figure 2b : disposition des électrodes.



Embase miniature 9 broches (Noval)

Photo tube 12AU7

Figure 3 : la 2C40, la 211/VT4C, la 811, et dans une moindre mesure la 845 sont des triodes de puissance pouvant fonctionner avec des tensions de grille positives, ce fonctionnement leur assure une linéarité remarquable au détriment de la puissance demandée à la source ; c'est pour cette raison que l'on pilote souvent ces tubes par des tubes de petite puissance. La 845 et la 811 sont toujours fabriquées de nos jours.

Continuons notre expérience. Portons froidement le potentiel de la grille de commande à + 5 V. Le courant d'anode «Ia» grimpe allègrement jusqu'à 30 mA. Du côté du courant de grille «Ig», les choses se corsent : le courant grimpe

Figure 4 : courbe rarement publiée. En pointillés le courant de grille correspondant à la tension positive de grille. Les courbes sont tracées en employant la technique des impulsions. Remarquez que plus le courant de grille diminue plus la tension d'anode augmente ce qui est normal, la vitesse des électrons augmente lorsque la tension de plaque grimpe, la grille en capte alors de moins en moins.

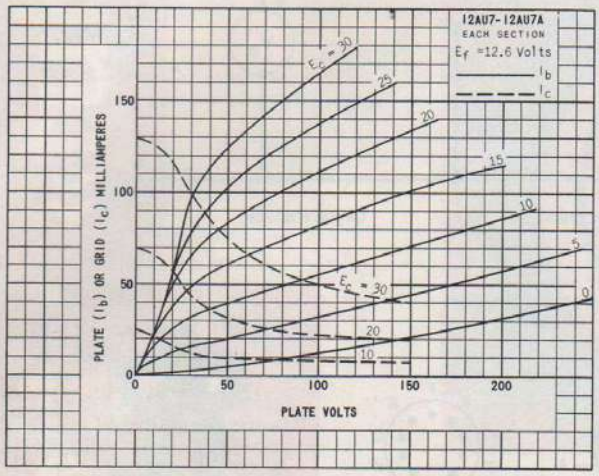


Figure 5 : tube 12U7. Ce tube qui ressemble comme deux gouttes d'eau à une vulgaire 12AU7 a partout une particularité remarquable : il est prévu pour fonctionner avec une haute tension de 12 V sur son anode. La 12U7 était employée comme préamplificatrice BF dans les autoradios à tubes des années 50. Son cœfficient d'amplification est un honnête «20», pour un courant de 1 mA, sa pente est de 1,6 mA/V et sa résistance interne de 12,6 kΩ... Pas de quoi épuiser la batterie !...

jusqu'à 4 mA. Ramenez vite la grille à 0 V car le tube ne supporterait pas longtemps un tel traitement et réfléchissons un peu. Que s'est-t-il passé ?

Le changement de polarité de la grille de commande a changé le sens du champ électrostatique entre la grille et la cathode. Lorsque la grille était négative, les électrons regroupés dans la charge d'espace étaient plus ou moins repoussés dans cette dernière mais en changeant la polarité, donc le champ électrostatique, les électrons vont au contraire être accélérés par la grille et traverser cette dernière à grande vitesse et en grand nombre. Cependant la grille étant devenue positive, elle va se comporter comme une anode pour les électrons passant au plus près de ses mailles. Un courant va donc s'établir, proportionnel à la tension positive de la grille. Certains tubes sont construits spécialement pour supporter des courants de grille importants (les tubes d'émission en particulier qui peuvent fonctionner en grille positive), **figure 3**, mais notre pauvre 12AU7 qui n'est pas conçue pour cela va voir sa grille rougir. Si on avait poussé l'expérience avec une tension de grille de +30 V et une tension de plaque de 100 V, le courant de grille aurait grimpé à près de 50 mA. Inutile de vous dire qu'une telle intensité de courant va porter la grille à l'incandescence. Adieu 12AU7!...

Et pourtant, il me faut signaler ici que dans certains montages particuliers qui ne concernent pas l'audio mais la technique des impulsions, on utilise parfois des tubes comme la 12AU7 avec des courants de grille de cet ordre mais pendant des temps très courts, de l'ordre de la micro-seconde afin que la grille n'ait pas le temps de s'échauffer.

C'est d'ailleurs de cette manière en utilisant des impulsions qu'ont pu être tracé les courbes de la **figure 4**, en relevant les courants instantanés de grille et d'anode. Ces courbes sont très rarement publiées et ne sont pas d'une grande utilité pour les audiophiles que nous sommes, mais étaient primordiales à l'époque des ordinateurs à tubes où des dizaines de milliers de ceux-ci devaient réagir hyper-rapidement aux trains d'impulsions numériques (**figure 1**). Toujours dans cette même optique le fonctionnement de tubes de type 12AU7 en impulsions positives a été utilisé en télévision à l'époque du noir et blanc pour la transmission des «tops» de synchronisation. Certains tubes construits spécialement possèdent une grille supplémentaire polarisée positivement et placée entre la cathode et la grille de commande afin d'accélérer à grande vitesse les électrons de la charge d'espace. Ce procédé a permis de construire des tubes destinés aux autoradios dont la haute tension d'anode ne dépassait pas 12 V (**figure 5**). Mais revenons à l'utilisation honnête d'une brave triode lambda.

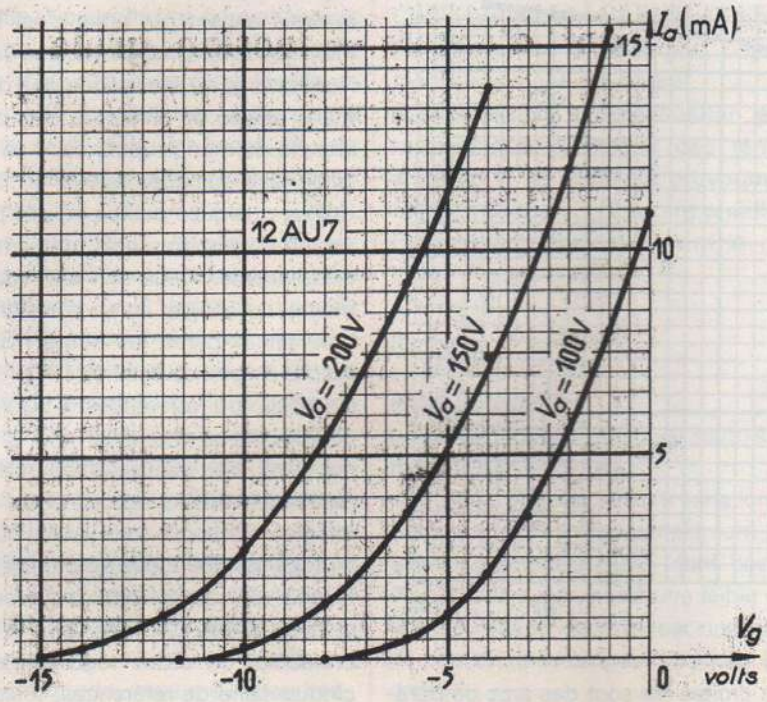
POUR RÉSUMER

Ne jamais faire fonctionner un tube avec une tension de polarisation inférieure à -1 V. Nous verrons ultérieurement que la tension de polarisation plus le signal alternatif à amplifier ne doivent pas dépasser cette tension de -1 V.

• NE JAMAIS FAIRE FONCTIONNER...

un tube en grille positive car la grille soumise au bombardement des électrons qu'elle capte s'échauffe et risque d'être détruite.

Figure 6 : réseau de caractéristiques statiques de la 12AU7/ECC82
Ia = f(Vg) à Va constante



En règle générale, tout courant de grille «Ig» absorbe de la puissance, ce qui fait perdre un des avantages majeurs des tubes sur les semi-conducteurs, qui est de ne demander aucune puissance à la source du signal à amplifier. La présence d'un courant de grille va rendre la variation du courant anodique «Ia» non proportionnelle à la variation de la tension de grille «Vg» (surtout lorsque «Vg» devient très positive) : c'est une source de distorsions.

De toute façon, les tubes que nous utilisons en audio ne sont pas construits pour supporter en permanence un courant de grille. En règle générale, évitez de porter les grilles à un potentiel positif, sauf pendant un temps très court (fonctionnement en classe AB2).

Dans certains cas, avec des tubes spécialement construits pour cet usage, le fonctionnement avec grille positive permet d'atteindre des rendements très élevés. C'est le cas des tubes d'émission et en particulier les célèbres 211/VT4C et 845 utilisés en audio (figure 3).

Avant de vous parler des caractéristiques fondamentales de la triode, il nous faut faire une dernière expérience...

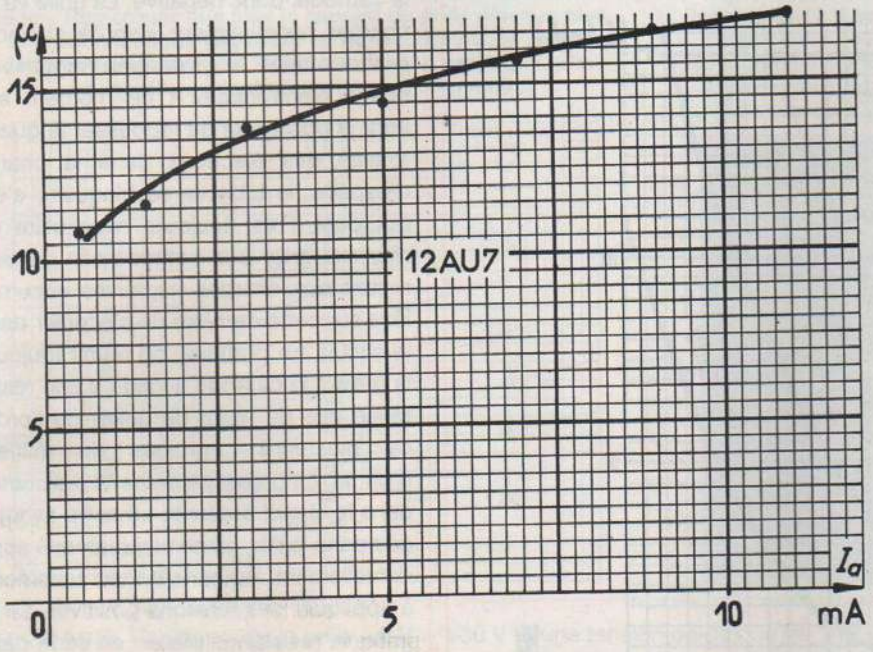
• LA GRILLE FLOTTANTE

Déconnectons la source de tension de la grille ; on dit à ce moment que la grille est «en l'air» ou «flottante». Portons la tension de la plaque «Va» à 100 V, le courant de la plaque «Ia» va grimper et se stabiliser comme précédemment à 11 mA. Evidemment, me direz-vous, le tube est comparable à une diode, la grille ne sert plus à rien. Pas si vite ! Pendant que nous discutions, le courant «Ia» a bougé. Regardez le milliampèremètre. Curieux ! L'intensité «Ia» descend ! 10 mA, 8 mA, 6 mA.

Que se passe-t-il ? Les lois de l'électronique sont-elles mises en défaut ? Bien au contraire ! Il faut raisonner ici en termes de charge d'espace. Le développement mathématique est assez complexe mais sachez que la grille en l'air se charge au potentiel de la charge d'espace qui, comme vous le savez, est constituée par cette foule d'électrons émis par la cathode, donc négative. La grille va se charger négativement jusqu'à atteindre pratiquement le potentiel négatif du nuage électronique. A ce moment elle aura la possibilité de repousser la quasi-totalité des électrons dans la charge d'espace, le tube va se bloquer ; c'est pourquoi il est toujours nécessaire de réunir la grille à la cathode afin de permettre aux charges négatives accumulées sur cette dernière de s'écouler dans le circuit. En pratique, on réunit toujours la grille à la cathode à l'aide d'une résistance dite de «fuite de grille» de l'ordre de plusieurs centaines de milliers d'ohms. La présence de cette résistance dans le circuit présente un autre avantage : dans le cas où on serait amené accidentellement, ou parfois volontairement, à appliquer des tensions positives sur la grille, la résistance placée en série dans le circuit va limiter le courant de fuite de la grille à des valeurs non dangereuses pour cette dernière. Mais attention : la valeur de cette résistance ne sera pas choisie au hasard car il y a toujours un faible courant de grille qui circule dû aux électrons égarés qui heurtent les mailles du filet.

Qui dit courant dans une résistance dit chute de tension dans cette dernière, d'après la célèbre loi d'ohm : U=R.I (U en volts, R en ohms, I en ampères). Plus la résistance aura une valeur élevée, plus la tension à ses bornes grimpera et la tension produite s'ajoutera à la tension normale de polarisation de la grille «Vg», faisant changer le point de fonctionnement du tube donc le courant «Ia» dans le circuit du tube. Ce changement de polarisation incontrôlable sera une source supplémentaire de distorsions et c'est pour cela que pour les tubes de puissance en particulier on limite la valeur de la résistance de fuite de grille à des valeurs parfois très basses, ce qui n'est pas sans poser des problèmes aux circuits d'attaque. Nous étudierons tout cela plus tard dans le détail.

Figure 7 : courbe de variation du cœfficient d'amplification «µ» pour différentes valeurs de «Ia».



ET MAINTENANT... PASSONS AUX CHOSES SÉRIEUSES

Munissez-vous d'une feuille de papier millimétré et, avec beaucoup de patience, je vous propose de tracer ce qu'on appelle le réseau de caractéristiques statiques de notre 12AU7/ECC82. Pour ce faire, vous allez fixer la tension de plaque «Va» à une valeur fixe, par exemple 100 V.

Puis vous ferez varier la tension de grille à partir de -10 V. Vous verrez alors que le courant «Ia» commence à apparaître pour une tension «Vg» de -7,5 V. Relevez pour chaque valeur de la tension «Vg» la valeur du courant «Ia». Vous obtiendrez alors une courbe «Ia» =f (Vg) (f signifie fonction de...) à «Va» = constante.

Vous recommencerez l'opération pour plusieurs valeurs de «Va» ; par exemple 150 V, puis 200 V, sans jamais dépasser pour «Ia» 15 mA : il est inutile de tuer votre tube. Vous obtiendrez alors le réseau de la **figure 6**.

Deux remarques s'imposent immédiatement : ces courbes ne sont pas des lignes droites (ce sont des arcs de paraboles) ; nous verrons plus tard que c'est là la cause majeure des distorsions qui affectent les circuits électroniques.

Deuxième remarque : plus la tension «Va» est élevée, plus le courant «Ia» s'établit rapidement pour des valeurs de plus en plus importantes de «Vg». («Va» = 100 V : «Ia» démarre à -7,5 V ; pour «Va» = 150 V : «Ia» démarre à -11 V ; «Va» = 200 V : «Ia» démarre à -15 V). Ces valeurs de «Vg» : -7,5 V, -11 V, -15 V sont appelées les tensions de blocage du tube (tension de cut off en bon franglais). Sachez d'ores et déjà que tout le jeu va consister à faire fonctionner notre tube au-delà de ce point de cut off, ce qui est logique, en fixant sa polarisation pour un fonctionnement correct vers le milieu de la caractéristique, là où elle ressemble le plus à une droite (par exemple si «Va» = 200 V, on choisira une polarisation à -7 V). On dira alors que le tube fonctionne **en classe A** (**figure 6**).

Pourquoi me regardez-vous comme cela ? Je vous sens frustré ! Tout cela c'est bien joli, les petites courbes, notre pauvre tube torturé avec sa grille positive, ou en l'air ! Patience ! On y arrive, mais déjà notre petite expérience vous a appris quelque chose : un tube, c'est bougrement solide vous ne croyez pas ?...

Non, non, je ne me moque pas de vous, mais j'essaie de différer le plus possible la suite de mon propos, car il va encore falloir faire quelques essais, et ... Aie !... Utiliser quelques petites (toutes petites ! rassurez-vous) formules mathématiques élémentaires. Ceci afin de vous permettre de jongler avec n'importe quel tube choisi parmi les trente mille références à votre disposition !

Combien de références ? Oui, euh... 30 000, à peu près ! Au fond, c'est peu comparé aux centaines de milliers de références de transistors et de circuits intégrés. Rassurez-vous vous n'aurez pas à utiliser 30 000 tubes pour créer l'amplificateur qui vous permettra d'écouter vos disques ou vos CD préférés.

En audio, on utilise régulièrement une cinquantaine de références, toujours les mêmes qui ont été, soit créées spécialement pour cet usage, soit qui sont choisies pour leurs qualités dites «subjectives», mais qui sont en réalité des qualités bien physiques, et absolument quantifiables.

Tout ceci c'est pour vous faire comprendre que si vous le désirez et si vous maîtrisez bien les quelques paramètres qui vont suivre, vous pourrez utiliser pratiquement **n'importe quel tube** (et en particulier des triodes) pour «faire» de la musique avec des résultats il est vrai plus ou moins heureux. Tous les tubes électroniques quels qu'ils soient ont en commun le même principe de fonctionnement : **une forte variation du courant d'anode pourra être contrôlée par une faible variation de la tension de la grille de commande**... C'est ce que l'on appelle : **l'amplification.**

• L'AMPLIFICATION

C'est certainement la caractéristique la plus importante d'un tube électronique. Reprenons voulez-vous la famille de

courbes que «vous» avez tracées en partant de notre petit montage (figure 6). Ce sont les courbes «Ia» = f(Vg) à «Va» constante. J'ouvre ici une parenthèse car j'entends les puristes bougonner ; c'est vrai, ce n'est pas avec cette famille de courbes que l'on fait habituellement la démonstration, mais, au risque de leur déplaire, cette approche est beaucoup plus simple.

Prenons une valeur de courant, par exemple 5 mA et regardons la courbe correspondant à la tension d'anode «Va» = 150 V. Nous voyons que pour établir le courant de plaque à 5 mA, il nous faut fixer la polarisation de la grille de commande du tube à -5 V. Augmentons maintenant la tension d'anode sans toucher à la tension de la grille, par exemple à 200 V.

Le courant va grimper, c'est logique jusqu'à 11,5 mA. Que faire pour ramener le courant à sa valeur de 5 mA ? Comme vous avez bien compris le fonctionnement d'une triode, vous me répondrez : en rendant la grille plus négative. Bravo ! Vous avez raison : allez-y, agissez sur la tension de la grille en surveillant «Vg» et «Ia»... Vous y êtes, «Ia» a diminué et se stabilise à 5 mA ; pour quelle tension de grille ? Un peu plus de - 8 V, exactement -8,25 V.

Si nous avions fait l'inverse, c'est-à-dire en partant de -8,25 V avec «Va» = 200 V et en portant la tension de grille à -5 V (donc en l'augmentant vers les valeurs positives), il nous aurait fallu réduire la tension «Va» à 150 V pour conserver notre courant constant à 5 mA.

On peut donc dire qu'une variation de la tension de grille de 8,25 - 5 = 3,25 V si «Va» était restée identique, aurait entraîné la même variation de courant qu'une variation de la tension de plaque de 200-150 = 50 V si «Vg» avait été maintenue constante. En d'autres termes, voici la définition exacte du coefficient d'amplification d'un tube :

«Le cœfficient d'amplification est le rapport entre les variations de la tension de plaque et les variations de la tension grille nécessaires pour maintenir le courant anodique à une valeur constante».

Ceci c'est la définition officielle (et exacte) qui peut se traduire plus physiquement de la façon suivante :

«Le cœfficient d'amplification est le rapport des variations des tensions d'anode et de grille qui provoquent la même variation du courant anodique».

Ce qui veut dire strictement la même chose ; cela s'écrit :

$$\mu = \frac{\Delta Va}{\Delta Vg}$$

à «Ia» = constant

μ (qui se prononce MU) est parfois remplacé par la lettre «K».

«Δ» (Delta) signifie : «faible variation».

Pourquoi faible ? Tout simplement parce que les caractéristiques étant des arcs de paraboles, on choisit une faible variation de «Va» et de «Vg» sur une portion de courbe que l'on peut assimiler à une droite.

Ce cœfficient «μ» est fondamental, c'est un nombre pur, c'est en quelque sorte l'identité du tube. Ce coefficient d'amplification pour les triodes est généralement de l'ordre de quelques dizaines (12AT7/ECC81 : μ = 60) (6DJ8/ECC88 : μ = 33) (12AX7/ECC83 : μ = 100). Nous verrons plus tard que les pentodes atteignent des «μ» de plusieurs milliers.

Maintenant nous allons le calculer au point que nous avons choisi pour notre 12AU7

ΔVa = 50 V ; ΔVg = 3,25 V pour Ia = 5 mA

μ = 50/3,25 = 15,38.

Le «μ» officiel de la 12AU7 est de 17 ; pourquoi cette différence ? Uniquement parce que nous avons choisi des variations ΔVa et ΔVg trop grandes (pour vous faire comprendre le processus). Nous sommes donc tombés dans le piège de la courbure des caractéristiques. Si nous avions choisi un ΔVa et un ΔVg beaucoup plus petit, nous nous serions rapprochés de cette valeur de μ = 17 sans jamais l'atteindre car il faut savoir que cette valeur de «μ» eut changé selon les conditions de travail du tube, c'est pour cela qu'il faut toujours préciser à quelle tension de plaque, de grille, et à quelle intensité il a été mesuré.

Reportez-vous aux caractéristiques officielles de la 12AU7/ECC82 que nous avons publiées dans la dernière causerie, vous constaterez que pour deux utilisations différentes, «μ» est de 20 dans un cas et de 17 dans l'autre.

Rien ne nous empêche de choisir un autre point «Ia» sur le réseau de caractéristiques statiques de la figure 6, par exemple 10 mA au lieu de 5 mA.

En reproduisant le calcul

$$\mu = \frac{\Delta Va}{\Delta Vg}$$ **pour Ia = 10 mA**

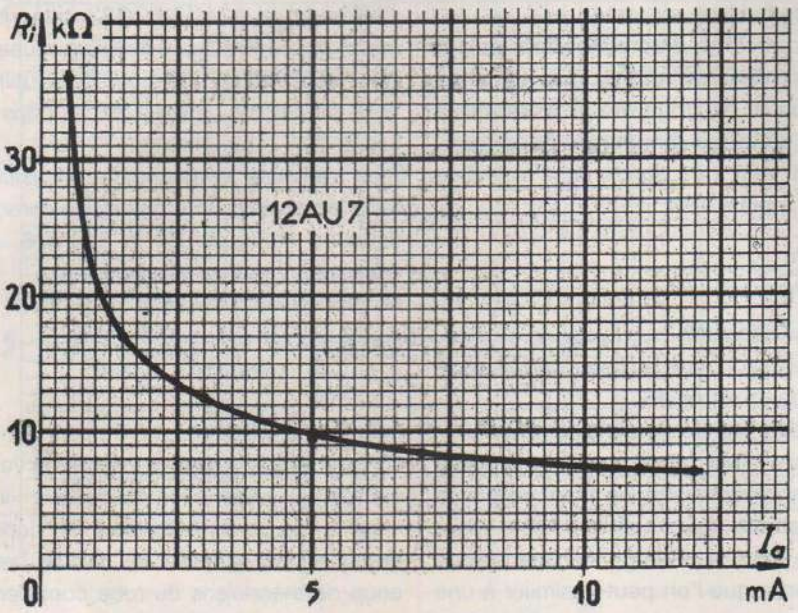
nous obtiendrons une autre valeur de «μ». On pourra donc tracer la courbe de variation de «μ» en fonction du courant «Ia» : c'est la courbe de la **figure 7**. Or dans la pratique, pour simplifier les calculs, beaucoup de théoriciens du tube considèrent que les courbes de la caractéristique statique sont des droites également espacées et inclinées. Dans ce cas il est bien évident que «μ» n'est plus variable mais constant. C'est faux, mais on ferme les yeux. On verra plus loin dans notre étude que beaucoup de différences dites «subjectives» dans la transmission du son entre différents amplificateurs et surtout préamplificateurs viennent de cette approche trop élémentaire dans l'appréciation de la variation du cœfficient d'amplification en fonction du point de fonctionnement choisi pour les tubes dans un circuit donné. En résumé «μ» représente le gain maximum en **tension** que l'on peut obtenir d'un tube donné. En pratique, le gain réel est toujours inférieur au gain maximum théorique. Mais continuons nos expériences voulez-vous ?

LA RÉSISTANCE INTERNE

(figure 8) ρ = f (Ia)

C'est le second facteur fondamental qui va nous permettre de compléter la carte d'identité de notre tube. Récupérez

Figure 8 : courbe de variation de la résistance interne «ρ» en fonction du courant d'anode «Ia», remarquez la non linéarité et la décroissance importante de «ρ» des petites valeurs de «Ia» vers des valeurs plus importantes, ceci est dû à la courbure importante de la caractéristique «Ia» = f(Vg) fig 6 lorsque l'on se rapproche du point de «cut off» du tube. Au «cut off» plus aucun courant ne circule dans le tube, la résistance interne tend alors vers l'infini.



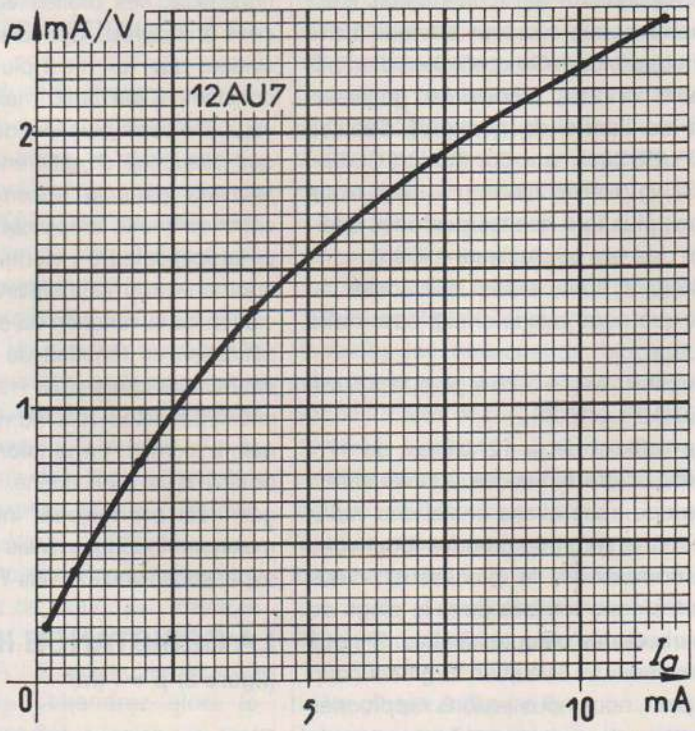


Figure 9 : courbe de variation de la pente S (en mA/V) en fonction du courant anodique «Ia». A l'inverse de la résistance interne la pente augmente avec le courant anodique.

le numéro 176 de la revue si vous ne l'avez pas jeté (dans le cas contraire nous nous ferons un plaisir de vous en «vendre» un autre !).

Souvenez-vous : nous avions calculé la résistance interne d'une diode en précisant bien qu'un tube n'était pas fait pour être exposé sur une étagère et que sa résistance dite «statique» ne servait à rien (sauf à calculer le courant traversant un tube au repos). Ce qui est vrai pour la diode l'est encore plus pour notre triode qui est un tube amplificateur et qui va donc «voir» en permanence des tensions variables à amplifier.

Documentairement, nous allons tout de même calculer la «résistance statique» de notre tube à un point donné.

Par exemple, sur notre famille de courbes figure 6, reprenons pour «Vg» = -5 V et «Va» = 150 V, le courant stabilisé à 5 mA (0,005 A). Appliquons la sempiternelle loi d'Ohm sans laquelle l'électronique n'existerait pas :

U = R.I

Nous savons que R = U/I (R en Ω, U en V, I en A). Donc au point considéré :

R = 150/0,005 = 30 000 Ω

Si vous déclarez à cet instant : la résistance interne de ma triode est de 30 000 Ω, vous avez tout faux ! Et vous risquez d'avoir de très mauvaises surprises lorsque votre ampli se mettra à fumer ! En effet, la «résistance dynamique» du tube a une valeur bien différente ; voyons un peu cela.

Conservons la valeur de «Vg» = -5 V et augmentons la tension «Va» jusqu'à 200 V. Comme prévu, le courant «Ia» va passer de 5 mA à 11,5 mA. Donc à «Vg» = constante (-5 V) une variation de «Va» de 50 V entraîne une variation de courant de 11,5 - 5 = 6,5 mA. C'est le quotient de ces deux variations qui va définir la «résistance dynamique» du tube. Dans notre exemple :

R dynamique = 50/0,0065 = 7 692 Ω.

Valeur bien plus faible que la résistance statique de 30 000 Ω (vous comprenez pourquoi votre ampli fume ?). D'où la définition de la résistance interne d'une triode.

«La résistance interne d'une triode est le quotient d'une petite variation de tension anodique par la variation de courant correspondante du courant

de plaque, la tension de la grille de commande restant constante».
Cela s'écrit :

$$\rho = \frac{\Delta Va}{\Delta Ia} \quad \text{pour Vg = Cte}$$

ρ (qui se prononce rhô) étant la résistance interne dynamique du tube exprimée en Ω (ohms).
Attention, nous avons écrit : «petite variation de tension anodique».
Toujours dans le but de vous faire comprendre le processus, nous avons choisi une variation de tension de 50 V, ce qui est beaucoup trop (ces damnées courbes ne sont pas toujours des droites). Il nous aurait fallu choisir une plus petite variation de tension pour obtenir une valeur rigoureusement exacte (7 000 Ω pour le 12AU7), cela dit 7 000 Ω et 7 692 Ω sont des valeurs assez proches. Pourquoi ? Parce que mathématiquement on démontre que la pente de la courbe caractéristique est la tangente de l'angle qu'elle forme avec l'axe horizontal. Sur notre famille de courbes on peut donc considérer qu'au point choisi les courbes «Va» = 200 V et «Va» = 150 V sont à peu près parallèles donc que leur pente peut être considérée comme identique (pour les mathématiciens : «ρ» est la cotangente de l'angle formé par «Va» et l'axe horizontal, «ρ» est donc l'inverse de la pente). En partant de cette constatation on peut considérer que sur les parties à peu près droites des caractéristiques la valeur de la résistance dynamique est la même pour **une large plage de travail du tube**.
Attention ! Je dis bien : **«dans la plage de travail du tube»**
Dès que l'on arrive dans la portion courbe de la caractéristique (**figure 6**) il n'y a plus de tangente ou de cotangente qui tienne !... La résistance interne grimpe très vite.
Nous verrons plus tard qu'en audio dite «subjective» on se sert de ce phénomène. Soyez patients !
Dans la plage de travail normale c'est-à-dire dans la partie «droite» des caractéristiques, cette résistance peut avoir une valeur de 100 kΩ par exemple pour une 12AX7/ECC83 et peut prendre une valeur très faible pour des triodes de puissance (de 200 à 1 000 Ω).
Et maintenant complétons la fiche signalétique de notre triode en parlant du troisième facteur fondamental :

• LA PENTE (figure 9) S = f (Ia)

Lorsque nous avons parlé du coefficient d'amplification, nous vous avons précisé qu'il s'agissait d'un nombre pur ; on pourrait comparer cela à l'approche élémentaire de l'appréciation d'un individu. Vous pouvez dire : cet homme est fort mais vous n'avez aucune référence vous permettant d'apprécier ni sa force ni sa taille.
La pente d'un tube va exprimer numériquement la propriété fondamentale de la triode : sa capacité à contrôler un grand courant de plaque par une petite variation de la tension de grille.
Examinons de nouveau nos courbes figure 6 «Ia» = f(Vg) à «Va» constante. Plaçons-nous sur la courbe «Va» = 150 V à «Vg» = -5 V, le courant «Ia» est de 5 mA.
Réduisons la tension «Vg» de 1 V, passons donc à -4 V. Comme prévu, on enregistre une augmentation du courant «Ia» qui passe de 5 mA à 7,2 mA soit une augmentation de 2,2 mA, on dira que la pente du tube **à ce point** est de 2,2 mA par V.
Ce qui peut s'énoncer de la façon suivante :
«La pente est le quotient d'une petite variation de courant anodique par la variation correspondante de la tension de grille à tension d'anode invariable», et cela s'écrit :

$$S = \frac{\Delta Ia}{\Delta Vg} \quad \text{en mA / V}$$

à Va = constante.

La caractéristique n'étant pas une droite mais un arc de parabole, vous pouvez vous amuser à faire le calcul en différents points de la courbe. Vous constaterez que la valeur de la pente augmente à mesure que «Ia» augmente (donc pour des valeurs de «Vg» se rapprochant de zéro) et diminue à l'inverse pour des valeurs négatives.
A propos de la pente, les anglo-saxons utilisent le terme : «transconductance» qu'ils notent «Gm» et dont l'unité est le «mho». Cette unité bizarre que ne renierait pas un jeune rappeur opérant dans le 93 est tout simplement le terme «Ohm» épelé à l'envers !
Je vous rassure tout de suite, il y a une logique dans tout cela. En effet :

$$S = \frac{\Delta Ia}{\Delta Vg}$$, or

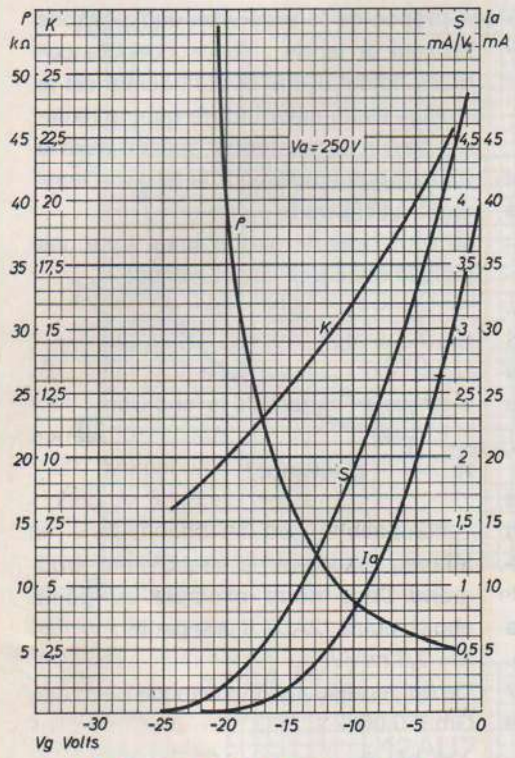
c'est juste l'inverse de la loi d'Ohm

$$R = \frac{U}{I}$$ **c'est tout !**

Malheureusement le «mho» est trop grand. Dans notre exemple au point choisi, notre 12AU7 a une pente :
S = 2,2 mA/V
Ce qui représenterait en «mho» :
Gm = 0,0022.

Ce «mho» a quelque chose de vexant, il est beaucoup plus compliqué à écrire que notre «S» à nous suivi du terme «mA/volt». Les anglo-saxons ont donc adopté une unité plus petite qui est le «micromho» qui s'écrit «µmho».
Du coup notre 12AU7 aura une transconductance de :
Gm = 2 200 µmho.
Si vous divisez par 1 000 vous retomberez sur : S = 2,2 mA/V.
Si je vous parle de cela c'est que vous trouverez le terme Gm en µmho dans tous les recueils de caractéristiques anglo-saxons.
Bon ! C'est pas tout ça, vous commencez à avoir une indigestion mais il faut tout de même terminer avec les paramètres, car on en parlera tout le temps, mais promis, juré, on ne reviendra pas sur leurs définitions. Encore un petit effort s'il vous plaît.

Figure 10 : courbes de variations des trois facteurs μ, «ρ» et S en fonction du courant «Ia» pour une tension de plaque précise, ici 250 V. Comme vous pouvez le constater les «constantes» ne sont pas des «constantes» loin s'en faut !...



La Radiotechnique : Coprim - R.T.C.

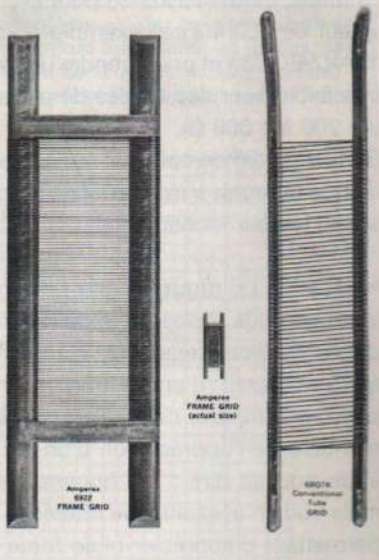
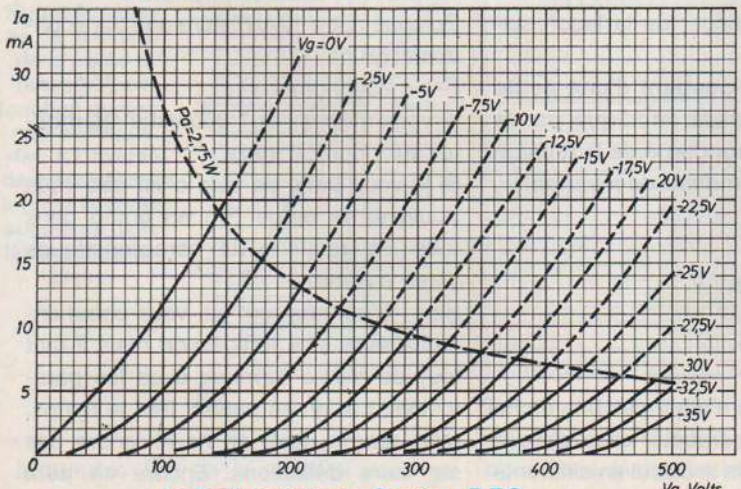


Figure 11 : 1957, naissance de la grille cadre avec la ECC88/6DJ8. Dès 1958 arrivent sur le marché les équivalences industrielles E88CC, E188CC aux caractéristiques légèrement différentes. Ici la 6922 encore construite de nos jours qui équipe les trois quarts de nos préamplis et amplificateurs. A l'origine ces tubes ont été mis au point pour un fonctionnement en cascode dans les tuners télévision VHF et UHF. En audio un tri sévère est obligatoire, ces tubes sont malheureusement souvent microphoniques.

Figure 12 : caractéristiques statiques d'anode I = f(Va) à Vg = constante. Ce sont ces courbes que nous utiliserons désormais pour faire de la musique avec nos tubes. En pointillés la courbe de dissipation maximum à ne pas dépasser afin de ne pas tuer notre tube.



La Radiotechnique : Coprim - R.T.C.

LES RELATIONS FONDAMENTALES ENTRE μ, ρ ET S

Des paramètres isolés, c'est parfait, ils définissent en quelque sorte la carte d'identité de notre tube, mais là où cela devient passionnant, c'est de savoir que quelques formules extrêmement simples les lient entre eux. La démonstration mathématique est simple elle aussi, mais nous ne la reproduirons pas ici car elle alourdirait inutilement notre propos, qui est de vous donner les éléments pratiques de l'utilisation des tubes électroniques.

Sachez que le cœfficient d'amplification d'un tube est égal au produit de la résistance interne ρ (rhô) exprimée en ohms (Ω) par la pente exprimée en mA/volt. Cela s'écrit :

$$\mu = \rho.S.$$

Il en découle que la résistance interne ρ d'un tube exprimée en Ω est égale au quotient du coefficient d'amplification μ par la pente S en milliampères par volt :

$$\rho = \mu/S$$

De même, la pente S (en mA/volt) est égale au quotient du cœfficient d'amplification μ par la résistance interne ρ en Ω :

$$S = \mu/\rho$$

Ce sont les trois formules fondamentales de «tous» les tubes électroniques, quel que soit le nombre d'électrodes : retenez-les par coeur, c'est fondamental (et simple !) : ce qui fait dire à certains philosophes de l'électronique qu'avec la loi d'Ohm : U = R.I et la formule magique :

$$\mu = \rho.S.$$

On peut tout créer ! C'est presque vrai... en théorie !

Car attention comme nous venons de le

voir, ces constantes μ, ρ et S ne sont pas des constantes, si j'ose m'exprimer ainsi ! Elles ne sont constantes que pour un point précis et unique de notre tube. La **figure 10** en est l'illustration parfaite, pour tracer ces courbes on a fixé la tension d'anode de la 12AU7 à 250 V puis on a fait varier la tension de grille de 0 à -20 V, d'où la courbe «Ia» qui représente la variation du courant en fonction de la tension de grille. Vous constaterez en vous déplaçant de 0 à -20 V que les valeurs de ρ, μ(k) et S varient dans des proportions non négligeables.

Dans les recueils de caractéristiques vous trouverez ces valeurs de μ, ρ et S pour une valeur bien précise de la haute tension Ua, de la polarisation -Ug, et du courant débité à ce point : «Ia». Je vous rassure tout de suite : le constructeur a choisi là un point de fonctionnement moyen correspondant à une utilisation standard de son tube. Malheureusement ce point moyen n'est pas nécessairement le point de fonctionnement optimal au sein d'un circuit donné, d'où les mauvaises surprises de bien des débutants, et de certains constructeurs «hâtifs» en terme de bande passante, distorsions et perturbations diverses qui altèrent un grand nombre d'amplificateurs.

Je vois ici certains lecteurs, qui ont déjà «tâté» du tube électronique (avec souvent d'excellents résultats) se gratter la tête avec perplexité.

Mais alors me diront ceux-ci : les pages noircies de calculs savants, démontrant que tel circuit fonctionne mieux que tel autre, est-ce un simple jeu de l'esprit, ou bien est-ce totalement inutile ? Bien sûr que non ! Mais tout électronicien sérieux vous dira que ces calculs ne sont utiles que pour dégrossir l'approche d'un circuit donné et qu'en aucun cas ils ne donneront une réponse précise sur l'ensemble des facteurs intervenants. Pourquoi ? Tout simplement parce que les constantes sont «variables», et pourquoi ces constantes varient-elles, tout simplement parce que les caractéristiques ne sont pas des droites, elles ne sont pas non plus équidistantes ; et s'il fallait faire intervenir la loi de Child-Langmuir, et intégrer la notion d'arcs de paraboles semi cubiques dans les calculs, il y aurait de quoi déclencher une méningite à l'ordinateur le mieux disposé. En plus, cela ne servirait strictement à rien car les courbes caractéristiques d'un tube sont issues d'une moyenne établie à travers une centaine d'individus testés. Alors pour les calculs on a une fois pour toutes adopté la notion de réseau idéalisé.

Nous en parlerons lors de la prochaine causerie.

• DE QUOI DÉPENDENT μ, ρ ET S

La valeur des paramètres μ, ρ et S dépend essentiellement de la construction mécanique du tube, et de sa géométrie.

Si vous nous avez suivi depuis le début, vous comprendrez qu'en fonction du principe même d'un tube électronique, en admettant que le vide à l'intérieur de l'enveloppe soit quasi parfait, les facteurs suivant vont être déterminants :

*** La surface émissive de la cathode et sa température**

De ce facteur dépendra l'alimentation en électrons de la charge d'espace.

*** La distance cathode/anode.**

*** La distance cathode/grille**

Plus la grille sera proche de la cathode, plus son action de contrôle sur la charge d'espace sera importante, de même que

*** Le pas de la grille et le diamètre du fil de grille**

En agissant sur tous ces facteurs, le constructeur d'un tube peut faire varier ses propriétés, quasiment à l'infini ; cependant il n'est absolument pas maître des relations liant les paramètres entre eux. Par exemple, en augmentant le pas de la grille, ce qui revient à écarter les mailles du filet, les électrons seront moins influencés par cette dernière et l'influence de la tension d'anode sera plus importante, donc le courant :

Ia = f (Ua).

La résistance interne sera plus faible, ainsi malheureusement que la pente S et le cœfficient d'amplification «μ». C'est la quadrature du cercle ! D'où les astuces de constructions diverses ; la grille cadre en particulier qui a permis de rapprocher simultanément la grille et l'anode de la cathode, donc d'obtenir des tubes à fort cœfficient d'amplification, à forte pente et à résistance interne faible (ECC88, EC86, EC88, etc...) **figure 11**.

Grâce à cette grille cadre on arriva dans les années 60 à atteindre des pentes de 30 à 40 mA/volt dans des petits tubes amplificateurs de tension ce qui présente d'énormes avantages (on verra cela plus tard), mais attention **ne pas confondre la pente d'un tube avec son aptitude à délivrer de la puissance** (c'est une erreur communément faite). Cela n'a rien à voir, c'est même parfois incompatible. Mais ne brûlons pas les étapes. Nous en resterons là pour aujourd'hui après cet exposé un peu austère (il faut bien être sérieux de temps en temps !). Pour terminer, voici un petit exercice, nous allons tracer un autre réseau de caractéristiques c'est celui que nous utiliserons dorénavant).

C'est le réseau «Ia» = f(Va) à «Vg» = constante (**figure 12**). Pour ce faire, nous allons choisir plusieurs valeurs de «Vg» en partant de zéro (0 V-2,5 V-5 V-7,5 V- etc) et pour chaque valeur de «Vg» que nous garderons constante, nous relèverons toutes les valeurs de «Ia» en faisant varier «Va» de 0 à 400 V par exemple. Attention ne dépassez jamais la courbe en pointillés qui apparaît sur la figure 12, c'est la courbe de dissipation maximum de la 12AU7 que je vous apprendrai à tracer dans le prochain numéro où nous commencerons à jouer et à jongler avec tous les coefficients dont nous avons parlé aujourd'hui afin de faire fonctionner notre tube en amplificateur.

En attendant, je vais me servir un verre et allumer la télévision... pour changer un peu !...

A bientôt.

Rinaldo Bassi

Et si on parlait : «tubes»

6 ÈME PARTIE

Triode audio WE251A. Western Electric (Collection Balatou).
Ce monstre créé par la Western en 1936 est une triode à chauffage direct au filament en thungstène thorié plus spécialement destiné à l'audio. Un push-pull de 251A en classe B fournissait la modeste puissance de 2 kilowatts (!) pour une haute tension de 3 000 V, une polarisation de grille de -250 V. La puissance à fournir au tube était de 100 W (!). Un sacré booster.
A côté 2 tubes qui font figure de liliputh : une déjà grosse 845 et une 12AX7.

MUSIC OR NOT MUSIC ? THAT IS THE QUESTION !

Patience les amis, on y arrive ! peut-être lentement, mais sûrement !
L'idée de base est la suivante : tenter de répondre à tout ce que vous voulez savoir sur les tubes sans jamais oser le demander... Sacré programme !

Or si vous nous avez suivis depuis le début (N° 174 de Led), vous avez compris que nos électrons émis par la cathode, stockés dans la charge d'espace sont précipités vers l'anode positive, non sans être passés à travers les mailles du filet que représente la grille plus ou moins négative. Vous avez compris (du moins je l'espère !) que cette dernière va jouer le rôle primordial de maître incontesté de la circulation du flux électronique, donc du courant traversant le circuit, et, cerise sur le gâteau, même l'annuler si elle est rendue suffisamment négative pour repousser les électrons dans la charge d'espace (cut off du tube en bon franglais !). Ce mécanisme physique d'une extraordinaire souplesse, s'il est convenablement conçu et qui n'emprunte aucune énergie à la source qui lui donne naissance, fait dire à certains (je leur laisse la responsabilité de leur assertion) que si le tube avait été inventé après le transistor, il aurait été considéré comme une véritable révolution en électronique !...
Mais laissons là les considérations phylosophico-ésotériques et reprenons nos cogitations là où nous les avions abandonnées lors de notre dernière causerie.

LA PUISSANCE DISSIPÉE QU'EST-CE QUE C'EST ?

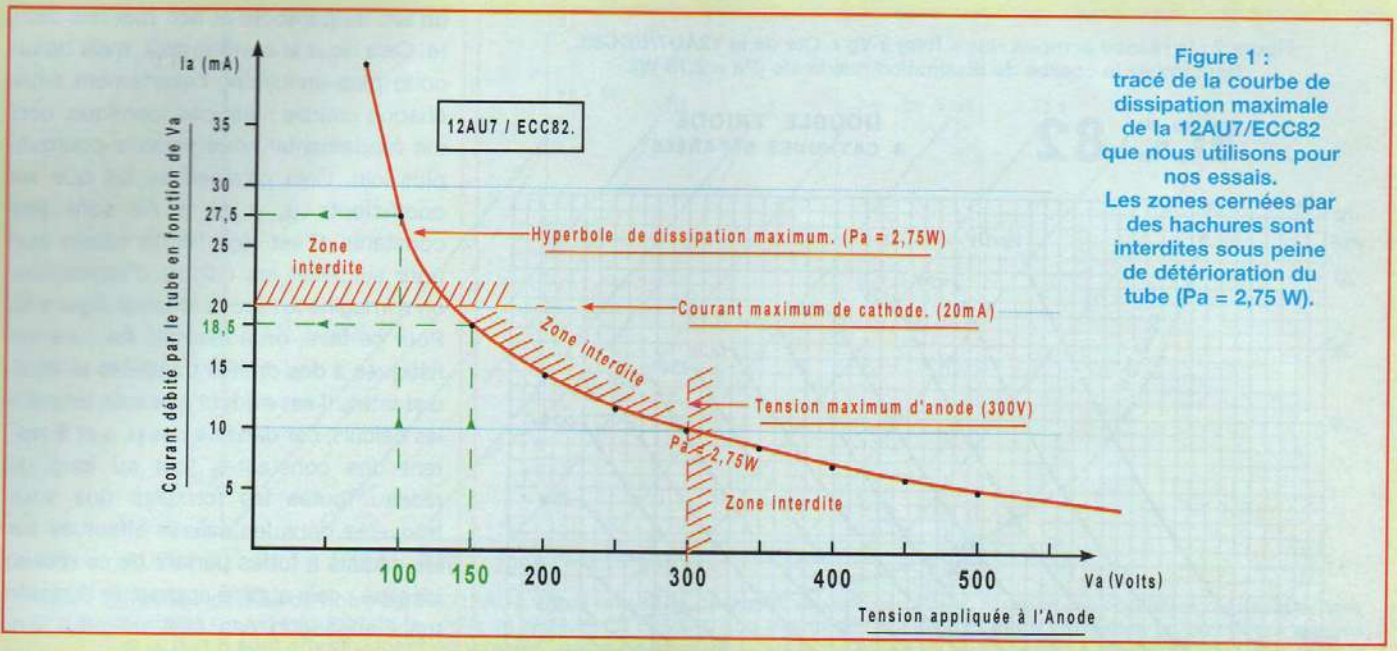


Figure 1 : tracé de la courbe de dissipation maximale de la 12AU7/ECC82 que nous utilisons pour nos essais. Les zones cernées par des hachures sont interdites sous peine de détérioration du tube (Pa = 2,75 W).

LA FAMILLE DE COURBES «Ia» = F (Va) À Vg = CONSTANTE

Encore ! dites vous... Oui, encore et encore, car c'est cette famille de courbes qui va nous donner la clé de l'amplification sans tout casser de nos «chers» tubes électroniques (au propre comme au figuré !).

Reprenons donc notre petit montage d'essais et notre brave 12AU7 (voir N^{os} 177 et 178 de Led). Pour tracer ce réseau, rien de plus simple, nous en avons d'ailleurs parlé rapidement dans notre dernière causerie.

Mais attention, souvenez-vous que pour ne pas tuer votre tube, avant toute chose nous devons porter sur notre feuille de papier millimétré ce que l'on appelle la courbe de dissipation maximale de la 12AU7. Pour ce faire, rien de plus simple, il suffit de calculer la puissance maximale qui peut être dissipée par le tube pour chaque valeur de la tension et de l'intensité en appliquant la formule archi simple :

$P = U.I$

avec P en watts,
U en volts,
I en ampères

Comme nous portons des valeurs de tensions croissantes de 0 à 500 V nous chercherons pour chaque tension l'intensité correspondante :

$$I = \frac{P}{U}$$

Le constructeur nous indique que la puissance maximale pouvant être dissipée par le tube est de 2,75 W. Nous appliquerons donc la formule suivante :

$$I = \frac{2,75}{U}$$

J'insiste, ceci est valable pour tous les tubes sans exception, triodes, tétrodes, pentodes, hexodes, etc... Du plus modeste au plus puissant des tubes d'émission (plusieurs kilowatts).

Dans notre cas, nous allons calculer une dizaine de points afin de tracer cette courbe en partant d'une valeur raisonnablement basse, jusqu'à la valeur maximale que nous avons fixée (ici 500 V) pour tracer notre famille de courbes (**figure 1**).

Par exemple, pour U = 100 V

$$I = \frac{2,75}{100} = 0,0275 \text{ A, soit } 27,5 \text{ mA}$$

pour U = 150 V

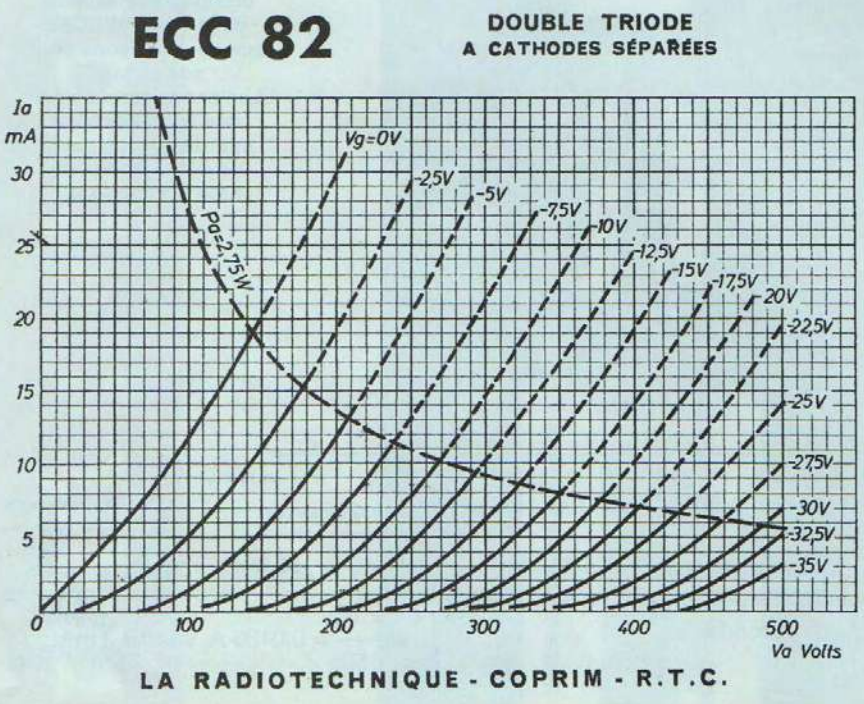
$$I = \frac{2,75}{150} = 0,0183 \text{ A, soit } 18,3 \text{ mA}$$

etc...

En joignant les points, nous obtenons ce que l'on appelle «l'hyperbole de dissipation maximale» **à ne dépasser sous aucun prétexte.** Attention, cette courbe est théorique, elle ne tient pas compte des limitations naturelles du tube lui même, c'est une courbe de dissipation maximale. Rien ne nous aurait empêché de la tracer en partant par exemple de 50 V jusqu'à 1 000 V. Pour les valeurs estimées nous aurions obtenu respectivement 55 mA pour 50 V et 2 mA pour 1 000 V. Inutile de vous dire qu'à 55 mA la cathode aurait rendu l'âme en quelques secondes et à 1 000 V, un magnifique éclair bleu aurait pulvérisé votre tube... sans jamais dépasser la dissipation maximale de plaque !... Ceci est fondamental et est très souvent oublié involontairement par certains constructeurs et parfois volontairement ce qui est beaucoup plus grave.

Une fois cette courbe définie, nous allons tracer 2 lignes droites perpendiculaires. La première sera perpendiculaire à l'axe des intensités, c'est l'intensité maximale

Figure 2 : le réseau complet «Ia» = f(Va) à Vg = Cte de la 12AU7/ECC82. Remarquez la courbe de dissipation maximale (Pa = 2,75 W).



du courant pouvant être débité par la cathode. Pour la 12AU7, le constructeur nous indique 20 mA maximum. La seconde sera perpendiculaire à l'axe horizontal des tensions et correspondra à la tension maximale pouvant être appliquée sans danger entre l'anode et la cathode du tube. Pour la 12AU7 cette tension est de 300 V. Nous avons donc défini trois zones interdites délimitées par l'intersection de la courbe de dissipation maximale, le courant maximum de cathode et la tension maximale d'anode. En restant dans ces limites de sécurité, nous allons maintenant pouvoir tracer le réseau «Ia» = f(Va) à Vg = constante en partant de Vg = 0, puis Vg = -2,5 V, Vg = -5 V, etc... En faisant varier «Va» nous relèverons les points «Ia» correspondants.

CE QUE NOUS DIT LE RÉSEAU (figure 2)

Plein de choses ! Mais je vous sens perplexe ! Le réseau en question a été tracé en dépassant allègrement la zone dite de «sécurité» d'utilisation du tube.

L'explication en est la suivante : il s'agit du réseau fourni par les constructeurs. Il a été tracé en utilisant une technique particulière qui fait intervenir des tensions pendant un temps extrêmement court. Les impulsions sont suffisamment courtes pour ne pas tuer le tube en essai. Pour information, la 12AU7/ECC82 peut supporter **en impulsion** une tension de plaque maximale de 1 200 V, et un courant de crête cathodique de 60 mA, tout en restant en dessous des 2,75 W pouvant être dissipés par le tube, impulsion ou non !... Ceci ne vous concerne pas à moins que vous ne vouliez vous construire un ordinateur à tubes ou un téléviseur «antique». Ceci dit, la 12AU7 est un tube particulièrement robuste (ainsi que son équivalent octal la célèbre 6SN7), et c'est bien pour cela que nous l'avons choisi pour nos essais. Revenons au réseau voulez-vous ? Que constatons-nous tout d'abord : chaque courbe est un arc de parabole et non pas une droite. Cela nous le savions déjà, mais beaucoup plus ennuyeux, l'écartement entre chaque courbe n'est pas identique, ceci est fondamental nous verrons pourquoi plus loin. Cela provient du fait que les coefficients μ, ρ et S ne sont pas constants. C'est pour cette raison que pour simplifier les calculs d'approches, on a imaginé le réseau idéalisé (**figure 3**). Pour ce faire, on a assimilé les caractéristiques à des droites parallèles et équidistantes. Il est évident que cela simplifie les calculs, car dans ce cas μ, ρ et S restent des constantes tout au long du réseau. Toutes les formules que vous trouverez dans les calculs effectués sur les circuits à tubes partent de ce réseau idéalisé ; cela suffit à approcher la réalité mais en aucun cas cela ne peut être considéré comme exact. C'est pour cela que l'on préfère, surtout en basse fréquence (ce qui nous intéresse au premier chef) utiliser des méthodes graphiques d'investigation. Ce sont ces méthodes que nous développerons tout au long de notre étude. Le réseau «Ia = f(Va) à Vg = constante est la représentation «personnalisée» de notre tube, si je peux m'exprimer ainsi, il va nous permettre graphiquement d'extraire tous les paramètres de fonctionnement, en accolant les deux réseaux «Ia» = f(Va) à Vg = constante et «Ia» = f(Vg) à Va = constante.

Nous pourrons trouver les coefficients μ, ρ et S au point de fonctionnement choisi (**figure 4**). Mais parlons un peu des tubes voulez-vous, de la manière de «bien les utiliser» et ceci à travers le réseau. Revenons tout d'abord sur la courbe de dissipation maximale.

LA PUISSANCE DISSIPÉE PAR UN TUBE : QU'EST-CE QUE C'EST ?

Car il faut bien le dire, nous avons tracé ces courbes un peu bêtement sans essayer de comprendre la réalité physique du processus.

La puissance maximale pouvant être dis-

LA PUISSANCE DISSIPÉE QU'EST-CE QUE C'EST ?

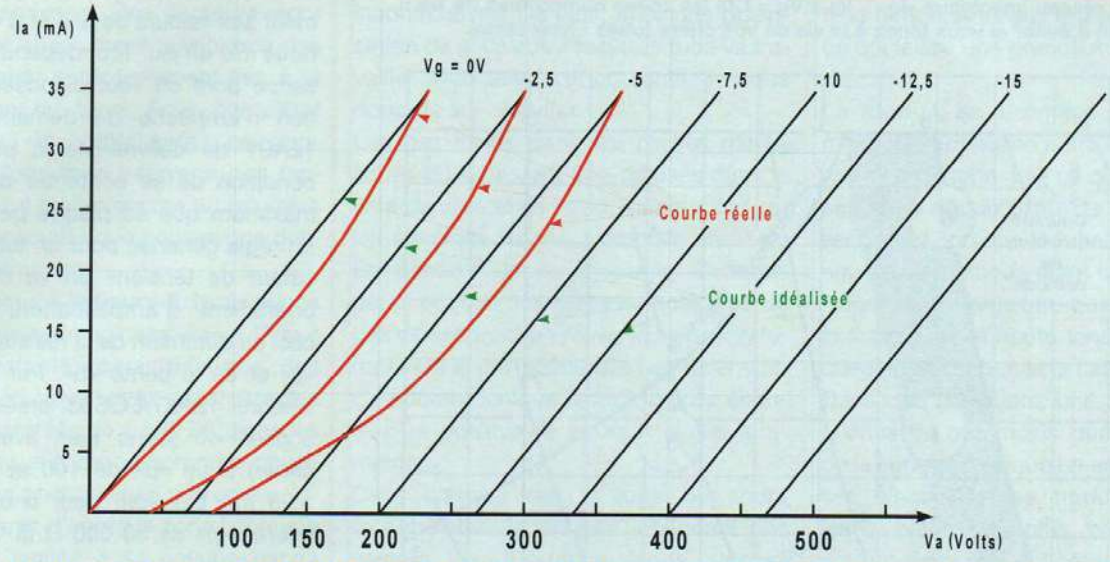


Figure 3 : réseau idéalisé de notre ECC82/12AU7. C'est une série de lignes droites parallèles. En rouge les courbes réelles. Comme vous le constatez on est très loin de la vérité en utilisant ce réseau. Son avantage : les droites étant parallèles on considère que les constantes μ, ρ et S sont effectivement constantes tout au long du réseau ce qui aide lors de l'approche mathématique des calculs de circuits. L'erreur est de considérer les résultats obtenus comme acquis bien qu'ils ne soient qu'approchés. C'est le problème majeur de tous les logiciels informatiques sans exception, qui ne peuvent utiliser que ce réseau, d'où pas mal d'erreurs grossières dans la conception des circuits qui s'appuient uniquement sur des résultats souvent très loin de la réalité physique. La seule approche valable et exacte est une approche purement graphique. C'est celle que nous développerons tout au long de nos causeries. Il faut le dire encore et encore, le développement mathématiquement d'étude d'un circuit ne sert qu'à dégrossir l'approche du fonctionnement réel. Cette approche est nécessaire mais n'est pas obligatoire, surtout en audio.

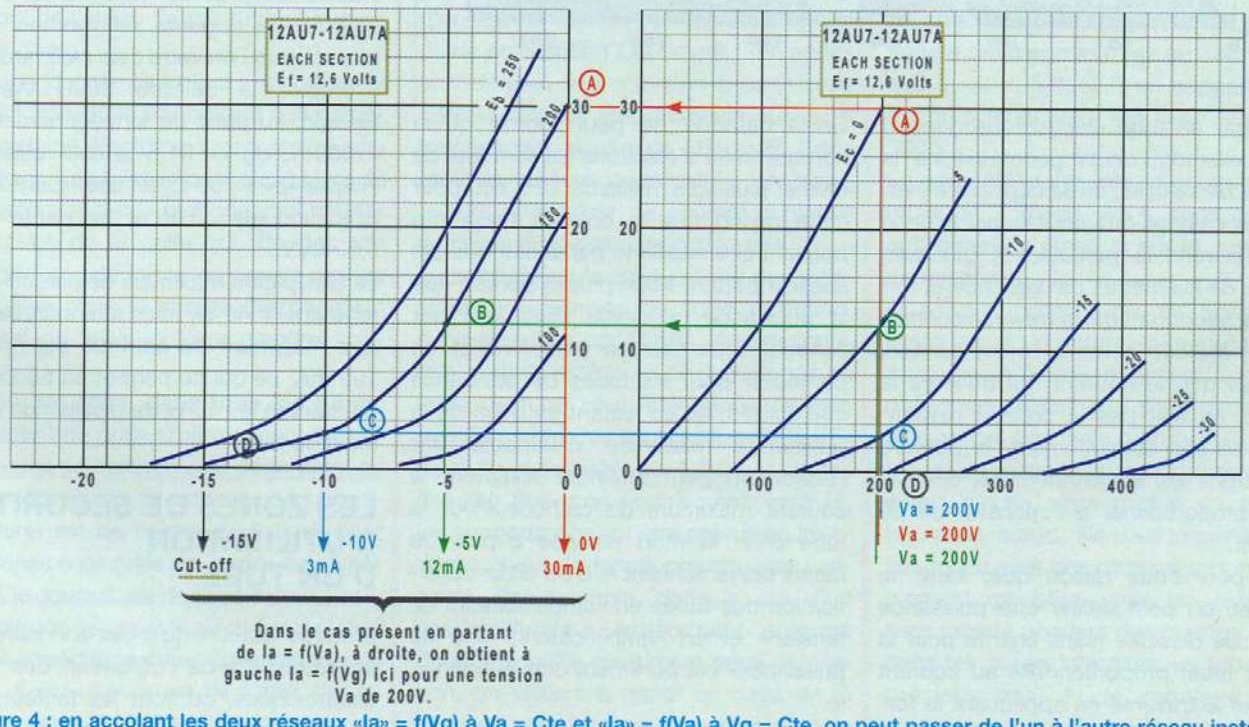
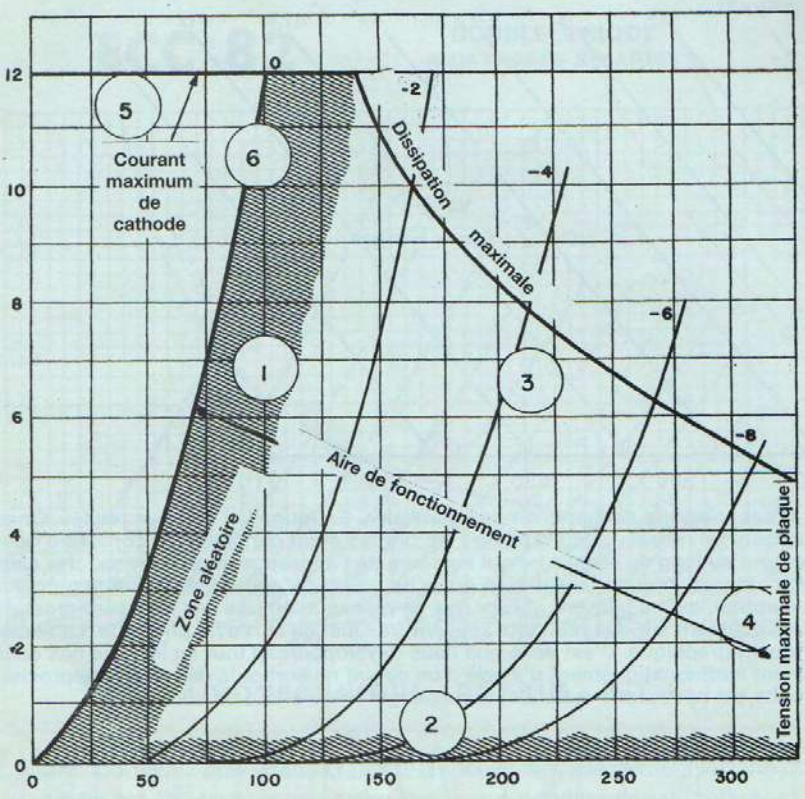


Figure 4 : en accolant les deux réseaux «Ia» = f(Vg) à Va = Cte et «Ia» = f(Va) à Vg = Cte, on peut passer de l'un à l'autre réseau instantanément. Pour l'instant nous en resterons là, mais familiarisez vous avec ce jeu de construction géométrique car nous utiliserons ce principe lorsque nous ferons travailler notre tube pour de bon avec une charge. On parlera alors de «courbe de transfert» du tube, de la linéarité de la courbe «Ia» = f(Vg) (à gauche sur la figure) dépendra la transmission sans distorsions du signal audio amplifié par le tube.

Figure 5 : réseau imaginaire «Ia» = Va à Vg = Cte les zones numérotées de 1 à 6 sont à éviter si vous tenez à la vie de vos chers tubes ! (voir texte).



sipée par un tube électronique dépend essentiellement de la géométrie de la plaque, de sa taille, de sa capacité à évacuer les calories provoquées par le choc des électrons la percutant à plusieurs milliers de kilomètres par seconde et fort peu par le courant qui la traverse contrairement à l'idée communément admise. Or, bien que le courant qui traverse la plaque, ne soit pas le premier responsable de son échauffement, le nombre d'électrons qui la percutent est directement proportionnel à l'intensité de ce courant.

C'est pour cette raison que, sans se tromper, on peut définir une puissance maximale dissipée (sans crainte pour la vie du tube) proportionnelle au courant «Ia» qui le traverse en appliquant la formule classique de la puissance :

Pmax = U(Volts) x I (Ampères)

Or la cathode ne peut fournir qu'un nombre limité d'électrons (ils sont tout de même plusieurs milliards !). C'est pour cette raison que le courant maximum pouvant être supporté par la cathode est aussi important sinon plus important que la puissance maximale dissipable par l'anode. Nous verrons plus tard et en particulier pour les tubes de puissance mal utilisés, qu'en restant en deçà de la puissance maximale dissipable par l'anode on peut atteindre aisément le courant maximum de cathode. Pour le tube c'est la mort assurée à plus ou moins brève échéance. Cela dit la classification des tubes en «amplificateurs de tension» et en «amplificateurs dits de puissance» est purement conventionnelle.

Tous les tubes quels qu'ils soient peuvent amplifier des tensions et délivrer de la puissance ; la différence, hors les astuces de construction tient essentiellement aux valeurs de μ, ρ et S et aux courants mis en jeu. Tout dépend de la puissance dont on veut disposer ; en effet rien n'empêche de demander à une 12AU7 de délivrer de la puissance à condition de se contenter des 2,75 W maximum que sa plaque peut dissiper. En règle générale pour un tube «amplificateur de tension» on va chercher un coefficient d'amplification. «μ» élevé, ceci au détriment de la résistance interne «ρ» et de la pente «S». Par exemple la célèbre 12AX7/ECC83 créée dans les années 40 (donc bien avant la grille cadre) à un «μ» de 100 et un «S» de 1,25 mA par volt, pour une résistance interne «ρ» de 80 000 Ω (à Va = 250 V, Vg = -2 V).

Ce tube est très utilisé en audio car son coefficient d'amplification «μ» est relativement constant sur une très large plage d'utilisation.

A l'opposé, pour un tube dit de «puissance», on va chercher une résistance interne faible, ce qui va entraîner un «μ» petit et «S», la pente, relativement élevé (pas de trop ! on verra cela plus tard). Par exemple, la célèbre 300B Western Electric, au point de fonctionnement Ua = 300 V, Ug = -61 V a une résistance interne «ρ» = 700 Ω, un coefficient d'amplification «μ» = 3,85 et une pente «S» = 5,5 mA/V.

La dissipation maximale de plaque de ce tube atteint 40 W, mais attention, le courant maximum de cathode est limité à 100 mA, ce qui ne permet en aucun cas d'atteindre les 40 W de dissipation maximale du tube.

LES ZONES DE SÉCURITÉ D'UTILISATION D'UN TUBE

D'autres facteurs qu'il faut connaître vont intervenir lors de l'utilisation des tubes électroniques, ce sont les facteurs dits «préjudiciables et aléatoires».

Ces facteurs **n'apparaissent pas** dans les datas fournis par les constructeurs

LA PUISSANCE DISSIPÉE QU'EST-CE QUE C'EST ?

qui se bornent à indiquer «les valeurs à ne pas dépasser». Ces facteurs sont existants et absolument nuisibles à des degrés divers, essentiellement liés à la construction du tube. Pour compléter notre réseau «Ia» = f(Va) à Vg = constante, nous allons faire intervenir ces facteurs qui vont limiter encore un peu plus la zone de sécurité que nous avons définie précédemment.

Reportez-vous à la **figure 5**. Nous avons tracé un réseau imaginaire «Ia» = f(Va) à Vg = constante, caractéristique des tubes triodes. Vous voyez apparaître des zones numérotées de 1 à 6. Etudions les une par une afin de comprendre physiquement les phénomènes mis en jeu.

Vous trouverez d'abord la zone hachurée (1) qui est limitée à sa gauche par la courbe «Ia» = f(Va) pour Vg = 0. Si en fonctionnement vous entrez dans cette zone, vous ne risquez pas d'abîmer votre tube puisque vous vous trouvez dans la zone théoriquement autorisée par le constructeur du tube. Et pourtant souvenez-vous, nous avons évoqué ce problème lors de l'étude de la structure interne des triodes.

Lorsque la grille se trouve à un potentiel négatif trop faible par rapport à la cathode, certains électrons ayant acquis une vitesse initiale relativement élevée lors de leur émission par la cathode vont heurter les spires de la grille qui, de par son potentiel négatif faible, ne pourra pas les repousser dans la charge d'espace. Un courant de grille va alors prendre naissance.

Par construction, **dans tous les tubes**, le courant de grille arbitrairement appelé «Potentiel de contact» (car dépendant de la constitution de la cathode, de sa température) est de l'ordre de 0,1 µA pour une tension de grille de l'ordre de -1,3 V. A 0 V, le courant est de l'ordre de 0,1 mA. En pratique ce courant nuisible représente une impédance dynamique variable de grille. Il est une cause de fortes distorsions dans les basses fréquences. Conclusion, éviter de faire travailler un tube dans cette zone, ses caractéristiques deviennent aléatoires et souvent incontrôlables. De plus, avec une polarisation de grille aussi faible, le tube va travailler avec des forts courants, il risque donc de sur-chauffer.

Les gaz inclus dans les parties métalliques du tube vont être diffusés dans le vide du tube et seront donc percutés par les électrons lancés à grandes vitesses. En perdant un ou plusieurs électrons périphériques, les grosses molécules de gaz deviendront positives et se précipiteront vers la grille polarisée négativement. Ce courant ionique rendra la grille encore plus positive, le courant global augmentera.

Dans certains cas le tube deviendra incontrôlable, le courant atteignant des valeurs insupportables. Nous verrons plus tard comment éviter cet effet nuisible, surtout dans les amplis de puissance fonctionnant en classe A.

La zone (2) à l'inverse est la zone des très faibles courants. Dans cette zone, les caractéristiques des tubes peuvent changer dans d'énormes proportions d'un tube à l'autre, surtout dans le cas d'une polarisation fixe de grille. En audio, on doit faire très attention à cette zone dans le cas des amplificateurs push-pull fonctionnant en classe AB ou B. Dans toute la mesure du possible, on maintiendra une valeur de courant minimale au repos au-dessus de cette zone.

La zone (3) est la zone proche de la dissipation maximale du tube. Attention, dans certaines conditions, la température maximale extérieure de l'enveloppe en verre du tube peut être dépassée bien que l'on se trouve en dessous de la dissipation maximale du tube. Les tubes doivent être convenablement ventilés, les supports doivent être prévus en fonction du type de fonctionnement de l'appareil. Par exemple, dans le cas d'un préamplificateur entièrement enfermé dans une boîte quasiment sans ventilation, on veillera à rester en deçà de la courbe de puissance maximale afin de maintenir la température du bulbe des tubes bien en dessous des 220°C (température maximale). En principe, on limite la température aux environs de 150°C, ce qui laisse une grande marge de sécurité.

La zone (4) est délimitée par la tension maximale appliquée entre la plaque et la cathode du tube. Elle ne doit être dépassée **sous aucun prétexte** et en particulier à froid, lorsque le tube ne débite pas encore, sa cathode étant froide.

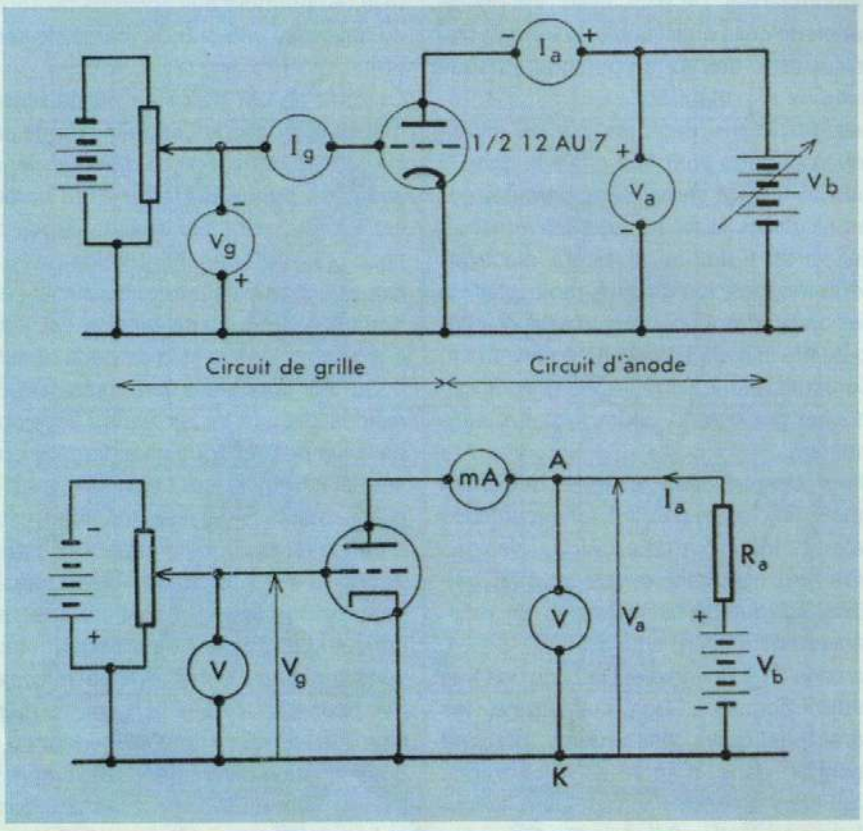
Nous verrons plus tard que, dans ce cas, la totalité de la haute tension est appliquée entre l'anode et la cathode du tube. Dans ces conditions une ionisation des résidus de gaz inclus dans l'enveloppe de la lampe provoque un amorçage entre ses électrodes, se traduisant par un éclair bleuté du plus bel effet, suivi d'étincelles particulièrement destructrices. C'est une cause fréquente de pannes sur des amplificateurs mal conçus. Les datas des constructeurs vous indiquent cette tension maximale qui peut être différente pour le même type de tube portant cependant une dénomination différente. Par exemple : la célèbre 6L6/6L6G ne peut supporter qu'une tension maximale de 360 V, alors que la version 6L6GB en supporte 400, quant à la 6L6GC elle peut supporter 500 V.

La zone (5) représente le courant maximum de cathode, nous nous sommes suffisamment étendus sur le sujet sans en rajouter !

Quant à la zone (6) elle est signalée ici pour vous montrer que l'on peut atteindre et parfois dépasser le courant maximum de cathode sans atteindre la dissipation maximale du tube.

Une fois toutes ces catastrophes annoncées, je vais vous mettre un peu de baume au cœur... Ne vous inquiétez pas ! Les tubes sont des composants incroyablement robustes, vous pouvez entrer sans crainte pendant des courtes durées dans les zones interdites. Le tube n'appréciera pas, ni le montage, mais contrairement aux transistors ou aux FET, vous pourrez reprendre vos travaux sans problèmes.

Figure 6 : montage.



ET MAINTENANT NOUS ALLONS FAIRE FONCTIONNER NOTRE TUBE POUR DE VRAI !

En effet, jusqu'à présent nous avons fait fonctionner notre tube comme une simple «bête de foire», ou de laboratoire au choix ! Utilisé tel quel, notre tube ne sert strictement à rien sauf à amuser la galerie et à comprendre comment il fonctionne... ce qui n'est déjà pas si mal ! Un tube tout seul c'est beau, ça brille, ça peut être mis dans une vitrine et c'est tout. Enfin pas tout à fait, car nos pérégrinations laborieuses nous ont permis d'établir les caractéristiques dites «statiques» du tube et croyez moi, au fond c'est bougrement important, car ce sont ces caractéristiques et ces paramètres qui vont nous permettre de choisir tel tube, plutôt que tel autre pour effectuer le travail que nous allons lui demander d'accomplir avec insistance et détermination.

Sur la **figure 6**, nous avons reproduit en haut le montage qui nous a servi à définir les paramètres statiques de notre triode 12AU7/ECC82.

En bas, voici le schéma correspondant à l'utilisation réelle (dynamique) de notre tube. C'est apparemment le même schéma sauf que nous avons ajouté en série dans le circuit d'anode une résistance dite de «charge» : Ra.

La présence de cette résistance qui est donc traversée par le courant anodique «Ia» va bouleverser radicalement les caractéristiques du circuit. Notre tube va enfin pouvoir «travailler». Comment cela ? Avant d'entrer dans les détails (majeurs !) essayons de comprendre instinctivement ce qui va se passer. Fixons-nous une tension négative de la grille afin que le courant se stabilise à une valeur moyenne. Le flux électronique émis par la cathode va traverser le tube, cela nous le savons, et va rejoindre le pôle positif (+) de l'alimentation «Vb». Le pôle moins (-) de cette alimentation étant réuni à la cathode le circuit va être fermé, et nos électrons vont donc circuler dans le circuit formé par le tube, la résistance Ra et l'alimentation. Or Ra est une honnête résistance, et comme toute résistance elle va s'opposer au passage du courant «Ia» ; on trouvera donc à ses bornes une tension égale au produit de «Ia» par Ra selon la célèbre loi d'Ohm :

U = R.I.

Une première observation s'impose alors, si l'on regarde le schéma. Cette chute de tension à travers la résistance va diminuer la tension «Va» aux bornes du tube, donc la tension positive appliquée à l'anode de ce dernier.

La valeur de la tension anodique «Va» sera donc égale à la tension d'alimentation «Vb» diminuée de la chute de tension dans la résistance de charge Ra. Ce qui s'écrit :

Va = Vb - Ra.Ia

Deuxième observation : vous comprendrez aisément que la tension anodique d'un tube chargé par une résistance Ra sera toujours inférieure à la tension d'alimentation «Vb». Vous ne ferez donc pas l'erreur (qui est souvent commise) de confondre la tension anodique «Va» avec la haute tension générale d'un circuit «Vb». La tension «Va», ne va être égale à «Vb» que dans un seul cas : si le courant s'annule dans le circuit.

Or, pour annuler le courant dans le circuit, il n'y a que deux méthodes. La première consiste à rendre la grille très négative par rapport à la cathode afin de repousser tous les électrons dans la charge d'espace. La seconde consiste à ne pas alimenter le filament qui chauffe la cathode du tube. Dans ce cas, pas de chauffage, pas d'électrons émis par la cathode, donc pas de courant. S'il n'y a pas de courant

LA PUISSANCE DISSIPÉE QU'EST-CE QUE C'EST ?

(«Ia» = 0) la chute de tension dans Ra est inexistante donc dans ce cas la tension au point (A) de notre schéma est égale à la totalité de la haute tension «Vb». Vous comprenez maintenant l'importance de la zone (4) **figure 5** du précédent paragraphe. Sachez que dans un amplificateur de puissance par exemple, il n'est pas rare de trouver des tensions de l'ordre de 600 V ; ces tensions élevées sont destinées à l'alimentation des tubes de puissance. Les autres tubes de l'ampli ne peuvent fonctionner qu'avec des tensions bien inférieures et ne peuvent en aucun cas supporter ces tensions.

Nous verrons plus tard que nous alimenterons ces tubes au travers de cellules composées de résistances et de condensateurs destinés à faire chuter ces tensions, lorsque les tubes débitent du courant. Or, lorsque vous allumez l'ampli, il n'y a aucun débit donc aucune chute de tension puisque les tubes sont encore froids. Si le circuit n'a pas été étudié en conséquence, la totalité des 600 V selon notre exemple, va être appliquée sur tous les tubes y compris les malheureux qui ne peuvent en supporter que 300... Bonjour les dégâts !... A chaud une bonne habitude à prendre est de ne jamais faire fonctionner un tube en mode bloqué avec une haute tension supérieure à ce qu'il peut supporter. Vous me répondrez qu'en audio on ne voit pas très bien à quoi pourrait servir un tube bloqué ! Nous verrons plus tard que cela est fréquent dans les montages push-pull fonctionnant en classe AB et B, sans oublier qu'un tube peut toujours se trouver bloqué par une défaillance du circuit. Mais reprenons notre circuit dont la résistance Ra est parcourue par le courant «Ia».

Troisième observation : c'est la plus importante. Comme la chute de tension dans Ra varie avec l'intensité du courant «Ia», on peut en déduire que la tension anodique «Va», varie en fonction du courant anodique «Ia».

En d'autres termes, lorsque «Ia» diminue, la chute de tension dans Ra diminue, la tension «Va» augmente et se rapproche de «Vb». A l'inverse, lorsque «Ia» augmente, la chute de tension dans Ra augmente et la tension «Va» diminue.

Je prie ceux qui sont familiarisés avec le fonctionnement des tubes électroniques de bien vouloir m'excuser d'insister lourdement sur tous ces points, mais l'expérience prouve que ce processus pourtant très simple est souvent mal compris.

De ces observations nous allons pouvoir maintenant toucher de près la fonction amplificatrice d'un tube électronique.

Supposons que nous ayons choisi une valeur de la tension de grille «Vg» (négative) afin de fixer une intensité «Ia» dans le circuit, ce qui va impliquer une tension anodique.

Va = Vb - Ra.Ia

«Vb» et Ra, étant constants, faisons varier la tension de la grille en la rendant moins négative. Les électrons moins freinés par cette dernière vont se précipiter vers l'anode et le courant «Ia» va croître. Cet accroissement du courant anodique ΔIa (delta) va entraîner une variation ΔVa de la tension anodique. Quelle va être la valeur de cette variation ? D'après ce que nous avons vu précédemment : si «Va» varie, c'est à cause de la présence de la résistance de charge Ra, la variation ΔVa sera donc égale à Ra.ΔIa. Mais comme ΔIa a été une croissance positive du courant, ce courant ayant augmenté, la chute de tension dans Ra aura augmenté elle aussi. On pourra donc écrire dans le cas où «Ia» croit que :

ΔVa = - Ra.ΔIa

Le signe moins signifie que la tension anodique «Va» est une fonction décroissante du courant, en d'autres termes plus «Ia» va croître, plus «Va» va décroître, et à l'inverse plus «Ia» va décroître plus «Va» va croître. ΔVa et ΔIa sont des accroissements algébriques, ce qui signifie en pratique que plus la tension sur la grille du tube va croître (grille moins négative), plus la tension sur l'anode va décroître. A l'inverse plus la tension sur la grille va décroître (grille plus négative), plus la tension sur l'anode va croître. Cela est fondamental c'est la base de tout le processus d'amplification en tension d'un tube électronique, ce qui peut se résumer ainsi :

Lorsqu'un tube est chargé, toute variation de la tension de la grille va entraîner une variation proportionnelle de sa tension d'anode.

Vous pouvez constater dès maintenant que la variation de la tension d'anode est le reflet inversé de la tension de grille, cela sera fondamental lorsque nous ferons fonctionner notre tube avec des tensions alternatives (ou musicales), appliquées sur sa grille : on dira alors qu'un tube chargé dans son circuit de plaque est un inverseur de phase.

Il faut préciser ici un point qui est souvent mal compris : la présence de la résistance de charge dans le circuit n'affecte en aucune manière les constantes du tube telles qu'elles ont été définies. Le tube est toujours le même et sa carte d'identité est identique, mais en revanche ce qui va être bouleversé c'est sa caractéristique courant de plaque en fonction de la tension de grille : «Ia» = f(Vg), la tension «Va» variant en fonction de «Ia» par la présence de Ra. On parlera alors de la caractéristique dynamique du tube.

Dans la prochaine causerie nous vous apprendrons à maîtriser cette résistance de charge qui bien évidemment n'est pas choisie au hasard.

Vous découvrirez que la valeur de cette résistance va influer directement sur la qualité des sons que vous traiterez avec vos tubes.

Nous parlerons donc des caractéristiques dynamiques d'un tube chargé. A propos, dynamique cela signifie mouvement et qui dit mouvement laisse entendre que l'on va peut-être faire de la musique avec nos tubes ? Patience... On y arrive !

Rinaldo Bassi

Et si on parlait : « tubes »

7 ÈME PARTIE

À LA CHARGE !

La VT25 a été la reine des triodes audio anglaises, concurrente directe de la 300B américaine

Cette fois, ça y est ! Nous allons charger notre brave 12AU7/ECC82 afin de pouvoir lui faire émettre des sons ! Or, du son au bruit, la frontière est assez floue, croyez-moi ! La mode actuelle consiste à exposer fièrement nos amplificateurs aux tubes rougeoyants bien en vue, afin de prouver aux amis que l'on est bien un « audiophile à tubes »...

Le look des machines « super chromé » fait oublier à certains audiophiles que la fonction primordiale d'un amplificateur est d'amplifier mais surtout de « bien » amplifier, ce qui, hélas, n'est pas toujours le cas. Bien des amplificateurs émettent des sons bizarres ! Lorsqu'on examine leurs structures internes, on se rend compte que certains constructeurs ont oublié que, du point de fonctionnement sur la droite de charge, va dépendre le comportement « objectif » et non « subjectif » de l'amplificateur. Mais tout d'abord, qu'est ce que la droite de charge ? Vous avez raison de poser la question, je me rends compte avec horreur que je me répands en digressions philosophico-audiophiliques, au lieu de vous expliquer clairement ce qu'est en réalité cette fichue droite de charge.

RETOUR

Reprenez, voulez-vous, le précédent numéro de Led (n°179, page 12). Souvenez-vous, sur la figure 6, nous avons inséré dans le circuit d'anode de notre tube, une résistance Ra que nous avons baptisée « résistance de charge ». C'est la présence de cette résistance qui sera la clef de la fonction amplificatrice de notre tube, car c'est la valeur en ohms (Ω) de cette résistance qui définira ce que l'on appelle la « droite de charge ». Vous verrez que, grâce à une construction graphique très simple, vous pourrez déterminer la majorité des qualités et des défauts de votre tube employé comme amplificateur. Vous êtes prêts ? Allons-y.

LA DROITE DE CHARGE

L'effet de la charge Ra sur une triode (et sur tous les tubes quels qu'ils soient) peut être défini avec précision et simplicité. Cela est habituellement pratiqué en superposant au réseau de caractéristiques statiques « Ia » = f (Va) une droite appelée « droite de charge » (**figure 1**)

COMMENT LA TRACER ?

C'est extrêmement simple. Choisissons une valeur arbitraire de Ra, par exemple

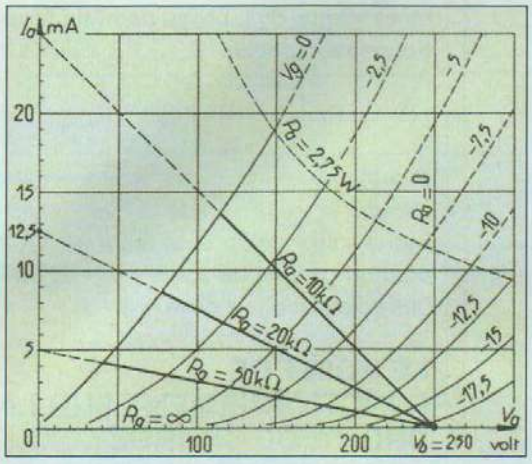


Figure 1 : Tracé de plusieurs droites de charge sur les réseaux « Ia » = f (Va) de la 12 AU7. L'exemple que nous avons choisi utilise la résistance de 20 kΩ. Amusez-vous à retrouver le tracé pour Ra = 10 kΩ et Ra = 50 kΩ

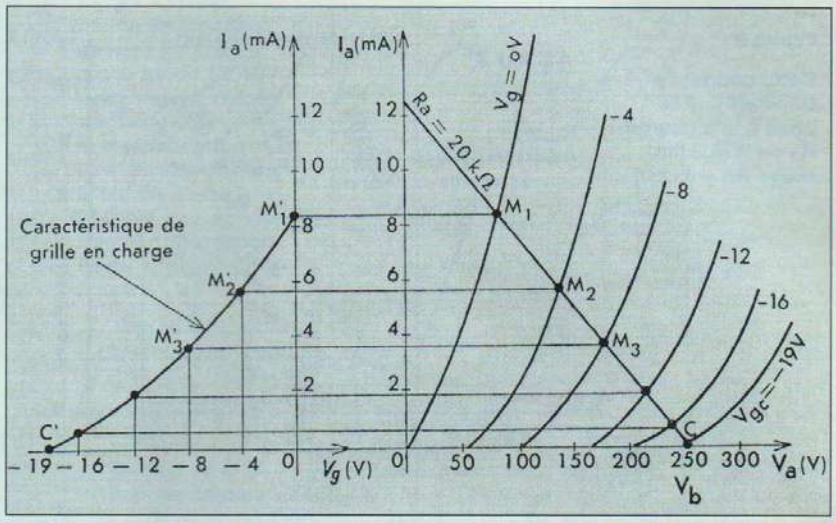


Figure 2 : Tracé de la caractéristique de transfert (grille en charge) pour une 12 AU7 correspondant à R = 20 kΩ, pour une haute tension fixe de 250 volts C', M'1 n'étant pas une droite, sa courbure va être une cause de distorsions

20 000 Ω (20 kΩ)) et supposons que nous disposions d'une tension d'alimentation haute tension de 250 volts. Supposons maintenant que le courant dans notre résistance de charge soit égal à zéro (ce qui correspondrait à notre tube bloqué). La tension « Va » que nous mesurerions alors aux bornes du tube serait de 250 volts. C'est le point de départ initial de notre droite de charge. Supposons maintenant que dans le circuit circule un courant tel que la chute de tension dans Ra soit égale à « Vb ». C'est impossible puisque, dans ce cas, le tube ne pourrait plus rien débiter. Mais si cela était possible, la tension aux bornes du tube « Va » serait égale à zéro. Calculons le courant nécessaire pour que la chute de tension dans Ra soit égale à 250 volts. En appliquant la loi d'Ohm (toujours elle !), on a : U = Ra . Ia, donc « Ia » = U/Ra donc « Ia » = 250/20 000 = 0,0125 A, soit 12,5 mA qui correspond à « Va » = 0. En joignant ce point au point « Va » = 250 volts, nous aurons tracé la droite de charge correspondant à

Ra = 20 kΩ

Je le répète, le choix de cette charge de 20 kΩ pour une 12 AU7/ECC82 est parfaitement arbitraire. Cette charge peut être correcte ou incorrecte, nous avons d'ailleurs tracé sur la même figure plusieurs droites de charge correspondant à d'autres valeurs de Ra (10 kΩ et 50 kΩ). Amusez-vous à faire le calcul. Toutes les informations nécessaires de l'utilisation du tube avec une charge donnée vont pouvoir être extraites de ce simple tracé et, en particulier, ce qui nous intéresse au plus haut point : les caractéristiques de distorsion fabriquées par le tube dans un montage donné. Mais avant de vous livrer les « trucs » simples qui vous permettront d'opérer, il faut, pour bien comprendre, parler de la caractéristique de transfert d'un tube chargé.

LA CARACTÉRISTIQUE DE TRANSFERT D'UN TUBE CHARGÉ

Cette caractéristique est aussi appelée « caractéristique dynamique » ou encore « caractéristique de grille en charge ». Sur la **figure 2**, nous avons repris une fois de plus le réseau « Ia » = f (Va) avec sa droite de charge à 20 kΩ. À gauche, nous allons tracer une courbe telle que « Ia » = f (Vg) en fonction de cette droite de charge. Comment opérer ? C'est très simple. À chaque point d'intersection de la droite de charge avec les courbes « Ia » = f (Va) correspond une valeur de la tension de grille et une valeur de courant d'anode. Il suffit de reporter à gauche, à chaque point d'intersection (M1, M2, M3, etc.), les points M'1, M'2, M'3, etc. correspondant à la même tension de grille reportée sur l'axe horizontal. En joignant ces points entre eux, on obtient une courbe qui est la courbe de transfert dynamique du tube pour une charge donnée (ici 20 kΩ).

Vous comprenez que, de la position de la droite de charge sur le réseau statique « Ia » = f (Va) à Vg = constante, va dépendre la linéarité de la courbe de transfert. Vous pouvez constater que la courbe de transfert, qui est le reflet exact du fonctionnement du tube, n'est pas une droite. Ce serait trop beau ! Cette courbe de transfert ne serait une droite que dans le cas du fameux « réseau idéalisé » (voir Led n°179, p.9) qui comble d'aise les théoriciens purs et durs et les logiciels informatiques. Nous verrons plus loin que cette courbure de la

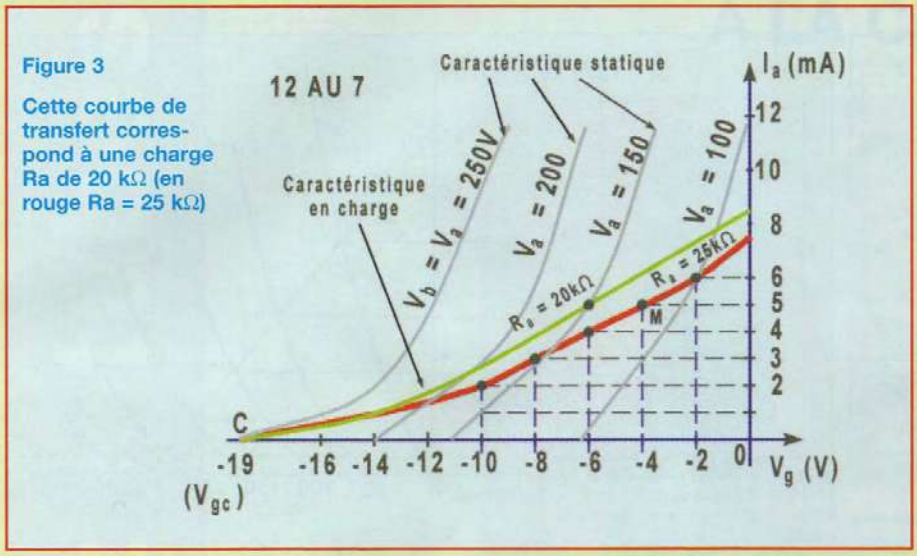


Figure 3

Cette courbe de transfert correspond à une charge Ra de 20 kΩ (en rouge Ra = 25 kΩ)

caractéristique de transfert sera la cause principale des distorsions qui affecteront nos chers amplificateurs. Or, pourquoi cette caractéristique de transfert est-elle courbe ? Si vous vous reportez à la figure 2, vous constaterez que les points M1, M2 et M3 ne sont pas équidistants. Ceci entraîne des positions relatives de M'1, M'2, M'3 telles, qu'avec la meilleure volonté du monde, il est strictement impossible de les relier par une simple ligne droite. Tiens ?.... Vous avez pris un double-décimètre... Intéressant !... Et vous vous dites : « Si je fais pivoter ma droite de charge autour du point Vb = 250 volts, il me suffit de mesurer la distance en millimètres entre M1, M2, M3 et, éventuellement, M4, M5, etc. pour trouver une position de la droite de charge où la distance entre M1 et M2 se rapprochera de l'égalité avec M2, M3.... ». Bravo ! C'est exactement ce qu'il faut faire, mais utilisez la figure 1 car, sur la figure 2, nous avons méchamment exagéré les espaces entre les courbes « Ia » = f (Va) à Vg = constante, afin de mettre en valeur la courbure de la caractéristique de transfert. Que constatez-vous ? **Plus la résistance de charge augmente, moins la différence entre les points M1, M2, M3 est grande.** Si nous devions tracer la courbe de transfert correspondant, par exemple, à une charge de 50 kΩ, on constaterait que celle-ci ressemblerait beaucoup plus à une droite, donc que **la linéarité serait supérieure** (moins de distorsions, nous verrons cela plus loin). Conclusion : augmentons la valeur de la résistance de charge et tout sera parfait. Halte là ! Jetez un coup d'œil sur la **figure 3**. Vous constatez que la courbe de transfert est très inclinée par rapport aux courbes statiques « Ia » = f (Vg) à Va = constante, ce qui signifie que la pente dite « dynamique » du tube en charge n'a plus rien à voir avec la pente « statique ». Si on augmentait indéfiniment la résistance de charge, on obtiendrait **une courbe de transfert de plus en plus linéaire... au détriment de la pente dynamique !** À l'extrême, si votre résistance de charge devenait infiniment grande, la caractéristique de transfert serait rigoureusement droite. À ce moment-là, plus aucun courant ne circulerait dans le tube. Ce serait parfaitement absurde, on ne peut avoir le beurre et l'argent du beurre ! Comme le but de nos causeries est de déboucher sur une utilisation pratique des tubes électroniques, nous allons vous donner le « truc » avant de poursuivre. Lorsqu'il s'agit de triodes, et j'insiste pour les triodes uniquement (pour les pentodes, le choix de la résistance de charge est plus pointu), vous choisirez une résistance de charge égale à trois fois la résistance interne du tube, **au point de fonctionnement choisi**.

Ra = 3ρ (Ra et ρ en Ω)

On entend par « point de fonctionnement choisi », la tension d'anode « Va » (et non pas la valeur de la haute tension « Vb ») pour un courant de repos « Ia » et pour une polarisation de grille -Vg.

LE POINT DE FONCTIONNEMENT SUR LA DROITE DE CHARGE

Ceci nous amène tout naturellement à vous parler du point de fonctionnement sur la droite de charge, car la tension « Va » qui sera appliquée sur l'anode du tube sera égale à « Vb » moins la chute de tension Ra . Ia dans Ra

Va = Vb - Ra . Ia

Comme « Ia » va dépendre de la valeur de la tension de grille -Vg, vous comprenez bien que « Va » peut varier dans trois grandes proportions. C'est ce qui explique aussi que l'on ne peut pas augmenter Ra indéfiniment. Pour maintenir « Va » à une valeur suffisante, il faudrait en effet augmenter « Vb » dans des proportions non raisonnables. Certains constructeurs le font... aux risques et périls de l'utilisateur !

Examinons la **figure 4**. Nous avons représenté deux réseaux « Ia » = f (Va) de notre 12AU7, traversés par une droite de charge Ra de 25 kΩ. À première vue, tout semble identique entre les deux montages. Regardez plus attentivement : ce qui change est la tension de grille. En haut, Vg a été fixée à -2 volts (point P), le courant va se stabiliser à 6 mA. Il y aura donc une chute de tension dans Ra et la tension « Va » aux bornes du tube sera donc de :

Va = Vb - Ra . Ia = 250 - (25 000 x 0,006) = 250 - 150 = 100 V

Je me permets d'insister, c'est cette tension « Va » qui nous intéresse et non pas « Vb ».

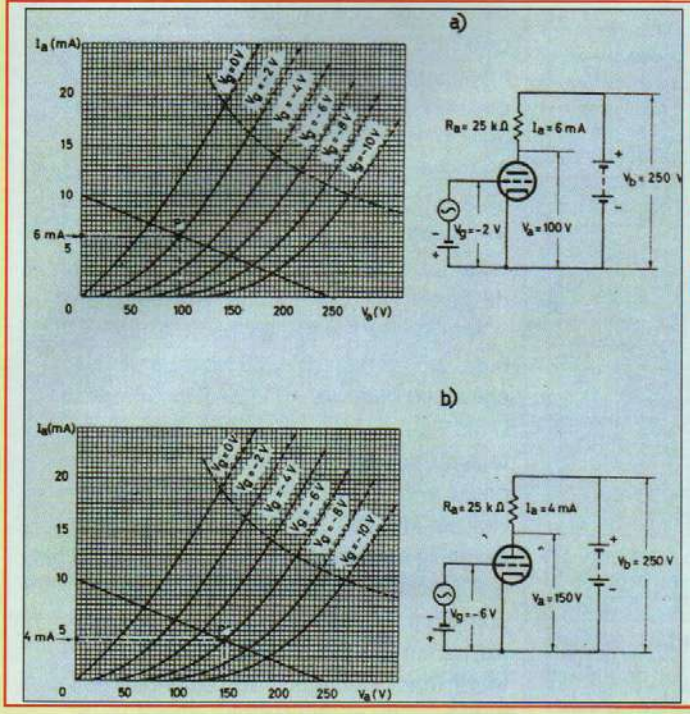


Figure 4 : Deux points de fonctionnement différents d'une triode 12 AU7 placés sur la même droite de charge correspondant à une résistance dans le circuit d'anode de 25 kΩ. La courbe de transfert correspondante est celle de la figure 3

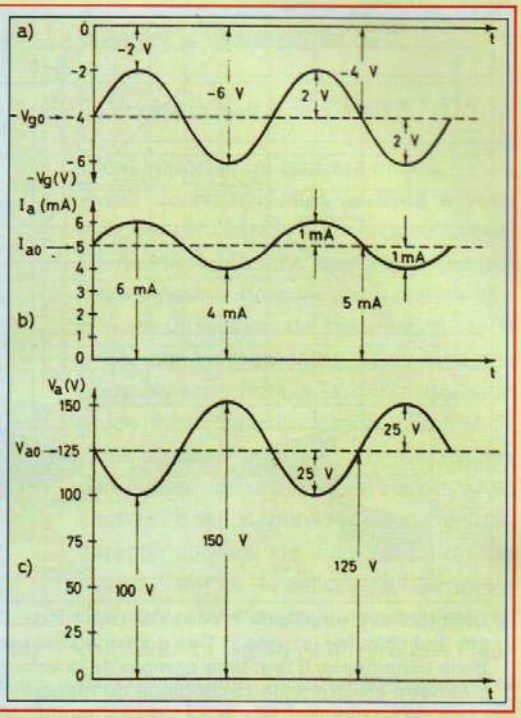


Figure 5 : Variations relatives des tensions et du courant dans une triode 12 AU7 chargée par une résistance de 25 kΩ. Tension de grille - 4 V pour un courant « Ia » de repos de 5 mA.
a) Variations de Vg
b) Variations en phase de « Ia »
c) Variation résultante en opposition de phase de « Va »

En bas de la figure 4, la tension de grille a été fixée à - 6 V (point P'). Le courant « Ia » se stabilise à 4 mA. Calculons la tension « Va » correspondante :

Va = Vb - Ra . Ia = 250 - (25000 x 0,004) = 250 - 100 = 150 V

Nous sommes donc passés de « Va » = 100 V à « Va » = 150 V, soit une différence de 50 volts pour une malheureuse petite variation de 2 V sur la grille. Et tout ceci grâce à la présence de Ra... Merci Ra ! Mais ne brûlons pas les étapes et choisissons le point de repos idéal pour notre tube. Pour ce faire, reportez-vous à la fig. 3. Sur la courbe de transfert, nous allons nous placer au milieu de la partie la plus à droite de la courbe : c'est le point M. Le courant de repos sera de 5 mA.

ET MAINTENANT MOTEUR !

Regardez attentivement les schémas de la figure 4. Dans le circuit de grille, nous avons représenté un cercle à l'intérieur duquel vous trouvez le symbole « ~ ». Ceci signifie que nous allons pouvoir superposer, à la tension de polarisation de notre 12 AU7, une tension alternative sinusoïdale (ça y est, on va faire de la musique). La tension de grille étant de -4V, et le courant de repos de 5 mA, superposons une tension alternative de 2 volts crête (nous verrons l'importance du terme « crête » plus loin).

Cela signifie que la tension alternative va « swinguer » de 0 à + 2 V, repasser par 0 et atteindre - 2 V plusieurs fois par seconde (**figure 5**). La fréquence normalisée pour ce type d'essais est de 1 000 Hertz, soit 1 000 alternances par seconde. Que va-t-il se passer dans le circuit ? Si vous avez suivi nos causeries depuis le début, vous comprendrez que chaque valeur instantanée de la tension alternative va modifier la tension négative de la grille de la façon suivante : (figure 5, en haut).

Départ de la sinusoïde. 0 volt.
Tension de la grille : - 4 volts ;
Sommet de la sinusoïde : + 2 volts
Tension de la grille : - 4V+ (+2V) = - 2V

De même, dans l'autre sens le sommet de la sinusoïde se trouvant à - 2V en valeur absolue : la tension résultante sur la grille sera de :

- 4 V + (- 2V) = - 6V

La tension de grille va donc osciller de -2V à - 6V autour d'un point fixé par la polarisation à - 4V, cela 1 000 fois par seconde si nous avons choisi une fréquence de 1 000 Hz.

Comment vont réagir nos électrons entassés dans la charge d'espace entre la cathode et la grille ? Ils vont être accélérés en plus ou moins grand nombre en fonction des variations de la tension de la grille.

Ce qui signifie, en pratique, plus d'électrons dans le circuit de plaque (donc plus de courant) pour les alternances positives (de - 4 à - 2V) et moins d'électrons dans le circuit (donc moins de courant) pour les alternances négatives (de - 4 à - 6V).

Si vous vous reportez aux deux schémas et courbes de la figure 4, vous constaterez que le courant dans le circuit va osciller de 6 mA pour - 2V à 4 mA pour - 6 volts.

Le courant va donc « swinguer » au rythme de la modulation de plus ou moins 1 mA autour de la valeur de repos de 5 mA. Mais n'oubliez pas que nous avons placé une résistance de charge dans le circuit,

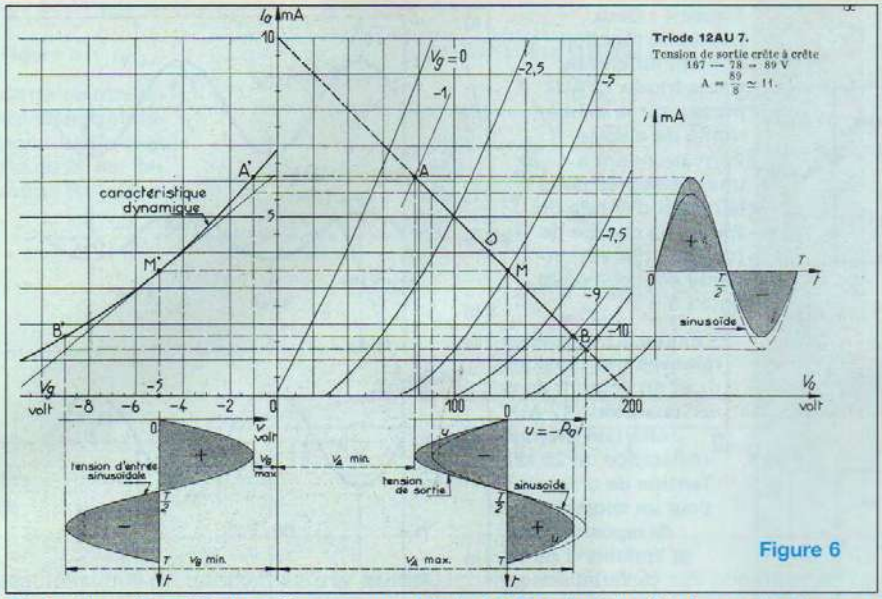


Figure 6

Distorsions d'amplitude créées par une triode 12 AU7 dont la résistance de charge a été mal calculée (exprès !). Ces déformations sont dues à la courbure de la caractéristique dynamique. Il faut tenir compte de la valeur crête à crête du signal à amplifier. Un voltmètre électronique (analogique ou numérique) ne nous fournira que la valeur efficace de la tension. N'oubliez pas de multiplier la valeur lue par √2, soit 1,414. Par exemple, si votre voltmètre indique 1 V, la valeur de crête sera de 1,414 V. Crête à crête, on obtiendra 2,828 V. Le point de repos devra être choisi en conséquence.

la variation de tension dans cette dernière sera, d'après cette chère loi d'Ohm, de :

U = R.I = ± 25 000 . 0,001= ± 25 volts

Ce qui implique aux bornes du tube une variation de tension de 100 V à 150 V. Comment ? Une variation de la tension de grille de 2 volts crête à crête (soit 4 volts) a entraîné une variation de 50 volts sur la plaque ? Eh bien oui, c'est cela l'amplification en tension : génial non ? On peut même définir le coefficient d'amplification de notre circuit particulier (à ne pas confondre avec le coefficient d'amplification du tube). On peut écrire :

A = 50/4 = 12,5

Ce qui signifie, en pratique, qu'un signal musical appliqué sur la grille d'une 12AU7, chargée par une résistance de 25 kΩ, avec une haute tension de 250 V, sera amplifié 12,5 fois (le coefficient d'amplification d'un tube en charge est toujours inférieur à son coefficient d'amplification statique : μ).

AMPLIFICATION ET DISTORSIONS (figure 6)

Il me faut tempérer ici ce bel enthousiasme ! Observons la figure 6. Pour vous faire enrager, et surtout pour vous habituer à jongler avec les courbes, nous avons une fois de plus changé les points caractéristiques sur nos réseaux « Ia » = f(Va). À propos, amusez-vous à calculer la valeur de cette nouvelle résistance de charge tracée entre « Va » = 200 volts et « Ia » = 10 mA. C'est un bon exercice. À gauche, vous reconnaîtrez la caractéristique de transfert de grille en charge (caractéristique dynamique). Le point de repos a été fixé pour une valeur de Vg = - 5 volts (points M' et M), ce qui correspond à un courant de repos de 3,5 mA. Appliquons une tension alternative de 4 volts crête sur la grille, ce qui correspond à une excursion de 8 volts crête à crête de part et d'autre du point de repos à - 5 volts. Portons les points A'A et B'B qui correspondent aux crêtes de tensions. Le long de la droite de charge, entre A et B, on trouvera respectivement une tension recueillie aux bornes du tube de 78 volts pour A et 167 volts pour B, soit un « swing » (excursion) de 89 V, ce qui correspond à un gain de A = 89/8 = 11. Eh bien oui, me direz-vous, on a amplifié ! Rien de neuf ! C'est vrai, mais regardez attentivement la figure : au point de repos M correspond une tension « Va » de 130 volts. Au point A correspond une tension de 78 volts, soit une excursion négative de 130 - 78 = 52 volts. Dans l'autre sens, à B correspond une tension de 167 volts, soit une excursion positive de 167 - 130 = 37 volts.

Horreur ! Notre belle sinusoïde appliquée à la grille est bancale à la sortie. Le signal est distordu, que faire ? Ou du moins, comment limiter les dégâts ?

Au risque de me répéter, les trois facteurs fondamentaux pour atteindre une transmission et une amplification avec le minimum de distorsion (le but à atteindre étant 0 % de distorsion, ce qui est bien évidemment impossible) sont :

1- Le choix de la droite de charge (Ra en Ω)
2- La caractéristique de transfert
3- Le choix du point de polarisation de la grille - Vg

Dans notre prochaine causerie, nous définirons l'approche logique avec quelques calculs (il en faut bien de temps en temps !) de l'établissement d'un étage amplificateur, mais dès maintenant nous allons insister sur le choix de la polarisation de la grille - Vg et donc du point de repos de l'étage amplificateur.

Regardons ensemble les **figures 7a et 7b** où nous avons placé côte à côte les deux caractéristiques de transfert identiques de notre 12AU7 telles que nous avons appris à les tracer. À gauche, nous avons choisi un point de polarisation de – 6 volts (point N). La tension alternative (notre signal musical) va swinguer de + à - 6 volts, soit une excursion de 12 volts. Si nous représentons la variation du courant correspondant qui va parcourir la résistance de charge, nous obtiendrons une sinusoïde à peu près correcte à la

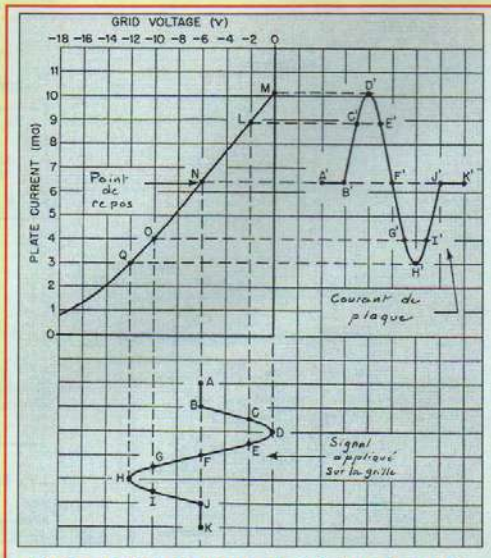


Fig 7a : Point de repos choisi dans la partie droite de la caractéristique de transfert (- 6V)

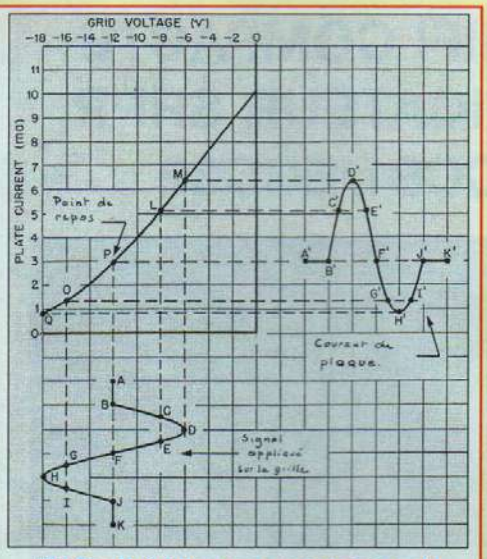


Fig 7b : Point de repos mal choisi sur la caractéristique de transfert (- 12V)

sortie (minimum de distorsion), pourquoi ? Parce que nous nous sommes placés sur une partie relativement droite de la caractéristique de transfert. Augmentons maintenant la polarisation négative de la grille de notre tube et passons au point P à - 12 volts. Dans ce cas, si nous traçons la sinusoïde correspondant à la variation de courant dans le tube et dans la résistance de charge, c'est l'horreur totale ! Notre signal à la sortie va être horriblement déformé, donc distordu. Le choix du point de fonctionnement de notre tube est donc fondamental.

Le choix du point de fonctionnement d'un tube quel qu'il soit ne peut être choisi qu'en fonction de sa caractéristique de transfert, et non pas en fonction de ses caractéristiques statiques. C'est fondamental, et si j'insiste c'est que l'erreur est fréquemment commise, quantité d'amplificateurs fonctionnent mal par méconnaissance de la courbure de la caractéristique de transfert.

L'erreur la plus fréquemment faite est d'utiliser uniquement les formules fondamentales des tubes électroniques en oubliant qu'il s'agit de formules simplifiées partant de réseaux idéalisés formés de droites parallèles, ignorant les courbures de caractéristiques.

Il est possible de modéliser mathématiquement les courbures de caractéristiques, mais cela ne sert à rien, sinon à compliquer inutilement les calculs qui deviennent vite inextricables. C'est pour cela que les méthodes graphiques sont universellement employées... L'autre erreur communément commise est de ne pas tenir compte de la valeur de crête du signal. Tout honnête voltmètre alternatif numérique ou analogique ne vous fournira que la valeur efficace de la tension sinusoïdale que nous voulons amplifier.

Or, ce que nous désirons traiter, c'est de la musique, et la musique n'est pas sinusoïdale ! Loin de là. Ce que nous amplifions, ce sont des suites d'impulsions à front raide dont les plus rapides (attaque d'un archet sur une corde de violon) sont de l'ordre de 15 millisecondes. Rassurez-vous, nous ne parlerons pas aujourd'hui des problèmes de transmission des transitoires, nous verrons cela beaucoup plus tard dans nos causeries.

Ce qui nous intéresse aujourd'hui est le respect de l'amplitude du signal à transmettre. Cette amplitude maximale a une valeur dite de « crête ». Comme nous utilisons une sinusoïde pour nos essais, il faut donc tenir compte de la valeur de crête de la tension, elle est égale à la tension indiquée par votre voltmètre multipliée par la racine carrée de 2.

$$U_{crête} = U_{eff} \times \sqrt{2} = U_{eff} \times 1{,}414$$

C'est important et souvent oublié.

Avant de nous quitter, je tiens à vous indiquer un vieux « truc » connu depuis l'aube de l'utilisation des tubes électroniques pour la détermination expérimentale de la tension de polarisation de la grille - Vg. Le montage expérimental que nous utilisons depuis le début de cette étude fonctionne en classe dite « A ». Nous étudierons plus loin, en détails, les différentes classes d'amplification. Mais sachez dès aujourd'hui qu'une des caractéristiques de l'amplification en classe A est de ne solliciter à l'alimentation générale « Vb » qu'un courant moyen constant. En classe A, il n'y a pas d'appels de courant, quel que soit le signal à amplifier. Il ne peut y avoir d'appel de courant supplémentaire (ou diminution du courant fourni par la source) que s'il y a déséquilibre entre les crêtes positives et négatives de la tension amplifiée (cas de la figure 7b). La méthode de détermination expérimentale de la tension de polarisation est donc la suivante : en insérant un milliampèremètre pour courant continu entre la source de haute tension « Vb » et la résistance de charge Ra et en appliquant un signal sinusoïdal sur la grille du tube en essai, on ne doit constater aucune variation du courant débité par la source, quel que soit le niveau du signal alternatif.

En faisant varier la tension de polarisation - Vg autour du point choisi, on va pourvoir atténuer, voire supprimer complètement les variations du courant fourni par la source. À zéro variation, la polarisation est parfaite. Dans la prochaine causerie, nous apprendrons à calculer le « gain » d'un étage amplificateur puis l'art et la manière de polariser les tubes... Notre 12AU7 n'a pas fini de souffrir !

À bientôt
Rinaldo Bassi

Et si on parlait : « tubes »

8EME PARTIE

DISTORSIONS ? VOUS AVEZ DIT « DISTORSIONS » ...

Durant le second conflit mondial, dès 1940, les constructeurs jouèrent la carte de la miniaturisation et en corollaire la chasse aux capacités parasites. Ce module équipé de six tubes sub-miniatures fabriqués dans les années 50 en est la parfaite illustration

Qui ne s'est jamais posé la question suivante : « Pourquoi des préamplificateurs ou des amplificateurs, présentant des taux de distorsion harmonique de 0,001 %, autant dire non mesurables, sonnent-ils comme de vieilles casseroles d'occasion cabossées » ? Pourquoi un « SRPP » a-t-il un son si particulier (au demeurant non désagréable) ? Pourquoi le son de cet engin, parfait à un niveau donné, change-t-il du tout au tout à un niveau différent ? Et ainsi de suite.

Toutes les questions posées en introduction ont des réponses non ésotériques mais bien physiques, croyez-moi, qui rendent l'approche de la haute qualité sonore aussi délicate, et il faut bien le dire aussi passionnante. Avant d'entrer dans les arcanes du savoir-faire en audio (et Dieu sait s'il y en a !) et comme dans notre dernière causerie nous avons abordé le problème de la distorsion en fonction de la droite de charge, de la courbe de transfert et du point de fonctionnement sur ladite courbe, autant y aller gaiement avant de passer à la suite du feuilleton et d'étudier un peu plus à fond ce que sont ces fichues distorsions dont tout le monde parle !...

LES CONSÉQUENCES DE LA COURBURE DE LA COURBE DE TRANSFERT

Reportez-vous aux figures 6, 7a et 7b de notre dernier cours (*Led* n°180). Nous avons montré qu'en fonction du point de fonctionnement choisi sur la courbe de transfert d'une triode, la jolie sinusoïde

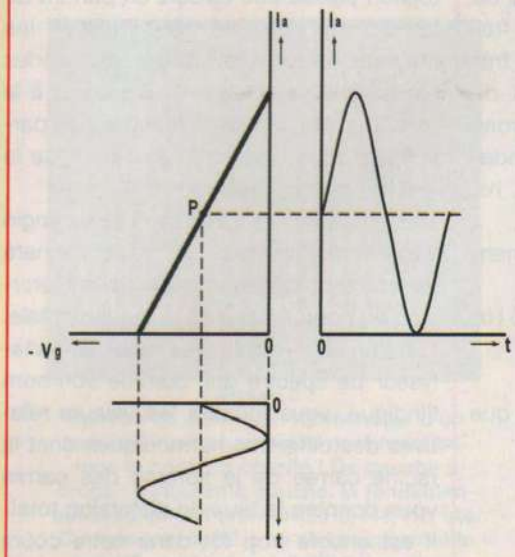


Figure 1 : Courbe de transfert « idéalisée », telle qu'elle serait tracée d'après un réseau lui aussi « idéalisé ». La sinusoïde inférieure appliquée sur la grille (axe Vg) serait amplifiée avec un taux de distorsion nul : le rêve ! (sinusoïde supérieure). L'axe Ot représente le temps car il s'agit d'un signal périodique

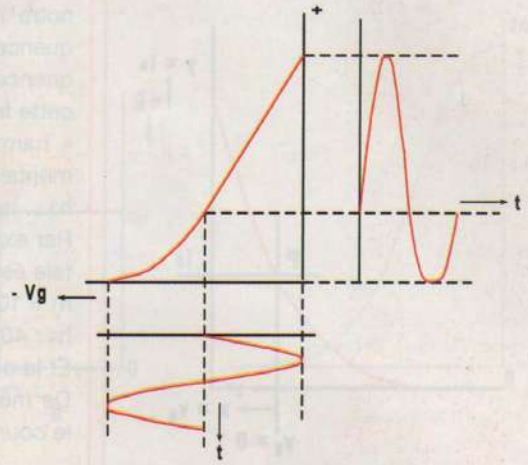


Figure 2 : La triste réalité de la « vraie » courbe de transfert d'une triode, à comparer avec la courbe « idéalisée » de la figure 1. Remarquez la déformation de la sinusoïde lorsque la courbe est balayée à 100 %. Dans la pratique, on évitera de balayer la totalité de la courbe afin de rester dans la partie à peu près droite de la caractéristique, ce qui est matériellement impossible dans le cas d'un étage de puissance mono-triode, à moins de se contenter de quelques milliwatts de puissance !

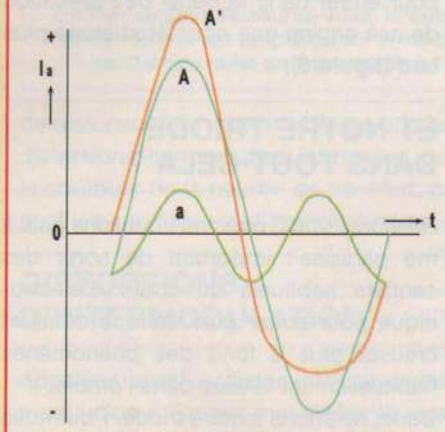


Figure 3 : Décomposition de la sinusoïde déformée (traits interrompus) que nous avons obtenue après l'amplification de la figure 2, en une sinusoïde parfaite (trait plein) appellée « fréquence fondamentale » et une petite sinusoïde du double de la fréquence (traits pointillés) appellée « harmonique 2 ». La somme géométrique de la fondamentale plus la seconde harmonique va reconstituer la « patate » amplifiée de la figure 2 (lire texte)

appliquée à l'entrée de notre montage était bien amplifiée, mais malheureusement était bancale à la sortie.

Sur la **figure 1**, nous avons représenté une courbe de transfert $I_a = f(Vg)$ parfaitement droite telle qu'on l'aurait tracée en partant d'un réseau idéalisé $I_a = f(Va)$ à Vg = constante (voir *Led* n°179).

La perfection n'existant pas en ce bas monde, la **figure 2** nous montre une courbe de transfert plus proche de la réalité (bien que fort esthétique pour les besoins de la démonstration) correspondant à une triode imaginaire. Sur les courbes 1 et 2, nous avons tracé, à gauche, la sinusoïde à l'entrée du montage et, à droite, la sinusoïde obtenue à la sortie. Sur la courbe obtenue en 1, pas de commentaire, la sinusoïde est parfaite. En 2, à la sortie, la sinusoïde est magnifiquement déformée, si j'ose dire !... Regardez bien cette sinusoïde déformée, vous constatez qu'elle est asymétrique. Il serait trop long et fastidieux d'entrer dans la démonstration mathématique du résultat, nous nous bornerons par conséquent à une sommaire étude graphique. Car ce qui importe est le résultat final.

Sur la figure 2, nous allons noter les intensités instantanées du courant I_a, nous les appellerons I_1, I_2, I_3, I_4... I_n. Nous pourrons écrire que :

$$I_a = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 ... + I_n^2}$$

Il y a du théorème de Pythagore là-dessous, croyez-moi sur parole ! I_a est la valeur effective du courant total traversant l'anode du tube.... donc du tube.

Maintenant, observez la **figure 3** : qu'avons-nous représenté là ? En trait plein, la sinusoïde parfaite que nous devrions obtenir : c'est elle que l'on appellera la « fréquence fondamentale ». En traits interrompus, nous avons tracé la courbe réelle que nous obtenons à la sortie de notre montage. Comment diable passer de l'une à l'autre ? C'est on ne peut plus simple : prenez le sommet de la sinusoïde parfaite « A » (trait plein) et le sommet de la sinusoïde « déformée » « A' » (trait interrompu). En reportant sur le même axe le point que nous

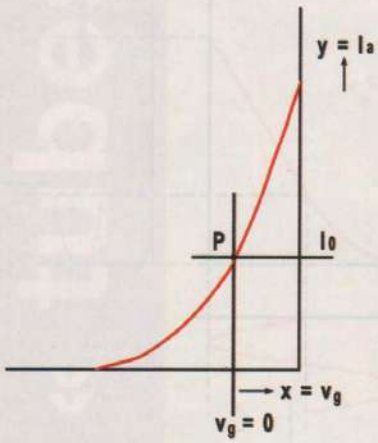


Figure 4 :
Courbe de transfert « agréablement » arrondie d'une triode. La décomposition dite en « série de Fourier » du contenu harmonique de la fréquence contiendra, hors l'harmonique 2 prépondérante, une infinité décroissante de fréquences multiples de la fondamentale (lire texte)

avons obtenu « a », il ne faut pas être polytechnicien pour comprendre que géométriquement, en se référant à l'axe O, la distance « Oa » plus la distance « OA » est égale à la distance « OA' ».
Si vous répétez cette manœuvre pour tous les points des deux courbes (traits pleins et interrompus), vous verrez apparaître avec surprise une petite sinusoïde dont la fréquence sera exactement **le double** de la fréquence fondamentale.
Cette petite sinusoïde s'appelle le « premier harmonique » ou « harmonique pair » du signal fondamental.
En réalité, nous avons terriblement simplifié le problème par le fait que notre courbe de transfert de la figure 2 est quasi idéale ! En réalité, la vraie courbe de transfert aurait plutôt la forme de la **figure 4**, agréablement arrondie. Dans ce cas, notre sinusoïde finale aura une forme plus complexe et un monsieur qui s'appelait Joseph Fourier démontra, dès le début du XIX^{e} siècle, que toute fonction « périodique » pouvait se décomposer en une infinité de fonctions sinusoïdales élémentaires.

Ceci signifie que le signal à la sortie de notre montage contiendra, hors la fréquence fondamentale, une série de fréquences qui seront des multiples de cette fréquence et que nous appellerons « harmoniques de la fréquence fondamentale » et qui seront notées h_1, h_2, h_3... h_n.
Par exemple, si la fréquence fondamentale est de 1000 Hz, nous aurons :
h_1 = 1000 Hz, h_2 = 2000 Hz, h_3 = 3000 Hz, h_4 : 4000 Hz, etc.
Et la distorsion harmonique alors ?
De même que nous pouvons écrire que le courant total sera

$$I_a = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 ... + I_n^2}$$

sur la courbe de transfert, nous pouvons écrire exactement la même chose sur la représentation de la figure 3, les courants I_1, I_2, I_3 représentant la valeur instantanée du courant des différents harmoniques. On pourra écrire que le taux de distorsion sera la racine carrée du rapport de la somme des carrés des courants des harmoniques de la fondamentale divisée par le carré du courant de la fondamentale (ouf !). Ce qui s'écrit :

$$d\ tot = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 ... + I_n^2}{I_1^2}}$$

Or, dans tous les cas, la distorsion, par exemple du second harmonique par rapport à la fondamentale, sera :

$$d_2 = \frac{I_2}{I_1}$$

De même, pour le troisième harmonique

$$d_3 = \frac{I_3}{I_1}$$

et les suivants.
On pourra donc écrire, et cela est la formule de base de la distorsion, la seule que vous avez à retenir :

$$d\ tot = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 ... + d_n^2}$$

Rassurez-vous, bien que le taux de distorsion puisse être calculé en partant de la courbe de transfert (pour les mathématiciens : à travers des séries exponentielles), jamais vous n'aurez à le faire. Deux appareils de mesure bien particuliers vous donneront tout de suite le résultat que vous attendez.
Tout d'abord, le distorsiomètre, engin quasi indispensable qui vous donnera directement la valeur totale de la distorsion en pourcentage de la fondamentale. Ensuite, si vous avez les moyens, l'analyseur de spectre qui, comme son nom l'indique, vous fournira les valeurs relatives des différents harmoniques dont la racine carrée de la somme des carrés vous donnera le taux de distorsion total.
Il est encore trop tôt dans notre cours pour entrer dans le détail de l'utilisation de ces engins que nous étudierons plus tard (**figure 5**).

ET NOTRE TRIODE DANS TOUT CELA ?

Rassurez-vous, nous ne l'oublions pas. Il me paraissait important de sortir des sentiers habituels du cours d'électronique pour entrer plus dans le détail et creuser plus à fond des phénomènes habituellement laissés dans l'ombre.
Donc, revenons à notre triode. Pour nous résumer, sachez que la forme de la courbe de transfert de ce composant actif fort sympathique fait que les distorsions fabriquées par le tube sont essentiellement formées par le second harmonique, donc de l'harmonique pair. Le problème est que, harmonique pair ou non, il s'agit de distorsion. Et qui dit « distorsion », suppose altération du signal contre laquelle on doit lutter violemment !
Pour ce qui concerne les autres tubes, et en particulier la pentode, nous verrons plus loin, lorsque nous les étudierons, que la forme en S de la courbe de transfert est génératrice d'une prédominance d'harmoniques impairs... à un taux généralement bien moins élevé que les harmoniques pairs de la triode ! N'allons pas trop vite car il existe une autre forme

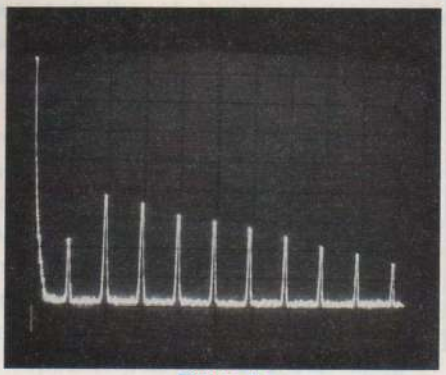


Figure 5 :
Spectre de distorsion harmonique d'un amplificateur monotriode dont nous tairons le nom par charité ! De gauche à droite : à l'extrême gauche, la fondamentale puis, dans l'ordre, H2, H3, H4, H5, etc. Curieusement, H2 a un niveau plus faible que H3, ceci grâce à l'utilisation d'une contre-réaction. Rassurez-vous, le taux de distorsion de cet amplificateur n'est que de 0,4 %... riche en harmoniques !

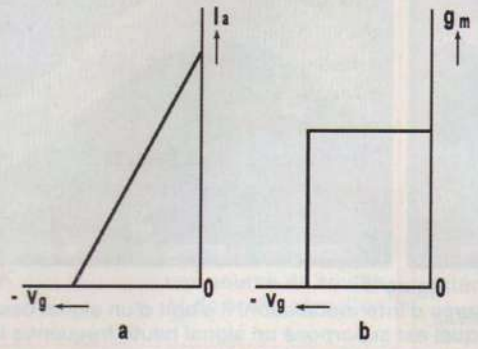


Figure 6 :
A gauche, courbe de transfert idéale d'une triode. A droite, courbe de la pente dynamique idéale correspondante. Dans ce cas idéal S (ou g_m) va rester constante et tomber brutalement à zéro au cut off du tube. On est malheureusement ici loin de la réalité

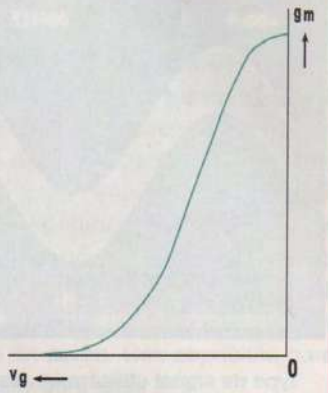


Figure 7 :
Forme réelle de la courbe de la pente dynamique d'une triode en fonction de la tension de grille -Vg. Laquelle dynamique va varier tout au long de la courbe de transfert du tube

de distorsion bien plus insidieuse que les distorsions harmoniques fabriquées par la courbure de la courbe de transfert, ce sont les « distorsions d'intermodulation ».

DISTORSIONS D'INTERMODULATION

Appelées aussi « distorsions de transmodulation ». Croyez-moi, celles-là c'est l'horreur totale ! Il n'est pas question ici d'entrer dans la théorie complexe des phénomènes d'intermodulation, mais nous allons essayer de comprendre physiquement, à travers une approche simplifiée bien qu'exacte, la réalité des perturbations.

Tant qu'il s'agissait d'honnêtes distorsions harmoniques, on restait sur un terrain stable et peu perturbant. Car, au fond, les distorsions harmoniques, paires ou impaires, resteront dans le « ton » si j'ose m'exprimer ainsi. Un « La » à 440 Hz aura son premier harmonique à 880 Hz. Cet harmonique ne sonnera pas « faux » ! On dira alors que le son est « coloré » ou « chaud » (!) voire « fruité » (!!). C'est le son « tube » des célèbres 300B qui affichent un taux de distorsion h2 de l'ordre de 10 % ! On aime ou non, mais c'est dans le « ton ».

L'intermodulation, elle, va provoquer un son « soufflant » ou « chuintant » souvent agressif. C'est le son de nombreux amplificateurs et préamplificateurs à semi-conducteurs. Nous verrons plus loin, lorsque nous étudierons la contre-réaction, que cette dernière agit (en la diminuant) sur la distorsion harmonique, mais n'a pratiquement aucune action sur l'intermodulation, bien au contraire, ce qui fait que beaucoup d'amplificateurs dits « sans contre-réaction » procurent parfois des résultats auditifs satisfaisants, tout simplement parce que c'est leur taux de distorsion harmonique tellement élevé... mais dans le « ton »... qui masque les distorsions d'intermodulation !... Mais assez philosophé, tentons d'expliquer l'intermodulation.

OÙ IL EST QUESTION DE LA « PENTE DYNAMIQUE »

Reprenez le dernier numéro de Led et reportez-vous à la figure 3. Souvenez-vous, nous précisions que plus on augmentait la résistance de charge, plus la courbe de transfert était linéaire, mais ceci au détriment de la « pente dynamique ». Or, qu'est ce que la « pente dynamique » ? Comme la pente statique, elle est mesurée en milliampères par volts et correspond à la variation du courant de plaque Δla en fonction de la variation de la tension de grille ΔVg. Nous pourrions la tracer, comme nous avions tracé la pente statique (*Led* n°176) et si on la traçait, on se rendrait compte qu'elle n'est pas une droite... loin s'en faut !

Dans le cas d'une courbe de transfert idéalisée, la courbe de la pente dynamique aurait la forme d'un rectangle comme sur la **figure 6**.

En réalité, si l'on traçait la courbe de la pente dynamique en fonction de la vraie courbe de transfert, sa forme se rapprocherait de celle de la **figure 7**. En pratique, cela signifie qu'à chaque point de la courbe de transfert va correspondre une valeur instantanée différente de la valeur de la pente dynamique idéale (mathématiciens, je vous en prie cessez de trépigner ! Je sais que cette approche est très élémentaire mais elle a le mérite de tenter de faire comprendre simple-

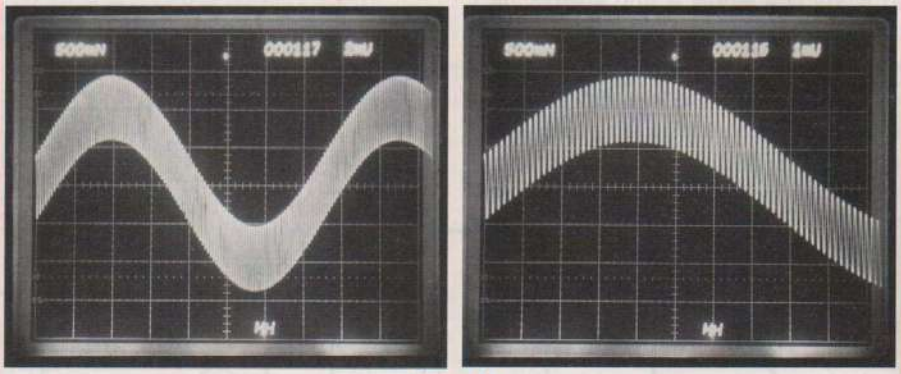


Figure 8 :
Type de signal utilisé pour les mesures d'intermodulation. Il s'agit d'un signal basse fréquence (grande sinusoïde) sur lequel est superposé un signal haute fréquence bien visible sur la photo agrandie de droite

ment un phénomène aussi complexe que la distorsion d'intermodulation). En pratique, qu'est-ce que cela signifie ? Eh bien, en simplifiant, cela veut dire que le coefficient d'amplification dynamique va changer tout au long de la courbe de transfert. Dans le cas d'une honnête sinusoïde toute simple, on fabriquera de la distorsion harmonique. C'est ce que nous avons étudié jusqu'à présent.

Mais compliquons le problème, regardez le signal de la **figure 8**. Bizarre ? Non ! On se rapproche en réalité d'un signal audio complexe. Il est constitué par un signal basse fréquence d'amplitude élevée (par exemple, un coup de grosse caisse) sur lequel est superposé un signal d'amplitude moins élevée de haute fréquence (une petite flûte, par exemple)... et l'on envoie tout cela sur la grille de notre triode.

Dans le cas des courbes idéalisées de la figure 6, aucun problème. Comme tout est rectiligne, le signal de basse fréquence va faire varier le point de polarisation du tube tout au long de la courbe de transfert droite. Le signal haute fréquence superposé sera amplifié sans déformation.

Mais avec la courbe de transfert réelle, tout au long de la courbe, la pente dynamique va changer et chaque point du signal haute fréquence sera amplifié plus ou moins d'une façon parfaitement aléatoire. L'intermodulation, c'est cela !... Horrible, non ?

Auditivement, on entend deux phénomènes. Tout d'abord, le son haute fréquence est modulé par la basse fréquence. Ce qui est fréquent lorsqu'une chanteuse est accompagnée par une contrebasse. Le résultat est fort déplaisant. Mais il y a beaucoup plus grave. Comme il n'existe aucune corrélation entre le son basse fréquence et le son haute fréquence, ce dernier voit son taux de distorsion varier continuellement d'une façon parfaitement aléatoire. Cela se traduit (grâce à monsieur Fourier) par des sons qui n'existent pas du tout dans le message sonore d'origine. Il se produit des interférences et des battements que l'on peut mesurer et que l'on nomme des « bandes latérales ». Le taux d'intermodulation peut être calculé, le calcul est extrêmement complexe. En pratique, on le mesure avec un intermodulomètre. C'est une mesure délicate et de nombreux constructeurs se gardent bien d'indiquer le taux d'intermodulation car il n'est pas rare de mesurer des taux de distorsion harmonique très faibles qui correspondent à des taux d'intermodulation intolérables (c'est souvent le cas avec certains amplis opérationnels).

EN PRATIQUE, QUE FAIRE ?

Si vous observez la courbe de transfert, la pure logique vous guidera. Tout d'abord, bien fixer le point de fonctionnement au centre de la partie de la courbe qui se rapproche le plus d'une droite. Ensuite, essayer de rester dans cette partie quasiment droite en évitant les excursions trop importantes du signal. C'est pour cette raison que la majorité des préamplificateurs et beaucoup d'amplificateurs de puissance possèdent un potentiomètre à l'entrée du signal. Celui-ci permet, en atténuant le signal parfois trop généreux, de rester dans la partie droite de la caractéristique de transfert. Et donc de minimiser les distorsions qui pourraient être introduites par les premiers étages, quitte à amplifier, dans les étages suivants, le signal par des tubes au gain moins élevé afin de rester toujours dans la partie droite de leurs caractéristiques de transfert. Autre avantage de la méthode, rendre le rapport signal sur bruit plus favorable, ce que nous étudierons plus tard.

Un gain trop élevé est le défaut majeur des amplis et préamplis hyper-simples. Sous prétexte de faire traverser le minimum d'éléments par le signal, on oublie souvent qu'il est très facile de surmoduler un tube (sans pour autant le saturer). Dans ce cas, merci l'intermodulation !

La caractéristique auditive première de ces engins hyper-simples est d'avoir un son différent en fonction du niveau d'écoute. Ce qui s'explique de la façon suivante : à bas niveau, on se trouve dans une portion de la caractéristique de transfert relativement droite. Plus le niveau s'accroît, plus augmentent les taux de distorsions harmonique et d'intermodulation. Résultat : la couleur du son change, ce qui est fort gênant !

D'autre part, les points de fonctionnement varient en fonction du vieillissement des tubes. C'est le plus difficile à maîtriser et c'est ce qui rend certains préamplis et amplis extrêmement complexes. Sur des appareils très élaborés, on peut dire que les 80 % du circuit sont destinés à maintenir une courbe de transfert la plus droite possible tout au long da la vie des tubes.

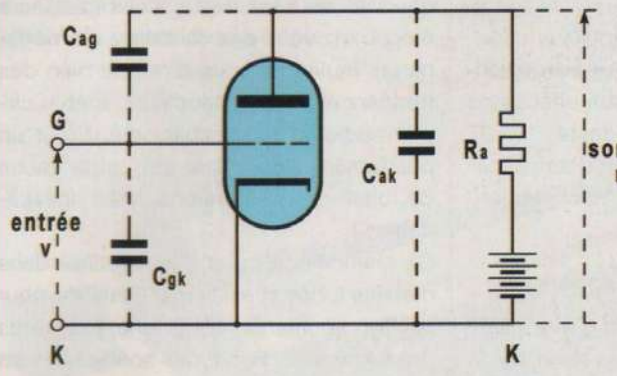


Figure 9 : Les capacités inter-électrodes d'une triode. Il existe en plus une capacité non figurée sur notre dessin, la capacité Ckf entre la cathode et le filament (non représenté ici). Cette capacité en général négligée n'intervient qu'en cas de fuite entre le sommet du filament et la cathode. C'est une source de souffle et de bruits parasites

Et maintenant, reprenons notre 12AU7. Comme promis dans notre précédent article, je vais vous apprendre à calculer le gain du montage et à polari... Comment ? Vous savez comment rendre la courbe de transfert droite ? Vous me dites qu'il suffit d'augmenter la haute tension générale et d'accroître en conséquence la résistance de charge au-delà des 3 ρ que je vous ai suggérés la dernière fois ? Désolé chers amis, mais vous avez tout faux. Bon ! Le montage 12AU7, ce sera pour la prochaine fois, car si je vous suivais, vous augmenteriez la résistance de charge jusqu'au point où les capacités parasites du tube feraient de votre montage un vague ampli téléphonique à la bande passante réduite. Soit ! Parlons des capacités parasites.

« CAPACITÉS PARASITES » INTER-ÉLECTRODES

Jusqu'à présent, nous nous sommes appesanti sur la linéarité de la courbe de transfert, source de distorsions. Nous reviendrons sur le sujet lors de l'étude des circuits d'accompagnement du tube (vous n'avez pas fini de souffrir !).

Ce grave défaut est visible et aisément quantifiable. Mais il en est un autre beaucoup plus insidieux qui est présent mais non visible, car dépendant de la constitution même du tube électronique et non plus de la mécanique de l'électron, ce qui était le cas de la non-linéarité de la courbe de transfert. Ce défaut insidieux, qui se traduit parfois par des phénomènes difficilement contrôlables, est causé par les capacités inter-électrodes.

CAPACITÉS INTER-ÉLECTRODES

Qu'est-ce qu'un tube ? Dans le cas de la triode, c'est une cathode qui a une certaine surface, une grille placée à une certaine distance de la cathode et une anode ou plaque placée, elle aussi, à une certaine distance de la grille et de la cathode et dont la surface est proportionnelle à la puissance que doit débiter le tube. L'emplacement de ces électrodes dans l'espace va définir les caractéristiques du tube : coefficient d'amplification, pente et résistance interne. Tout cela nous le savons déjà, mais réfléchissons un peu : deux conducteurs voisins, ce qui est le cas de nos électrodes, forment un condensateur dont la capacité est fonction de la surface et de la distance entre lesdits conducteurs.

Eh oui, notre sympathique triode, vue sous l'angle purement électrique, forme un ensemble de trois condensateurs dont on se passerait bien volontiers (**figure 9**). Ils sont là bien présents, leur existence dépendant de la constitution mécanique du tube, ce sont des parasites incontournables qui vont nous poser bien des problèmes dès que nous voudrons amplifier des tensions variables. Ce qui est le cas de la musique et pis encore des hautes fréquences en radio, en télévision et en technique radar. Rassurez-vous, on y arrive très bien. Le cap du gigahertz a été franchi dès 1945 et il a fallu près de quinze ans à la technologie des semi-conducteurs pour atteindre puis dépasser les performances des tubes en terme d'ultra hautes fréquences. Mais revenons sur terre, ou plutôt dans la modeste bande de 10 à 100 kHz qui est celle qui nous intéresse en audio. Ces capacités parasites, quelle sont-elles ?

CAPACITÉ ENTRE LA GRILLE ET LA CATHODE C_{gk}

C'est la plus élevée, car la grille se trouve à une faible distance de la cathode. Pour une 12AU7, elle est de 1,6 pico farad, pour une 12AT7 de 2,2 pF, ce qui est compréhensible mécaniquement : une 12AU7 a un modeste coefficient d'amplification de 17 contre 60 pour une 12AT7. Cette dernière possède par conséquent une grille à pas serré (donc une surface plus grande) qui se trouve très près de la cathode, d'où une augmentation de la capacité.

CAPACITÉ ENTRE L'ANODE ET LA GRILLE : C_{ag}

Plus faible que la capacité C_{gk}, car l'anode est plus éloignée de la cathode que la grille. Pour une 12AU7 : 1,5 pF. Pour une 12AT7 : 1,5 pF.

CAPACITÉ ENTRE L'ANODE ET LA CATHODE : C_{ak}

Plus faible que les autres pour une 12AU7 (1ère triode) : 0,5 pF, (2e triode) : 0,35 pF. Pour une 12AT7 (1ère triode) : 0,5 pF, (2e triode) : 0,4 pF.

Il y a une capacité que nous n'avons pas représentée sur notre schéma (**figure 9**), c'est la capacité entre la cathode et le filament, car elle n'intervient pas sur l'altération du signal proprement dit, mais elle est la cause de bien des ronflements et bruits divers qui affectent les amplificateurs à tubes.

EFFET DES CAPACITÉS PARASITES (figure 9)

C_{gk} : cette capacité entre la grille et la cathode, négligeable aux basses fréquences, va devenir un véritable court-circuit lorsque la fréquence va s'élever, car la « réactance » en ohms d'un condensateur est égale à $1/C\omega$ avec C en farads et $\omega = 2.\pi.F$, « F » étant la fréquence du signal.

C_{ak} : elle va court-circuiter la résistance de charge du tube au-delà d'une certaine fréquence. L'effet cumulé de ces deux capacités va donc entraîner une chute du gain aux fréquences élevées.

C_{ag} : en suivant le même raisonnement, on pourrait considérer C_{ag} comme C_{ak}, mais c'est là où les choses se compliquent !

L'EFFET MILLER

Il faut revenir un peu en arrière, à l'époque héroïque de la radio. Forts de la découverte des capacités parasites, les ingénieurs de l'époque tentèrent d'appliquer la formule de la réactance à l'étude des circuits haute fréquence. Or la surprise fut très désagréable, les mesures ne correspondaient pas, loin s'en faut, aux calculs d'atténuation des circuits en fonction de la fréquence. On avait beau retourner les problèmes dans tous les sens, cela ne collait pas.

C'est un ingénieur de chez Philips, James A. Miller, en Hollande, qui découvrit le pot aux roses. Il constata que plus le coefficient d'amplification du circuit dans lequel se trouvait le tube augmentait, plus la chute dans les fréquences élevées était importante. Il quantifia et démontra mathématiquement le phénomène. La science reconnaissante baptisa ce défaut inhérent au tube électronique « l'effet Miller ».

Cet effet Miller quel est-il ? Eh bien cette petite capacité parasite entre la grille et l'anode d'un tube électronique va voir sa valeur multipliée par le coefficient d'amplification du circuit.

C'est cela l'effet Miller et croyez-moi c'est bougrement ennuyeux ! Car l'effet cumulé de C_{gk} et de C_{ag} s'écrit :

$Ce = C_{gk} + (1 + |A|) C_{ag}$

« Ce » étant ce que l'on appelle la capacité d'entrée du tube et « A » son coefficient d'amplification. Si nous effectuons le calcul pour notre modeste 12AU7 dans un circuit au coefficient d'amplification de 10, par exemple, nous obtiendrons :

$Ce = 1,6 + (1 + 10)\ 1,5 =$

$1,6 + 1,5 + 15 = 18,1$ pF

Or, 18,1 picofarad c'est loin d'être négligeable. Si l'on calcule la valeur de la réactance à, par exemple, 20 000 Hz, en appliquant la formule $1/C\omega$, on obtiendra une valeur de 440 000 Ω. Lorsque plus tard, nous étudierons les circuits et si l'on ne tient pas compte de l'impédance des circuits qui précèdent ou suivent, vous constaterez que l'on utilise souvent une résistance de fuite de grille de l'ordre de 470 000 Ω. La réactance de la capacité d'entrée du tube étant approximativement de la même valeur, cela signifiera une chute de –3 dB à 20 kHz. C'est pourquoi il faut absolument tenir compte de l'effet Miller. Pour la petite histoire, James A. Miller fut l'inventeur par la suite du procédé d'enregistrement mécanico-optique qui porte son nom : le Philips-Miller. Lequel fut utilisé dans la grande majorité de stations de radio jusque dans les années 50, avant la génération de l'enregistrement magnétique.

Mais cette capacité C_{ag} n'a pas fini de nous ennuyer... Il y a pire ! Cette capacité reporte sur la grille une partie des variations du potentiel d'anode, en d'autres termes une partie de la tension amplifiée. Or C_{ag} est un condensateur et qui dit condensateur suppose rotation de phase. Nous n'entrerons pas dans le détail cette fois-ci, l'analyse du phénomène est assez complexe car elle fait entrer en ligne de compte tous les éléments du circuit (réactifs, inductifs, résistifs). Sachez seulement aujourd'hui que C_{ag} est un véritable couplage anode-grille. C'est le couplage que l'on réalise volontairement dans les oscillateurs. Dans certaines conditions, le circuit bien sage va se mettre à osciller à des fréquences souvent très élevées (plusieurs mégahertz voire des centaines de mégahertz). Inutile de vous dire que bien des fréquences seront inaudibles, tout le circuit audio va être bouleversé. C'est un phénomène courant et qui est la cause de bien des distorsions dites inexplicables !

Ce phénomène est d'ailleurs utilisé dans certains tubes spécialement calibrés pour osciller spontanément à une fréquence prédéterminée. Ces tubes sont utilisés en oscillateur local dans les récepteurs TV et FM. C'est le cas des EC86, ECC85, EC88 et ECC88, entre autres. Ces tubes sont utilisés en audio, en particulier ECC88, mais attention danger !

Dès que l'on comprit l'effet Miller, on essaya de trouver des solutions pour réduire la capacité C_{ag}. C'est ainsi que naquirent les tétrodes, puis les pentodes. Mais ceci est une autre histoire. Pour suivre la tradition, nous affirmons aujourd'hui que nous verrons cela plus tard !

AVANT DE NOUS QUITTER

En dehors de la valeur de la capacité d'entrée, je vous ai dit tout à l'heure qu'augmenter la résistance de charge n'était pas la solution miracle pour linéariser la courbe de transfert. Reportez-vous à la figure 8 et réfléchissons un peu. Vous constatez que C_{ak} est en parallèle sur R_a. De plus, en parallèle sur C_{ak}, on trouve C_{ag}, augmentée par l'effet Miller, elle même en série avec C_{gk}. Inutile de faire un dessin, l'ensemble de ces capacités en parallèle sur R_a va entraîner une chute vertigineuse de l'amplification aux hautes fréquences, cumulée avec l'effet de la capacité d'entrée. C'est pour cette raison que R_a sera calculée au plus juste afin de maintenir une courbe de transfert relativement linéaire, sans pour autant lui donner une valeur trop élevée afin que la bande passante du montage reste dans des limites tolérables.

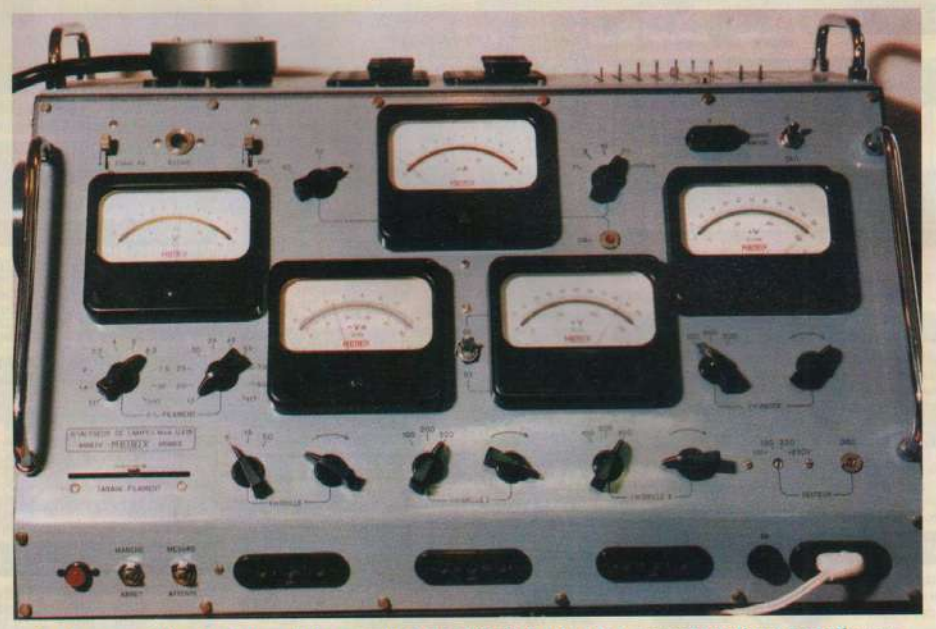
À bientôt

Rinaldo Bassi

Et si on parlait : « tubes »

9EME PARTIE

DE LA THÉORIE À UN (PETIT) PEU DE PRATIQUE



Le lampemètre de laboratoire permet de définir toutes les caractéristiques statiques d'un tube. On peut aussi tracer point par point les courbes Ia = f (Vg) à Va = constante et Ia = f (Va) à Vg = constante. Un appareil de ce type est décrit dans *Led* n°s179 et 180

Chose promise, chose due... Après le descriptif des horreurs qui vous attendent et que je vous ai décrites lors de notre précédent article, laissons de côté pour un temps les distorsions inévitables et diverses capacités parasites pour tenter de faire un peu de musique (bien modeste) avec notre increvable 12 AU7/ECC82... Vous êtes prêt ? Allons-y.

Avant toute chose, il faut savoir ce que l'on veut faire ! Cette évidence est souvent oubliée, elle est pourtant fondamentale. On veut amplifier, me direz-vous. Oui, d'accord, mais quoi et pour quoi faire ?

Eh bien, me répondrez-vous, pour attaquer un amplificateur de puissance et pouvoir régler le niveau... Bien ! On y voit déjà plus clair.

LE CAHIER DES CHARGES

Première question : Quelle est la sensibilité d'entrée de votre amplificateur de puissance ou, en d'autres termes, quelle est la tension d'entrée qui lui permettra de fournir 100 % de sa puissance ?

Il faut lui fournir 2,5 volts, me dites-vous. Telle est l'une des normes adoptées par la majorité des constructeurs sérieux, bien que le flou le plus artistique règne dans le monde de la hi-fi quant à la sensibilité des amplificateurs de puissance, ce qui cause bien des déboires à bien des utilisateurs !

Mais ceci est hors de notre sujet pour le moment, nous en reparlerons bien plus tard lorsque nous étudierons la procédure de mesure et que nous plongerons dans la notion de décibels...

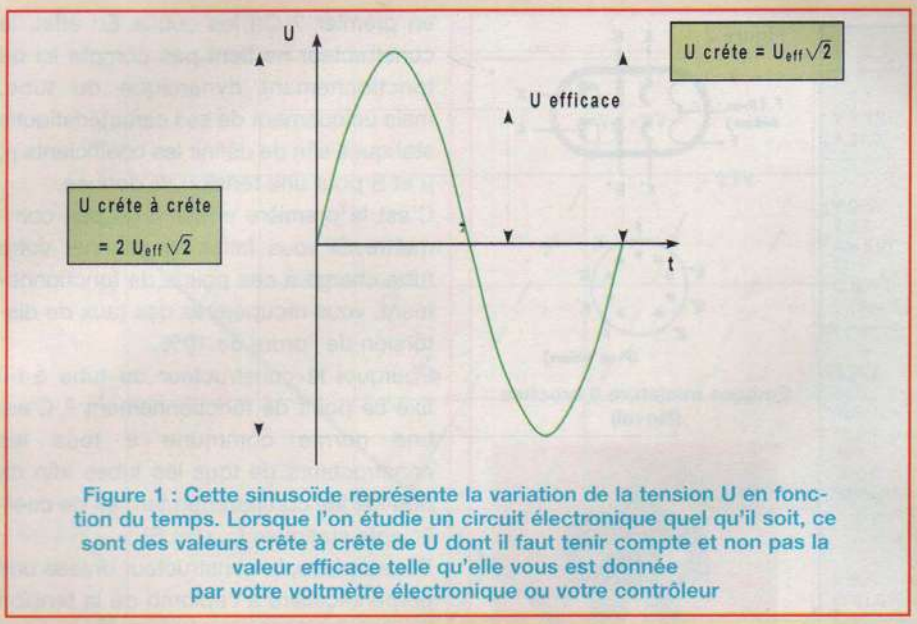


Figure 1 : Cette sinusoïde représente la variation de la tension U en fonction du temps. Lorsque l'on étudie un circuit électronique quel qu'il soit, ce sont des valeurs crête à crête de U dont il faut tenir compte et non pas la valeur efficace telle qu'elle vous est donnée par votre voltmètre électronique ou votre contrôleur

Donc, vous me dites 2,5 volts. Première observation : il s'agit d'une valeur dite « efficace » de la tension d'entrée en pur signal sinusoïdal. C'est important car la valeur efficace du signal, telle qu'elle est mesurée par votre voltmètre ou votre contrôleur, votre amplificateur s'en fiche royalement ! Ce qui l'intéresse (et nous aussi) est la valeur maximale de cette tension (tension de crête). Or, nous avons déjà évoqué cette notion. La valeur maximale de la tension est égale à la valeur efficace (dite « RMS » chez les Anglo-saxons), multipliée par la racine carrée de 2, soit 1,414. Ceci s'écrit :

$$U_M = U_{eff} \sqrt{2} = U_{eff} \times 1{,}414$$

Dans le cas présent :

U_{eff} = 2,5 volts

Donc U_M = 2,5 x 1,414 = 3,53 volts

Jetez un coup d'oeil sur la **figure 1**, nous avons représenté une simple sinusoïde. Vous comprendrez aisément qu'une sinusoïde balaye allègrement des valeurs positives de la tension et fait de même vers les valeurs négatives (c'est pour cette raison que l'on parle de « tensions alternatives »). Notre amplificateur verra donc alternativement des tensions de + 3,53 volts et de - 3,53 volts. On parlera alors de tension « crête à crête » de 3,53 volts x 2 = 7,6 volts.

Eh bien chers amis, c'est la tension « crête à crête » que devra délivrer sans hésitation notre 12AU7 pour moduler convenablement notre amplificateur de puissance, et cela sans distorsion et avec une bande passante audio d'au minimum de 20 Hz à 20 kHz... Tout un programme ! Je tiens à vous préciser de suite que notre brave 12AU7 ne pourra en aucun cas, à elle seule, remplir toutes ces obligations... Ne serait-ce qu'en raison de l'impédance de sortie du montage, mais n'allons pas trop vite.

Deuxième question : Qu'avez-vous l'intention d'amplifier ?

Vous me répondez : « Le signal fourni par un lecteur de CD ». Bien... Ici encore, il existe une norme qui n'est pas toujours respectée par les constructeurs de ces sympathiques engins.

Cette norme précise que la tension crête délivrée par un honnête lecteur de CD doit être de 1 volt crête, soit 2 volts crête à crête.

Résumons-nous, nous allons donc réaliser un étage d'amplification devant accepter sans broncher une tension de 2 volts crête à crête à l'entrée pour nous délivrer une tension de 7,6 volts crête à crête à la sortie. Ce qui représentera un coefficient d'amplification d'au moins :

$$A = \frac{V_{sortie}}{V_{entrée}} = \frac{7{,}6}{2} = 3{,}8$$

« A » est appelé le gain en tension de l'étage amplificateur, en insistant sur le point suivant : il s'agit ici du gain minimum dont nous aurons besoin pour moduler à fond notre amplificateur, et non pas du gain global de l'étage amplificateur qui, nous le verrons plus tard, sera bien plus important.

Un dernier point, un gain minimum peut s'exprimer en décibels.

Sans entrer dans les détails, sachez que comme il s'agit d'un rapport de tension, la valeur du gain minimum nécessaire de notre montage exprimée en décibels sera de :

$$A = 20.\log \frac{Vs}{Ve}$$

$$= 20.\log 3{,}8 = 20 \times 0{,}58 = 11{,}6 \text{ dB}$$

Le logarithme décimal de 3,8 étant égal à 0,58.

Attention à ne pas confondre le gain en tension d'un étage en décibels avec le gain en puissance qui fait intervenir la notion d'impédance, ce qui n'est pas le cas ici.

Autre observation, ce gain de 11,6 dB, soit environ 12 dB, est normalisé. C'est le gain de ce que l'on appelle un « amplificateur de ligne » en audio professionnelle. Pourquoi vous parler de cela ici ? Tout simplement pour prendre de bonnes habitudes dès le départ et vous habituer à utiliser le tube qu'il faut, là où il faut. Comme vous le soupçonnez, ce que nous confirmerons plus tard, le gain d'un étage, bien que dépendant de multiples facteurs, dépend surtout de « μ » (mhu) le coefficient d'amplification statique du tube. On choisira donc ce dernier en fonction (entre autres !) du gain dont nous aurons besoin. En réalité, ce n'est pas si simple, mais pour l'instant restons en là voulez-vous ?

CARACTÉRISTIQUES ECC82

Chauffage

Indirect (cathodes isolées du filament) :	Vf	=	6,3 (1)	12,6 (2) V
	If	=	0,3	0,15 A

Conditions nominales d'emploi

Tension de l'anode	Va	=	100	250 V
Tension de la grille	Vg	=	0	-8,5 V
Courant anodique	Ia	=	11,8	10,5 mA
Cœfficient d'amplification	K	=	19,5	17
Résistance interne	ρ	=	6 250	7 700 Ω
Pente	S	=	3,1	2,2 mA / V

Capacités (3)

Capacité de la grille	Cg'	=	Cg"	=	3,6 pF
Capacité de l'anode	Ca'	=	Ca"	=	3,8 pF
Capacité anode-grille	Ca'g'	=	Ca"g"	=	1,5 pF
Capacité grille-cathode (RMA)	Cg'		(k'+f)	=	1,6 pF
	Cg"		(k"+f)	=	1,6 pF
Capacité anode-cathode (RMA)	Ca'		(k'+f)	=	0,5 pF
	Ca"		(k"+f)	=	0,35 pF

Valeurs à ne pas dépasser

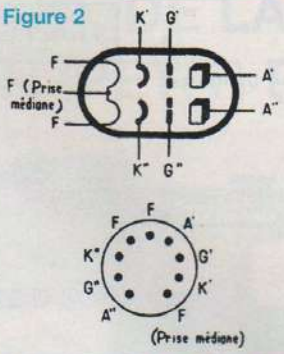
Par triode :

Tension de l'anode	Va	max	=	300 V
Puissance dissipée sur l'anode	Pa	max	=	2,75 W
Courant cathodique	Ik	max	=	20 mA
Résistance du circuit de grille (4)	Rg	max	=	1 mΩ
Résistance du circuit de grille (5)	Rg	max	=	0,25 MΩ
Tension entre filament et cathode	Vkf	max	=	200 V

(1) Les deux sections du filament en parallèle.
(2) Les deux sections du filament en série.
(3) Mesurées sans blindage.
(4) En polarisation automatique.
(5) En polarisation fixe.

LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C.

Figure 2



Embase miniature 9 broches (Noval)

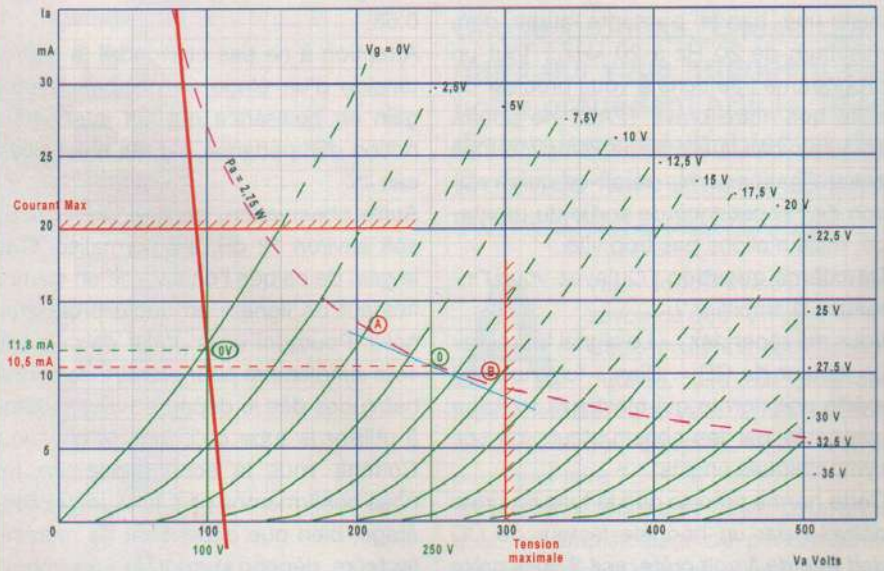


Figure 3 : Définition des caractéristiques « nominales » d'emploi (voir texte)

PAR OÙ COMMENCER ?

Nous commencerons par les caractéristiques du tube, pardi ! Sur la **figure 2**, nous avons reproduit les caractéristiques complètes, ainsi que le brochage du tube au cas où vous auriez égaré le *Led* n°177. Que lit-on en premier ? Les conditions nominales d'emploi. Et que fait-on en premier ? On les oublie. En effet, le constructeur ne tient pas compte ici du fonctionnement dynamique du tube, mais uniquement de ses caractéristiques statiques afin de définir les coefficients ρ, μ et S pour une tension Va donnée.

C'est la première erreur à ne pas commettre. Si vous faites fonctionner votre tube chargé à ces points de fonctionnement, vous récupérerez des taux de distorsion de l'ordre de 10%.

Pourquoi le constructeur du tube a-t-il fixé ce point de fonctionnement ? C'est une norme commune à tous les constructeurs de tous les tubes afin de pouvoir les comparer en termes de coefficients statiques (ρ, μ et S).

Pour ce faire, le constructeur dresse une perpendiculaire à l'aplomb de la tension Va choisie (ici deux points sont choisis : Va = 100 V et Va = 250 V). On aurait pu choisir autant de points que désiré.

La perpendiculaire au point 250 V coupe la courbe de dissipation maximale (**figure 3**) au point O. En ce point, on trace la tangente à la courbe de dissipation. Ensuite, on se limite à la tension maximale pouvant être supportée par le tube (ici 300 V). La portion de tangente est alors divisée en deux parties égales (OA et OB sur la figure 3). On obtient le point - 8,5 V pour Vg et 10,5 mA pour Ia. C'est un point qui définira tous les paramètres statiques du tube.

Dans le cas présent, un autre point a été choisi par le constructeur : Vg = 0V, Va = 100 V pour un courant de repos de 11,8 mA. Ici aussi, on a tracé la tangente à la courbe de dissipation maximale. Si vous suivez cette droite (figure 3), vous vous rendrez compte que l'on peut dépasser allègrement le courant maximum de cathode (20 mA) si la grille devient positive.

Cette utilisation particulière du tube ne nous concerne pas, nous qui faisons de l'audio. Elle est destinée à des utilisations particulières telles que des oscillateurs ou amplificateurs d'impulsions.

Donc, pour nous résumer, les « conditions nominales d'emploi » ne servent

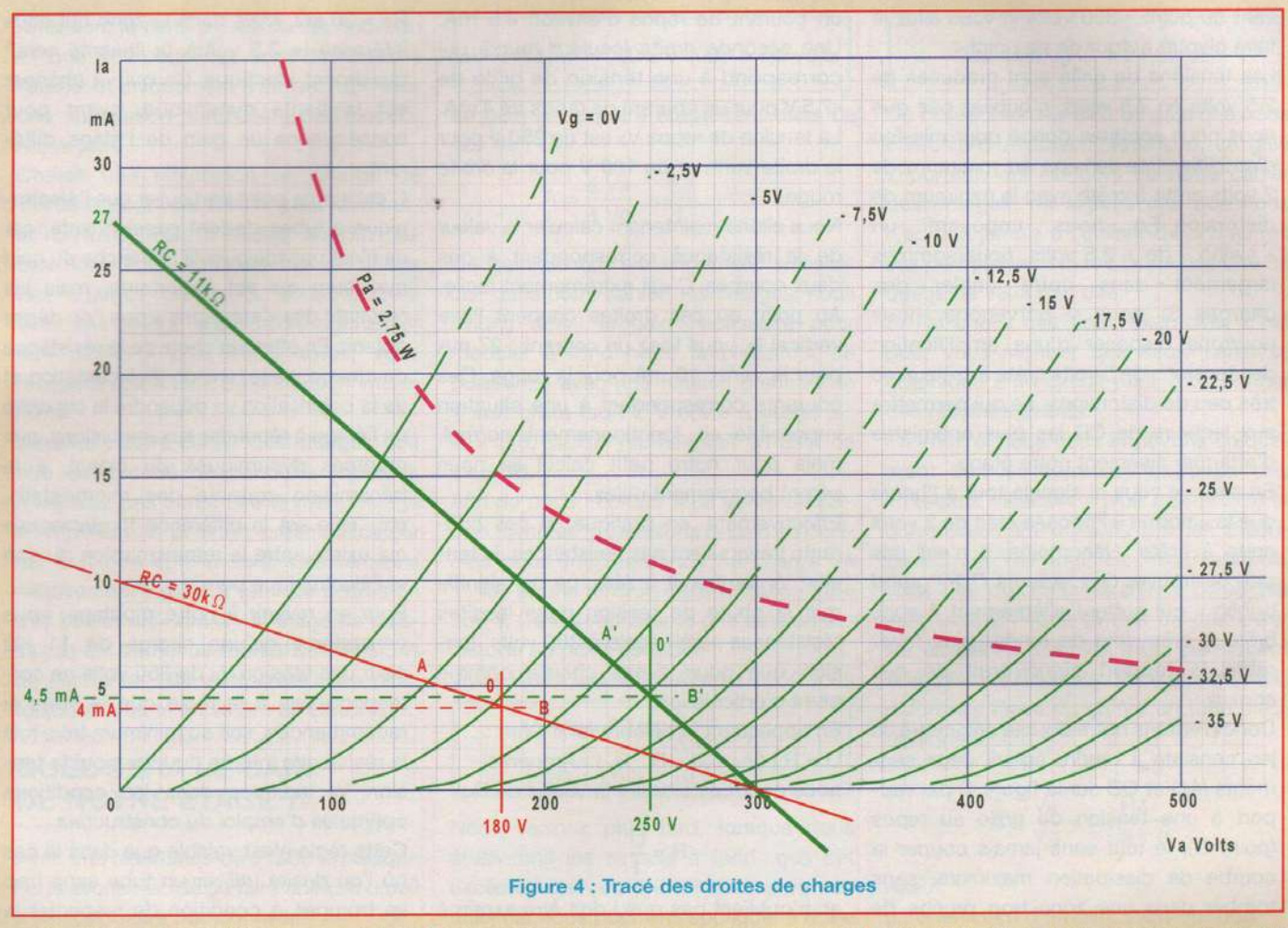


Figure 4 : Tracé des droites de charges

qu'à définir les coefficients ρ, μ et S du tube. Ce sont ces points de fonctionnement que l'on utilisera pour tester un tube au lampemètre. C'est aussi le gabarit de référence qui permettra d'appareiller les tubes entre-eux. La norme choisie universelle prend en compte un taux de distorsion harmonique maximum de 10% au point nominal d'emploi.

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

Reprenons les caractéristiques du tube et consultons directement le paragraphe « Valeurs à ne pas dépasser ». Pour l'instant, nous ne relèverons qu'une seule indication : la tension d'anode maximale, soit 300 V. C'est elle qui nous servira à tracer la doite de charge (*Led* n° 180). Si vous avez retenu quelque chose de nos précédents articles, vous vous souvenez certainement que la tension sur l'anode du tube V_a est égale à la tension de la source de haute tension V_b moins la chute de tension dans la résistance de charge R_a, ce qui s'écrit :

$$V_a = V_b - R_a.I_a$$

V_a - V_b : Volts (V)
R_a : Ohms (Ω)
I_a : Ampères (A)

Or, nous avons déjà soulevé le problème : à la mise en route de votre appareil, lorsque les tubes sont froids et qu'aucun courant ne circule dans les circuits : $R_a.I_a = 0$.

Par conséquent, au démarrage $V_a = V_b$. On fixe donc pour la haute tension une valeur V_b qui ne doit dépasser en aucun cas la tension maximale qui doit être appliquée aux bornes du tube. Dans le cas de la 12AU7/ECC82, cette tension ne doit pas excéder 300 V.

Nous verrons plus tard que l'on peut contourner cette interdiction en utilisant des circuits permettant d'appliquer une tension plus élevée à nos tubes sans tout casser ! Mais, pour l'instant, retour à V_a max : 300 volts.

Maintenant, reportez-vous à la **figure 4**. C'est le réseau que vous reconnaissez tous $I_a = f(V_a)$ à V_g = constante.

Vous avez intérêt à agrandir ce réseau au maximum (ce que nous avons fait).

Vous allez vous munir d'un double décimètre précis et, si possible, transparent (j'insiste). Vous allez poser votre double décimètre sur le réseau et, en vous ser-

vant du point « 300 volts », vous allez le faire pivoter autour de ce point.
Les tensions de grille sont graduées de 2,5 volts en 2,5 volts, n'oubliez pas que nous nous sommes donné pour mission d'amplifier une tension au minimum de 2 volts crête à crête avec le minimum de distorsion. En nous imposant un « swing » de ± 2,5 volts, nous sommes largement dans notre cahier des charges. Si nous y parvenons, nous pourrons disposer d'une amplification des tensions de 5 volts crête à crête avec très peu de distorsions, ce qui permettra aux lecteurs de CD les plus optimistes d'attaquer aisément notre étage.
En effet, je vous ai signalé tout à l'heure que la « norme » imposée était de 2 volts crête à crête. Néanmoins, il n'est pas rare de trouver des lecteurs CD « grand public » qui sortent allègrement 4 volts crête à crête afin de rendre plus favorable le rapport signal/bruit de ces engins.
Donc pivotons notre double décimètre, le jeu consiste à rendre égaux deux segments (AO et OB sur la figure 4) par rapport à une tension de grille au repos (point O), le tout sans jamais couper la courbe de dissipation maximale, sans tomber dans une zone trop proche de l'axe des V_a (voir *Led* n°180 pour les zones d'utilisations optimales d'un tube), sans dépasser ni la tension de grille critique de -1 V, ni le courant maximum de cathode (celui-ci étant de 20 mA, il est pratiquement impossible de l'atteindre ici).
En jouant avec notre double décimètre, il est possible de trouver un grand nombre de droites qui correspondront au critère AO = OB à plus ou moins quelques pourcents. Il est évident que vous avez intérêt à travailler sur un réseau agrandi au maximum afin d'augmenter la précision de votre recherche.
Nous avons tracé deux droites qui correspondent à nos critères. Une première (couleur verte) qui correspond à un point de repos O', lequel correspond à une tension négative de grille de -12,5 V et à un courant de repos d'environ 4,5 mA. Une seconde droite (couleur rouge) qui correspond à une tension de grille de -7,5 V pour un courant de repos de 4 mA. La tension de repos V_a est de 250 V pour la droite verte et de 180 V pour la droite rouge.
Nous allons maintenant calculer la valeur de la résistance correspondant à ces deux courbes. C'est extrêmement facile. Au point où ces droites coupent l'axe vertical I_a, vous lisez un courant : 27 mA pour la verte, 10 mA pour la rouge. Ces courants correspondent à une situation impossible en fonctionnement normal, mais pour notre petit calcul ils nous seront bougrement utiles.
Effectivement, en pratique, si ces courants traversaient ces résistances, la tension V_a tomberait à zéro, ce qui signifie que la chute de tension dans lesdites résistances serait égale à 300 volts, tension que nous avons choisie comme point d'articulation.
En appliquant la célèbre loi d'Ohm :
U = R.I (V : volts, R : Ω, I : Ampères)
nous pourrons extraire la valeur de R :

$$R = \frac{U}{I}$$

en n'oubliant pas que I doit être exprimé en ampères et non en milliampères (1A = 1000 mA).
Dans notre cas, nous allons calculer :

$$R_{rouge} = \frac{300}{0{,}010} = 30\,000\ \Omega$$

$$R_{verte} = \frac{300}{0{,}027} = 11\,000\ \Omega$$

Résumons-nous. En fixant notre tension d'alimentation à 300 volts, nous avons deux résistances de charge possibles en fonction de notre cahier des charges : 30 kΩ ou 11 kΩ. Laquelle choisir ?
A ce point, vous pourriez tracer les courbes de transfert correspondant aux deux résistances de charges (voir *Led* n°180), vous constateriez que la courbe correspondant à R_c = 11 kΩ accuserait une courbure plus accentuée que R_c = 30 kΩ. Mais dans la zone qui nous intéresse (± 2,5 volts), la linéarité serait quasiment identique. Ce qui va changer est la pente dynamique, ayant pour conséquence un gain de l'étage différent.
C'est sur ce point particulier que l'électronique à tubes devient passionnante, car ce n'est pas toujours la recherche du gain maximum qui est importante, mais les résultats dits « subjectifs » que l'on désire obtenir. En effet, du choix de la résistance de charge, de la tension d'alimentation et de la polarisation va dépendre la capacité de l'étage à répondre aux impulsions, aux montées dynamiques du signal, à la transmision correcte des microdétails, etc. Telle est la différence fondamentale qui existe entre la retransmission du son et l'électronique pure.
Pour en revenir à notre montage, vous constaterez qu'une charge de 11 kΩ pour une tension V_a de 250 volts ne correspond pas à la règle que je vous ai recommandée, soit au minimum trois fois la résistance interne du tube pour la tension V_a indiquée dans les conditions optimales d'emploi du constructeur.
Cette règle n'est valable que dans le cas où l'on désire utiliser un tube sans trop se tromper, à condition de respecter la tension de polarisation et la tension V_a indiquée par le constructeur.
Pour la petite histoire, sachez que la charge habituellement choisie pour la 12AU7 est de 47 kΩ, afin d'obtenir un gain de l'étage proche du coefficient d'amplification du tube, avec un taux de distorsion harmonique de l'ordre de 4 % lorsque le tube est modulé à fond.
Un dernier point, avec la charge de 30 kΩ et toujours armé de votre double décimètre, vous pouvez constater qu'en plaçant le point O sur la courbe Vg = -12,5 V, vous seriez géométriquement plus linéaire sur une plage de fonctionnement plus large.
C'est vrai, mais attention danger ! Vous tombez dans une zone de courants trop faibles, là où les caractéristiques du tube deviennent aléatoires (voir *Led* n°181).

LA 12AU7 EN PRÉAMPLIFICATION

Attention, je tiens à préciser de nouveau ici que nos causeries sont destinées à l'audio, et uniquement à celle-ci qui reste une application particulière de l'électronique pure.

Choisir une résistance de charge de 11000 Ω pour une 12AU7 peut faire hurler certains, mais n'oubliez surtout pas que nous nous sommes fixé un cahier des charges précis. Si vous essayez avec une charge aussi faible d'amplifier des tensions plus importantes, vous récupérerez un taux de distorsion intolérable.

J'insiste : votre cahier des charges doit être votre code de conduite impératif, n'espérez pas construire le même étage d'amplification pour un préamplificateur qui doit être apte à sortir des tensions relativement faibles à taux de distorsion très bas et un « driver » d'étage de puissance qui va devoir fournir des tensions de l'ordre de 100 volts crête voire plus, toujours avec le minimum de distorsion.

QUEL SERA LE GAIN DE NOTRE ÉTAGE ?

Avec une résistance de 11000 Ω puisque nous avons décidé de faire une clin d'oeil à l'électronique traditionnelle.

Reportons-nous à la figure 4 sur notre réseau. Que constatons-nous ?

Lorsque la tension swing de O' à A' et de O' à B', le courant I_a passe de 4,5 mA (courant de repos) à 6 mA et de 4,5 mA à 3 mA, soit un swing de courant de ± 1,5 mA pour une variation de tension de grille de ± 2,5 volts.

De ces valeurs, nous allons extraire la valeur de la pente « dynamique » au point de fonctionnement choisi en milliampères par volt.

$$S_{dyn} = \frac{1,5}{2,5} = 0,6 \text{ mA/volt}$$

Ce qui signifie qu'un swing de 1 volt crête dans notre résistance de charge va représenter une variation de tension Δ U (Δ signifiant variation de...) dans notre résistance de charge de :

$$\Delta U = R.\Delta I = 11000 \times 0,0006 = 6,6 \text{ volts}$$

Le gain A de notre étage sera dans ce cas de :

$$A = \frac{\Delta Va}{\Delta Vg} = \frac{6,6}{1} = 6,6$$

Ce gain de 6,6 est largement suffisant car, dans notre cahier des charges, nous avions défini le gain nécessaire pour moduler à fond notre amplificateur de puissance avec une tension d'entrée de 1 volt crête (soit 2 V crête à crête) à : A = 3,8. Ce qui représentait un gain de 11,6 dB.

Afin de nous habituer à ce genre de calculs (simples !), calculons le gain en décibels pour une résistance de charge de 11 kΩ et une tension d'alimentation V_b = 300 V. Ce qui représente une tension sur l'anode au point de repos :

V_g = -12,5 V; I_a = 4,5 mA et V_a = 250 volts

$$A_{dB} = 20.\log \frac{\Delta Va}{\Delta Vg}$$
$$= 20.\log 6,6 = 16,4 \text{ dB}$$

Nous verrons plus tard, lorsque nous étudierons les circuits à fond, que cet excès de gain de 4,8 dB nous sera très utile, car nous pourrons appliquer à notre étage une discrète contre-réaction qui, dans ce cas précis, ne présentera que des avantages, mais n'allons pas trop vite !

Pour nous entraîner, calculons la pente dynamique et le gain de notre étage pour une résistance de charge de 30000 Ω (figure 4). De OA, nous constatons une variation de I_a de 1 mA pour une variation de V_g de -7,5 V à - 5V, soit 2,5 V.

Pente dynamique :

$$S_{dyn} = \frac{\Delta Ia}{\Delta Vg} = \frac{1}{2,5} = 0,4 \text{ mA/V}$$

ΔU dans la résistance de 30 kΩ :

$\Delta U = R.\Delta I = 30\,000 \times 0,0004 = 12$ volts

Gain A de l'étage :

$$A = \frac{12}{1} = 12$$

soit en dB

$$A_{dB} = 20\log 12 = 21,58 \text{ dB}$$

Ce qui est bien au-delà du gain que nous cherchions à obtenir. Attention, ce gain important, qui est hors de notre cahier des charges, ne signifie pas que nous n'aurons jamais à l'utiliser dans d'autres cas de figures... Ne me faites pas dire ce que je ne veux pas dire !

Si j'ai choisi ces deux exemples, c'est pour vous montrer que seule l'analyse graphique d'un circuit peut vous donner des résultats exacts.

En effet, si nous nous appuyons uniquement sur les formules extraites des « réseaux idéalisés » (voir *Led* n°178) et universellement utilisées par les théoriciens... et les logiciels informatiques, vous avez des chances d'avoir de sacrés surprises. En vous évitant de manipuler les équations (simples !) qui permettent d'obtenir les résultats dits « universels », la formule finale du gain d'un tube électronique s'écrit :

$$A = \frac{Va}{Vg} = \mu \frac{Ra}{Ra + \rho}$$

Avec :

μ : coefficient d'amplification du tube

R_a : Résistance de charge

ρ : Résistance interne

Si nous appliquons cette formule en choisissant R_a = 11000 Ω, notre 12AU7 ayant un μ = 17 et un ρ = 7700 Ω, nous obtiendrons :

$$A = \mu \frac{Ra}{Ra + \rho}$$

$$= 17 \times \frac{11000}{11000 + 7700} = 10$$

Pour une résistance de charge de 30000 Ω

$$A = 17 \times \frac{30000}{30000 + 7700} = 13,52$$

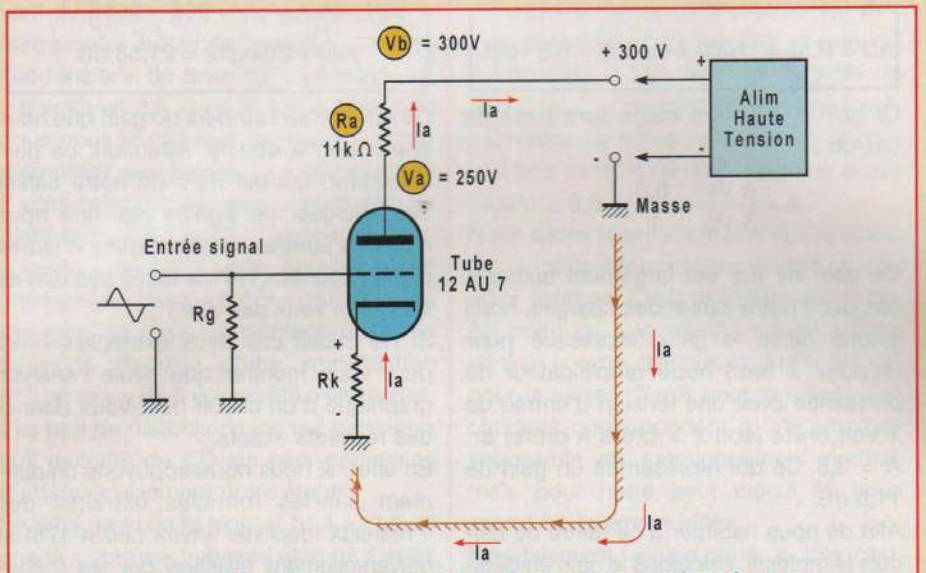


Figure 5 : Circulation du courant dans le circuit du « moins » haute tension au « plus » haute tension à travers la ligne de masse qui peut être le châssis métallique du montage

Or, graphiquement, nous obtenions respectivement 6,6 pour 11000 Ω et 12 pour 30000 Ω (et ces résultats là sont exacts, croyez-moi !). C'est pour cette raison que l'on augmente la valeur de Ra afin de rapprocher le gain de l'étage au (μ) du tube (voir formule précédente : si Ra augmente, le quotient

$$\frac{Ra}{Ra + \rho}$$

se rapproche de 1 puisque (ρ) reste constante.

Donc attention aux calculs théoriques lorsque vous abordez un montage, ces calculs ne peuvent vous indiquer qu'une approximation des résultats finaux.

Lorsque vous travaillerez avec plusieurs étages, si vous vous basez uniquement sur les calculs, vous multiplierez les erreurs. C'est pour cette raison que les méthodes graphiques sont universellement utilisées... y compris pour les transistors.

COMMENT POLARISER NOTRE TUBE ?

Jusqu'à présent, pour torturer notre 12AU7/ECC82, nous avions utilisé une batterie ou une pile afin de polariser négativement la grille (voir *Led* n°178). Aujourd'hui, nous abordons un montage réel et si possible utilisable. Il n'est donc pas question de se charge de 20 kg de matériel pour écouter un peu de musique !

Le fait de polariser la grille négativement à l'aide d'une alimentation autonome ou extérieure s'appelle une « polarisation fixe ». On l'utilise dans certains montages et en audio, surtout pour les étages dits de « puissance » que nous étudierons ensemble lors de prochains articles. Ici, nous allons utiliser un autre procédé que l'on appelle « polarisation automatique ».

Sur la **figure 5**, nous avons reproduit très schématiquement une triode accompagnée de son système d'alimentation afin de vous habituer avec les représentations normalisées. La source de haute tension a son pôle négatif connecté à la masse. Ce symbole « masse » signifie que tout point du ou des circuits qui seront connectés à ce symbole seront au potentiel zéro, par rapport au (+) de la source de haute tension. Cette masse commune peut être constituée par le châssis métallique de votre circuit, par un conducteur ou une « piste de masse » sur un circuit imprimé.

Ce qui est important de comprendre est que le ou les courants qui circuleront dans vos circuits emprunteront nécessairement ce circuit de masse, nécessairement bon conducteur, pour retourner au (+) de l'alimentation, ici du (-) haute tension (potentiel zéro) au (+) haute tension. Car, comme vous le savez, en électronique à tubes, ce sont les électrons que l'on suit et comme ces petites bêtes charmantes sont des charges négatives, leur instinct naturel va les diriger du (-) de l'alimentation vers le (+) de cette dernière.

Cette réflexion anthropomorphique va nous permettre de comprendre le principe de la polarisation automatique.

Reportons-nous à la figure 5 en partant du (-) haute tension (potentiel 0). Le circuit étant fermé par notre brave 12AU7, les électrons vont se précipiter du pôle (-) haute tension vers le pôle (+) en donnant naissance au courant « I ». Ils vont donc traverser la « ligne de masse » (représentée par des hachures), traverser la résistance Rk, le tube, la résistance Ra (résistance de charge) et revenir au (+) de l'alimentation.

Tant que le circuit sera fermé par le tube, ce grand manège perdurera.

Maintenant, parlons de Rk, autrement dit de la résistance dite de « polarisation automatique ». Comment une simple résistance parcourue par le flux électronique peut-elle assurer la polarisation négative de la grille ? Ce brave monsieur de La Palice aurait répondu « Tout dépend de quel côté on se trouve ! ». Je m'explique. Vu de la cathode, on observe la grille qui doit être négative afin de contrôler la charge d'espace (voir *Led* n°175). Mais supposons qu'au lieu d'être assis sur la cathode, on se poste sur la grille et que l'on regarde vers la cathode.... Eh bien, on verra une cathode positive par rapport à notre position, à condition que nous soyons reliés au sol... Pardon, à la masse, soit au potentiel zéro.

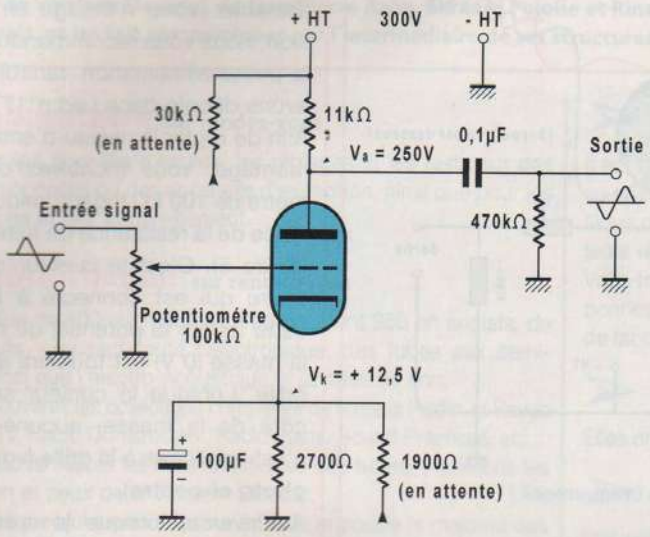


Figure 6 : Schéma du montage d'essai

Descendons de cette grille, position très inconfortable, et postons-nous devant Rk. Elle est traversée par le courant « I ». Comme toute honnête résistance parcourue par un courant, une différence de potentiel va apparaître à ses bornes. Or, le pied de cette résistance étant à la masse, donc au potentiel zéro, en fonction du sens du courant du (-) vers le (+), la partie supérieure de la résistance se trouvera à un potentiel positif par rapport à la masse. Étant elle-même connectée à la cathode, cette dernière se trouvera donc à un potentiel positif par rapport à la masse. La différence de potentiel aux bornes de la résistance se calcule... en utilisant la sempiternelle loi d'Ohm, bien sûr !

$U_k = R_k.I_a$ (R en ohms et I en ampères)

Dans notre montage pour une haute tension « Vb » de 300 V, une tension d'anode de 250 V et une résistance de charge de 11 kΩ, nous avons défini une tension négative de grille de - 12,5 V pour un courant « Ia » de 4,5 mA. Si nous fixons le potentiel de grille à 0V, pour obtenir le même résultat, il nous faudra porter la cathode à + 12,5 volts.

D'après $U_k = R_k.I_a$, nous aurons :

$$R_k = \frac{U_k}{I_a} = \frac{12,5}{0,0045} = 2\,777\ \Omega$$

Comment fixer le potentiel de la grille à 0 volt ? Il suffit de la relier au sol... pardon à la masse !

On pourrait le faire avec un simple bout de fil conducteur, mais croyez-moi dans ce cas notre tube ne servirait pas à grand chose.

Sans entrer dans les détails (importants!) que nous étudierons à fond plus tard, sachez que la grille n'étant en principe parcourue par aucun courant, il suffit de la réunir à la masse à travers une résistance de valeur relativement élevée que nous apprendrons à calculer... plus tard ! (valeur habituelle dans le cas d'un 12AU7 : de 100 kΩ à 470 kΩ).

Pour vous habituer aux termes génériques que l'on emploie un peu par paresse, sachez que l'on parle de « chute de tension » lorsqu'une résistance est parcourue par un courant. Cette expression est erronée, il faudrait parler de « différence de potentiel aux bornes d'une résistance parcourue par un courant ».

C'est long et peu pratique, aussi ne vous étonnez pas lorsque vous entendrez « chute de tension aux bornes de la résistance de polarisation » ou pire « chute dans Rk »...

Le principal est de se comprendre, n'est-ce-pas ?

DÉCOUPLONS

Allons bon ! Qu'est-ce encore que celà ? Eh bien mes amis, ce terme barbare, vous l'entendrez souvent. Pour ce qui concerne notre montage, je vous demande pour la dernière fois de vous poster près de la résistance Rk. Tant que le tube est au repos, tout va bien. Mais que se passe-t-il lorsque la tension V_g va swinguer de ± 2,5 volts (figure 4) ?

Comme vous avez tout compris, et en vous reportant au réseau $I_a = f(V_a)$ à V_g = constante, vous répondrez « Ia » va varier de ± Δ Ia, soit de ± 1,5 mA, il n'y a pas de quoi fouetter un chat ! Eh bien si figurez-vous, cette variation de ± 1,5 mA va aussi traverser notre résistance qui bêtement verra sa différence de potentiel par rapport à la masse varier de :

$\pm \Delta U_k = \pm R_k \times \Delta I_k = 2777 \times 0,0015 = \pm 4,16$ V

Soit passer de +12,5 volts à + 8,34 volts et de +12,5 volts à +16,66 volts. Ce phénomène est d'ailleurs utilisé dans certains montages, mais il est vraiment beaucoup trop tôt pour vous parler de la contre-réaction !

Nous étudierons en détails, dans l'étude des circuits, les notions de réactance des condensateurs. Sachez uniquement aujourd'hui que nous utiliserons un condensateur dit de « découplage » aux bornes de notre résistance Rk qui aura une double fonction : laisser passer sans aucun frein la composante alternative ± Δ Ia entre la cathode et la masse, et éviter à cette composante de traverser Rk qui n'enverra que le courant de repos « Ia » et donc maintiendra le potentiel de la cathode à + 12,5 volts, quelle que soit la variation Δ Ia du signal.

Ce condensateur (que nous apprendrons

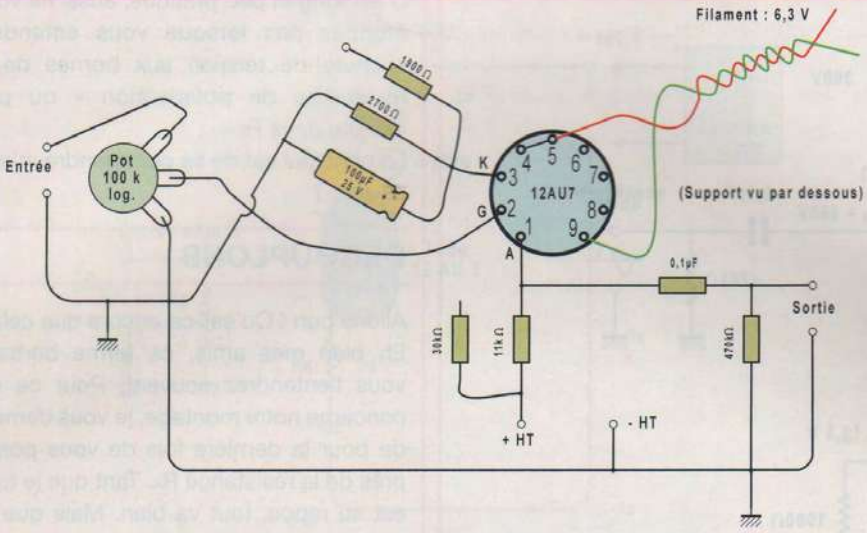
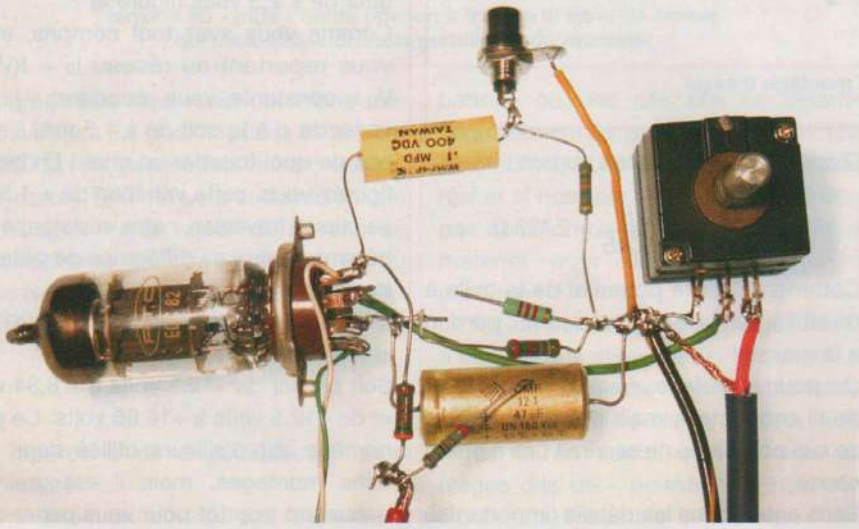


Figure 7 : Montage « chevelu » pour essais uniquement !



Ceci est l'horrible montage « chevelu » qui va servir à vos essais. On voit nettement les deux résistances, charge et cathode, que vous monterez pour qu'elles soient prêtes à être substituées à Rk et Ra, résistances que vous avez soudées en premier. Attention où vous mettez les doigts !

à calculer) aura, dans le cas présent, une capacité importante de l'ordre de 50 à 100 microfarads (µF).

Attention, sa tension d'isolement doit tenir compte de la tension alternative de 4,16 volts, plus la tension aux bornes de Rk : + 12,5 V, soit au minimum 16,6 V. Par sécurité, on prendra une tension d'isolement du condensateur de 25 volts au minimum.

Un dernier point : inutile de chercher une résistance de 2777 Ω, vous ne la trouverez pas. Contentez-vous d'une résistance de 2700 Ω qui est normalisée, les 77 Ω qui nous manquent ne représenteront qu'une différence de tension de :

U = R x I = 77 x 0,0015 = 0,11 volt

Croyez-moi, ce n'est vraiment rien !

AU TRAVAIL

Pour jouer avec votre 12AU7, vous allez réaliser un « montage en l'air », ce qu'en terme de métier, on appelle un « chevelu » d'après le schéma définitif que nous avons reproduit (**figure 6**). Pour alimenter votre montage en haute tension, nous vous recommandons d'utiliser la petite alimentation variable que nous avons décrite dans *Led* n°177 p.14 .

Afin de régler le niveau d'entrée de votre montage, vous monterez un potentiomètre de 100 kΩ logarithmique, en lieu et place de la résistance de fuite de grille Rg (figure 5). C'est le curseur du potentiomètre qui est connecté à la grille. De cette façon, le potentiel de référence de la masse (0 V) est toujours appliqué à la grille. Lorsque le curseur se trouve du côté de la masse, aucune modulation n'est appliquée à la grille (voir **figure 7** et **photo ci-contre**).

A l'inverse, lorsque le curseur est au maximum, 100 % de la modulation atteint la grille. Quelle que soit la position du curseur, la grille sera toujours référencée à la masse. C'est le potentiomètre qui fait office de résistance de fuite, quelle que soit la position du curseur.

Pour régler le niveau, nous aurions pu placer le potentiomètre à la sortie du montage après le condensateur d'isolement de 0,1 µF qui ne laissera passer que la modulation tout en bloquant les 300 V.

Lors de notre prochain article, lorsque nous aurons fait subir au montage tous les outrages possibles et imaginables, nous analyserons les avantages et inconvénients de ces deux positions possibles du potentiomètre.

A propos, prévoyez la possibilité de changer facilement Ra et Rk, ce que nous ne manquerons pas de faire lors de nos essais et tests.

Si tout est correct sur votre montage, vous pouvez connecter votre lecteur CD à l'entrée de votre étage préamplificateur et la sortie à l'entrée de votre amplificateur. Attention, ne rêvez pas, vous n'aurez pas une « super machine audiophile », ce serait trop facile ! Quoique ! Il y a bien des constructeurs qui s'en contentent...

Amusez-vous bien

Rinaldo Bassi

Et si on parlait : « tubes »

10ÈME PARTIE

DE LA THÉORIE À UN (PETIT) PEU DE PRATIQUE (SUITE)

Ça y est... Vous avez osé ! Vous avez réalisé « l'horrible chevelu » que nous avons décrit lors de notre dernière causerie (figure 2). Avec un pincement au cœur, vous avez d'abord connecté le filament du tube au 6,3 volts de la petite alimentation décrite dans *Led* n°177 (page 14). Une petite lueur sympathique est apparue à travers l'enveloppe de la 12AU7/ECC82... Ça a chauffé ! Bravement, vous avez envoyé la haute tension entre l'extrémité de la résistance de 11 kΩ et la masse en la mesurant avec votre voltmètre. Vous avez monté doucement jusqu'à 300 volts (figure 4, *Led* n°182)... Rien n'a brûlé ? Vous aviez tout bon !

Une douce euphorie vous a gagné... Vous ne pouviez pas résister... Vous avez connecté votre lecteur CD à l'entrée du montage, non sans avoir tourné le potentiomètre vers l'extrême gauche, ce qui revenait à mettre à la masse la grille de votre 12AU7. Ainsi, vous êtiez sûr de ne pas faire exploser votre amplificateur en cas de fausse manœuvre ... Parce que, kamikaze, vous avez connecté l'entrée de votre amplificateur à la sortie du montage. Vous avez introduit dans votre lecteur votre disque préféré... Moteur !... Vous avez tourné prudemment le potentiomètre vers la droite... Miracle, cela a fonctionné ! Votre montage a « fait » de la musique... C'est magique. Votre imagination a travaillé, vous avez vu les électrons swinguer hors de la charge d'espace, circuler joyeusement à travers les électrodes du tube et les résistances du montage. C'était donc aussi simple que cela ? Deux résistances, un tube, deux condensateurs... Pourquoi se casser la tête ? Stop ! Je vous arrête de suite. Cette grande simplicité n'est pas, loin s'en faut, synonyme de qualité, ni de fidélité. Tout au long de nos articles, et dès que nous aborderons l'étude des circuits, nous tenterons de dégager certaines règles qui nous permettront d'atteindre non pas la perfection (celle-ci, hélas, n'existe pas), mais une certaine qualité subjective que les musiciens, lorsqu'ils parlent d'un bon instrument de musique, appellent le « son ». Soumettons donc notre petit montage élémentaire aux mesures de base qui nous permettront d'analyser son fonctionnement en soulignant, à chaque fois, dans toute la mesure du possible, l'incidence des phénomènes sur le résultat subjectif à l'écoute.

LES MESURES STATIQUES EN TENSIONS ET COURANTS CONTINUS

Avant d'effectuer les mesures en tensions modulées, il nous faut vérifier si notre tube fonctionne bien aux points que nous avons définis graphiquement sur le réseau des caractéristiques Ia = f(Va) à Vg = constante (*Led* n°182, page 9) et que nous reproduisons à la **figure 1**. Vous allez relier la borne « - » de votre voltmètre continu au point de masse connecté au « - » de l'alimentation haute tension.

La pointe de touche, reliée au « + » de votre voltmètre, sera déplacée aux points A, B, C en rouge sur le montage, afin de mesurer toutes les tensions et intensités (**figure 2**).

1- Mesurer la haute tension en A.

Vous devez la régler avec précision à 300 volts

2- Mesurer la tension en B.

C'est la tension d'anode qui doit correspondre à la tension obtenue sur le réseau de caractéristiques Ia = f(Va) à Vg = Cte.

Rappelons-nous ces valeurs au repos :

Pour R_a = 11 kΩ et V_{HT} = 300 V, V_a = 250 V
(avec R_k = 2700 Ω et V_g = - 12,5 V)

Pour R_a = 30 kΩ et V_{HT} = 300 V, V_a = 180 V
(avec R_k = 1900 Ω et V_g = - 7,5 V)

Au point B, avec la charge de 11 kΩ, nous mesurons :

V_a = 251,7 volts

Alors que nous devrions mesurer :

V_a = 250 volts

Ne vous affolez pas, cette différence de 1,7 volt est absolument normale (c'est même très bien). Il n'est pas rare de trouver des différences bien plus importantes. Cela tient à deux facteurs :

- Le tube lui-même. S'il est de bonne qualité, ses caractéristiques sont garanties à ± 5 %. Avec des tubes triés, on peut descendre à ± 0,5 %, c'est un maximum.
- Les tolérances des valeurs des résistances R_a et R_k. Dans toute la mesure du possible, travaillez avec des résistances de précision ± 1 %. Si vous employez des résistances à ± 5 % ou 10 %, triez-les avant d'effectuer votre montage, vous éviterez des mauvaises surprises.

En conclusion, dans tout montage bien étudié, on estime qu'une variation de ± 5 % de la valeur de V_a ne doit pas influer sur les performances finales.

Dans notre cas :

250 V ± 5 %

soit une tension V_a de 238 ă 262 volts, qui aurait été considérée comme valable.

Observation importante : toutes les mesures statiques doivent être effectuées grille à la masse afin de ne pas être faussées par d'éventuelles perturbations

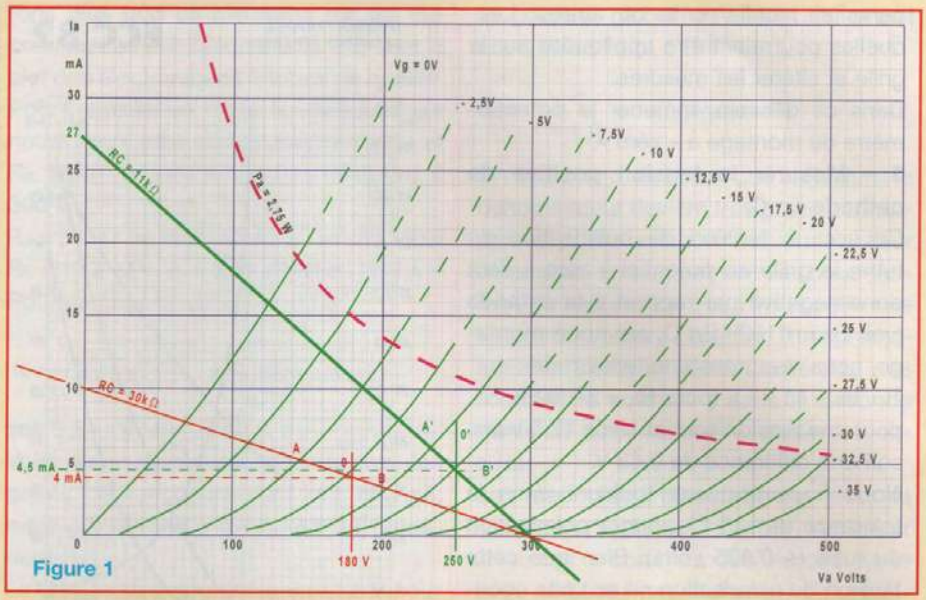


Figure 1

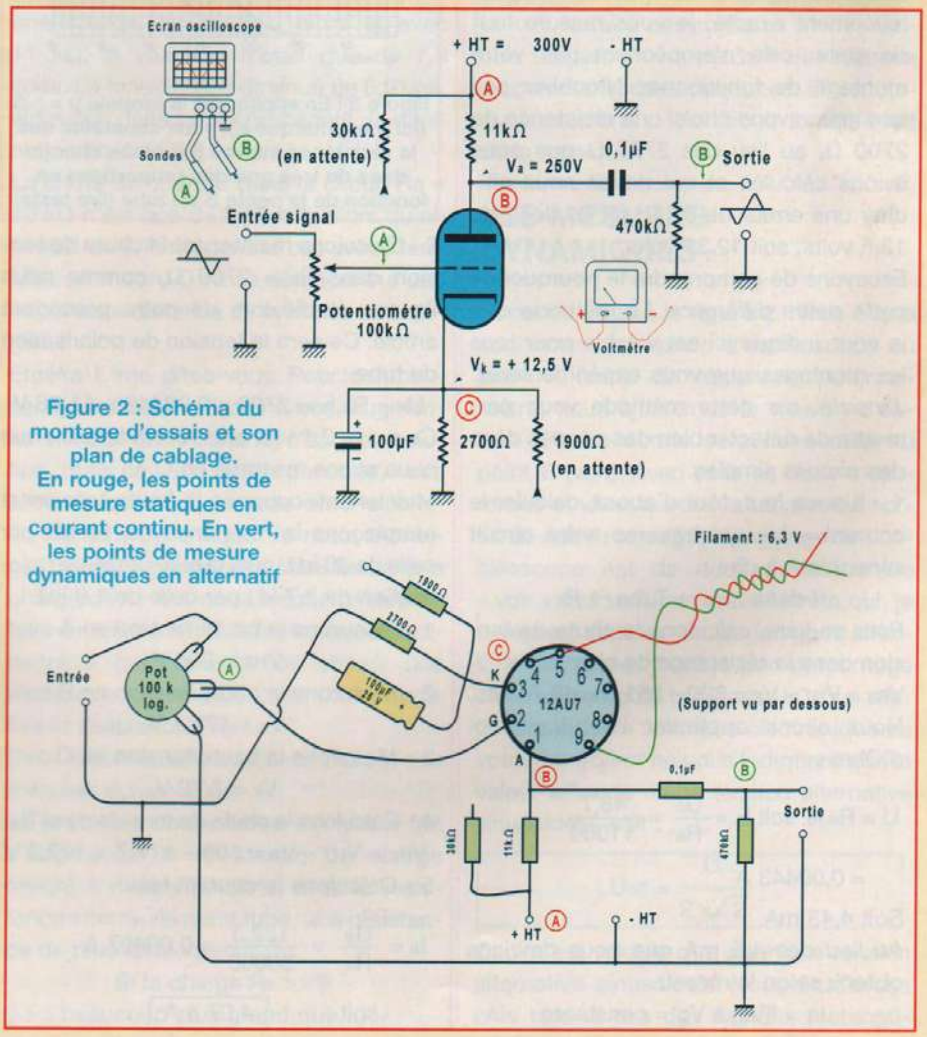


Figure 2 : Schéma du montage d'essais et son plan de cablage. En rouge, les points de mesure statiques en courant continu. En vert, les points de mesure dynamiques en alternatif

parasites, ronflements ou autres. Lesquelles pourraient être appliquées sur la grille et altérer les mesures.
Dans ce dessein, ramener le potentiomètre du montage à « zéro ».

3 – Mesurer la tension positive de cathode en C.

Ce sera la tension de polarisation du tube, la grille au potentiel « zéro » sera donc négative par rapport à la cathode (voir *Led* n°182). En C, sur notre montage, nous mesurons une tension de :

V_k = 11,97 V (pour R_k = 2700 Ω),

pour une tension souhaitée de 12,5 volts, soit une différence de 0,53 V.
Nous nous trouvons toujours dans la tolérance de ± 5 % pour la polarisation du tube (± 0,625 volts). Bien que cette tension de polarisation ne soit pas rigoureusement exacte, je vous rassure tout de suite, cela n'empêchera pas votre montage de fonctionner. N'oubliez pas que nous avons choisi une résistance de 2700 Ω, au lieu des 2777 Ω que nous avions calculés et qui devait nous afficher une erreur de 0,11 volt en deçà de 12,5 volts, soit 12,39 volts.
Essayons de comprendre le pourquoi de cette petite différence. La méthode que je vous indique ici est valable pour tous les montages que vous expérimenterez. J'insiste, car cette méthode vous permettra de détecter bien des pannes dans des circuits simples.
1 - Il nous faut, tout d'abord, calculer le courant « I » qui traverse notre circuit série, c'est-à-dire :

I dans : R_a → Tube → R_k

Pour ce faire, calculons la chute de tension dans la résistance de charge Ra :
$V_{Ra} = V_{HT} - V_a = 300 - 251{,}3 = 48{,}7$ volts.
Nous allons appliquer l'habituelle loi d'Ohm :

$$U = R_a.I_a, \text{ soit } I_a = \frac{U_a}{R_a} = \frac{48{,}7}{11000}$$

$$= 0{,}00443 \text{ A}$$

Soit 4,43 mA
Au lieu des 4,5 mA que nous devrions obtenir selon le réseau

$I_a = f(V_a)$ à V_g = constante

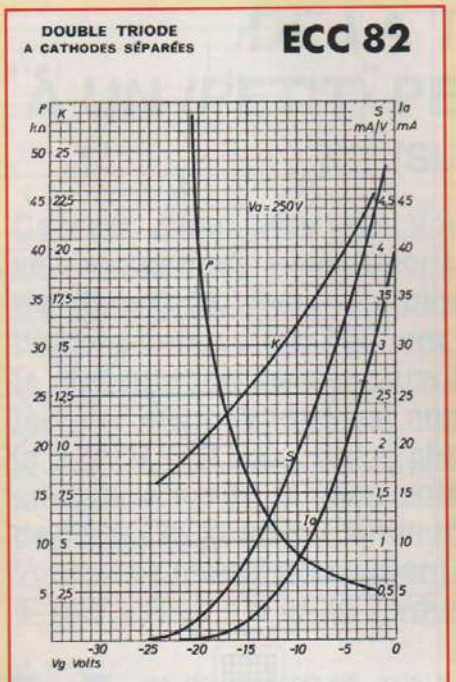


Figure 3 : En appliquant la formule μ = ρ/S (ici μ est marqué K), vous constatez que la résistance interne ρ du tube change dans de très grandes proportions en fonction de la pente S du tube (lire texte)

2 - Calculons maintenant la chute de tension dans R_k = 2700 Ω, comme nous l'avons étudié lors de notre précédent article. Ce sera la tension de polarisation du tube :

$U_k = R_k.I_k = 2700 \times 0{,}00443 = 11{,}96$ V

Ce qui, à 0,1 volt près, est la tension que nous avons mesurée en C.
Maintenant, coupons la haute tension et remplaçons la résistance de 11 kΩ par celle de 30 kΩ, puis la résistance de polarisation de 2,7 kΩ par celle de 1,9 kΩ.
1 - Mesurons la haute tension en A :

V_{HT} = 300 V

2 - Mesurons la haute tension en B :

V_a = 177,7 V

3 - Mesurons la haute tension en C :

V_k = 7,72 V

4 - Calculons la chute de tension dans R_a :
$V_{Ra} = V_{HT} - V_a = 300 - 177{,}7 = 122{,}3$ V
5 - Calculons le courant I_a :

$$I_a = \frac{U_a}{R_a} = \frac{122{,}3}{30000} = 0{,}00407 \text{ A}$$

soit : **4,07 mA**

En vérifiant sur le réseau $I_a = f(V_a)$ à V_g = cte au point O, point de repos pour V_{HT} = 300 V et R_a = 30 kΩ, nous trouvions :
V_a = 180 V → Valeur mesurée : 177,7 V
I_a = 4 mA → Valeur calculée 4,07 mA
V_g = - 7,5 V→ Valeur mesurée – 7,72 V
Je me suis appesanti sur cette série de calculs simples afin de vous habituer à manipuler les tensions, les courants et comparer ces derniers aux points de fonctionnement sur les réseaux de caractéristiques en n'oubliant pas de comparer les résultats que vous trouvez aux mesures réelles que vous effectuez sur vos montages. Je ne saurais trop vous conseiller de vous amuser à trouver d'autres charges R_a pour votre 12AU7 et d'autres résistances de polarisation R_k.
Et maintenant, ajoutons un peu de sel à notre expérience. En fouillant dans nos stocks, nous avons déniché une pauvre vieille 12AU7, bien usée, que nous allons tester sur notre montage. Mais tout d'abord, mesurons ses caractéristiques au lampemètre afin de savoir s'il lui reste encore un petit quelque chose dans les entrailles.
Au point de fonctionnement standard, ou typique au choix (voir *Led* n°182), c'est-à-dire : V_a = 250 V et V_g = - 8,5 V,
Nous devrions mesurer I_a = 10,5 mA, pour une pente S = 2,2 mA/volt, un coefficient d'amplification μ = 17, une résistance interne ρ = 7700 Ω (**figure 3**).
Or nous mesurons :

I_a = 5,4 mA S = 1,15 mA/volt

μ ≃ 17,2 et ρ ≃ 15 000

Que constatons-nous ? La pente S a diminué de moitié, μ bouge très peu avec le vieillissement du tube, en contrepartie ρ passe du simple au double, ce qui nous permet de vérifier la célèbre formule :

μ = ρ.S (voir *Led* n°178)

d'où :

$$\rho = \frac{\mu}{S} = \frac{17{,}2}{0{,}0015} = 14782\ \Omega$$

Cette augmentation de la résistance interne du tube influera fortement sur notre montage.

Installons notre pauvre tube usé sur notre « chevelu ». Voici ce que nous mesurons pour V_{HT} = 300 V

R_a = 11 kΩ → V_a = 257,8 V au lieu de 250 V

R_k = 2700 Ω → V_k = 10,18 V au lieu de 12,5 V

V_a se trouve bien dans la tolérance de ± 5 %, mais cela est loin d'être le cas pour V_k qui a varié de plus de 2 volts.

Le courant I_a a varié dans d'importantes proportions :

$$I_a = \frac{V_{HT} - V_a}{R_a} = \frac{300\text{-}257{,}8}{11000} = 0{,}0038 \text{ A}$$

soit 3,8 mA au lieu de 4,5 mA

PREMIÈRE OBSERVATION

La pente plus faible de notre tube qui a entraîné une augmentation de la résistance interne, et donc une chute du débit I_a, se traduit sur le réseau de caractéristiques par une inclinaison générale de toutes les courbes vers la droite. Ceci est important car la tension V_a étant restée très proche de la tension optimale (ici 257 V au lieu de 250 V), le point de fonctionnement O' va se déplacer très peu sur la droite de charge (ici 11 kΩ).

DEUXIÈME OBSERVATION

La plus importante : plus un tube vieillit, plus sa pente diminue et, en corrélation, plus son débit est faible. Le point de fonctionnement sur la droite de charge va se déplacer, et bien que le coefficient d'amplification soit conservé, nous verrons plus loin que la conséquence directe est une profonde modification du gain, des taux de distorsion harmonique et d'intermodulation.

PREMIÈRE CONCLUSION

Un montage aussi simple que celui que nous utilisons pour les essais est amusant pour « faire » de la musique, mais **ne conservera pas ses qualités dans le temps**. Au fur et à mesure du vieillissement du tube, on assistera à une profonde modification des qualités « audio ». C'est le cas de beaucoup de montages à tubes où le concepteur n'a pas tenu compte du vieillissement. Nous aborderons plus tard ce problème car les circuits de compensation existent et sont la clef des électroniques à tubes de qualité.

Pour terminer les mesures statiques sur notre vieux tube usé, substituons R_a et R_k. Nous mesurons toujours avec V_{HT} = 300 V

R_a = 30 kΩ → V_a = 193,8 V au lieu de 180 V

R_k = 1900 Ω→ V_k = 6,60 V au lieu de 7,5 V

Pour un courant de

$$I_a = \frac{300 - 193{,}8}{30000} = 0{,}00354 \text{ A}$$

soit 3,54 mA au lieu de 4 mA.

Voilà qui est intéressant. Cette fois, les points de fonctionnement ont changé, mais différemment de l'exemple précédent.

La tension V_a a augmenté de 13,8 V pour une charge de 30 kΩ, alors qu'avec 11 kΩ, la variation n'était que de 7,8 volts. La tension V_k a diminué de 0,9 volt, alors que dans le cas précédent, la diminution était de 2,3 volts.

La chute de courant dans le circuit R_a = 30 kΩ n'est que de 0,46 mA, alors qu'elle était de 0,7 mA dans le cas précédent. Mais attention, O va se déplacer sur une importante distance de la droite de charge.

Euréka !, me dites-vous. Pour compenser le vieillissement des tubes, augmentons la charge... Halte là, c'est une solution, mais ce n'est pas la panacée, nous allons le voir tout de suite avec le fonctionnement dynamique de notre montage. Souvenez-vous : en choisissant une charge de 11 kΩ, nous avions décidé de faire un clin d'œil à l'électronique traditionnelle qui conseille de choisir une résistance de charge d'au moins trois fois la résistance interne.

Deux observations avant de passer aux mesures dynamiques.

La première observation est que le fait d'augmenter la résistance de charge revient à mettre en série, avec la résistance interne de notre tube, une résistance de plus forte valeur :

Si la charge $R_a >> \rho$

(>> : beaucoup plus grand que...)

le courant global traversant le circuit étant selon la loi d'Ohm :

$$I_a = \frac{V_{HT}}{R_a + \rho} \text{ en négligeant } R_k$$

On comprend aisément que si R_a dans le dénominateur devient très grand par rapport à ρ, I_a va tendre vers une valeur constante. En augmentant R_a, nous tentons de réaliser ce que l'on appelle une source de courant constant. Il est prématuré d'en parler ici. Nous étudierons « les sources de courant » dans la seconde partie de notre cours « L'étude des circuits ».

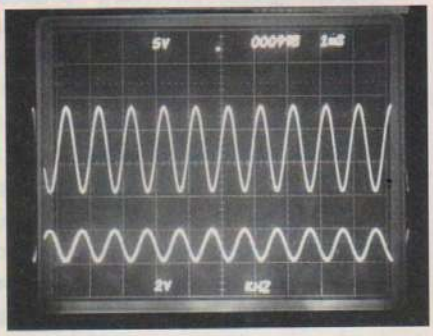
La seconde observation est la suivante : habituez-vous à « manipuler un circuit » comme nous venons de le faire, n'hésitez pas à changer des résistances, à faire des mesures et des calculs simples en vous aidant des réseaux de caractéristiques des tubes. Et maintenant, étudions notre circuit lorsqu'il fait de la musique !

LES MESURES DYNAMIQUES

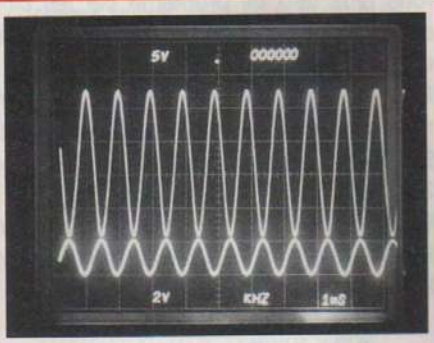
Reportez-vous à la **figure 2**. Nous allons connecter une sonde d'oscilloscope au point A (vert). En réglant le potentiomètre, nous ajusterons la tension d'entrée. L'autre sonde sera connectée au point B (vert). Avec celle-ci, nous mesurerons et visualiserons la tension de sortie de notre montage. L'avantage de l'oscilloscope est de nous permettre de « voir » des tensions crête à crête qui, je le répète, sont les seules tensions effectivement réelles traitées par un montage électronique quel qu'il soit. Je vous rappelle que votre voltmètre électronique ou votre contrôleur ne vous indiquent que la valeur efficace d'une tension alternative sinusoïdale, soit :

$$U_{eff} = \frac{U_{cc}}{2\sqrt{2}}$$

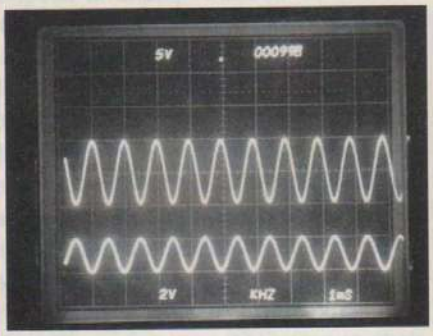
Ceci n'est valable que pour une tension alternative sinusoïdale. Nous étudierons plus tard le cas des signaux rectangu-



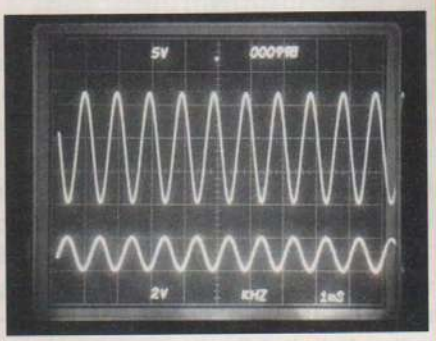
Tube neuf Ve : 2 Vcc/Vs : 13 Vcc/Ra = 11 kΩ



Tube neuf Ve : 2 Vcc/Vs : 13 Vcc/Ra = 30 kΩ



Tube usagé Ve : 2 Vcc/Vs : 10 Vcc/Ra = 11 kΩ



Tube usagé Ve : 2 Vcc/Vs : 17 Vcc/Ra = 30 kΩ

Figure 4

laires, triangulaires et autres dents-de-scie. En guise de musique, c'est un générateur basse fréquence sinusoïdal qui servira à nos premiers essais dynamiques du montage.

Nous vous rappelons que nous avons deux résistances de charge et deux résistances de polarisation que nous connecterons alternativement.

Nous ne reviendrons pas sur les détails. Lorsque nous dirons Ra : 11 kΩ, cela sous-entendra Rk : 2700 Ω. De même, Ra : 30 kΩ sous-entendra Rk : 1900 Ω.

Vous êtes prêts ? Allons-y !

CONTRÔLE DU GAIN

Reportez-vous à la **figure 4**. À gauche et en bas, la tension crête à crête appliquée à l'entrée A sur notre tube équipé de Ra = 11 kΩ. À droite, en bas, la même tension appliquée avec Ra = 30 kΩ.

La sinusoïde, en haut sur les deux photos, représente le signal recueilli à la sortie B. L'échelle de mesure : pour l'entrée, un carreau représente 2 volts. Pour la sortie, un carreau représente 5 volts. Que constatons-nous ?

À gauche pour Ra = 11 kΩ, la tension de sortie couvre environ deux carreaux et trois divisions, soit 13 volts crête à crête. Le gain A avec Ra = 11 kΩ

$$A = \frac{Vs\ cc}{Ve\ cc} = \frac{13}{2} = 6,5$$

Vous êtes fiers de vous ? Oui ! Vous aviez calculé en vous reportant au réseau Ia = f(Va) à Vg = cte un gain A de 6,6 (voir *Led* n°182 p.11).

À droite pour Ra = 30 kΩ :

pour Ve = 2 Vcc, on mesure quatre carreaux et quatre divisions, soit 24 volts crête à crête.

$$A = \frac{Vs\ cc}{Ve\ cc} = \frac{24}{2} = 12$$

Ce qui est exactement la valeur que vous aviez calculée. Si je m'appesantis sur ces mesures simples, c'est afin de vous familiariser à l'usage de l'oscilloscope qui est l'engin indispensable qui vous permettra de mettre au point vos circuits.

Lorsque l'on parle de tensions et de courants alternatifs, on utilise toujours des lettres minuscules, contrairement aux courants et tensions continues où l'on emploie des majuscules.

Regardez en détail les deux oscillogrammes Ra : 11 kΩ et Ra : 30 kΩ. Vous constatez qu'à une crête positive de la tension d'entrée correspond une crête négative de la tension de sortie. **On dit que le circuit est « inverseur »**. Ce montage classique est appelé montage « cathode commune ». Nous étudierons plus tard les autres montages possibles d'un tube électronique. C'est ce phénomène d'inversion de phase qui est gênant en audio et qui vous interdira d'utiliser seul un montage ultra simple comme préamplificateur. Le fait qu'il soit inverseur aura pour conséquence de répondre « à l'envers » aux impulsions de tensions représentatives de la réalité du son. Bien que la réalité soit plus complexe, en simplifiant, imaginons le choc d'une baguette sur une batterie. Cela se traduira par une surpression de l'air qui se manifestera électriquement par une impulsion positive. Or, notre montage est inverseur, ce qui signifie que cette impulsion positive se traduira par une impulsion négative amplifiée sur Ra. Si vous appliquez cette impulsion négative à l'entrée de votre amplificateur (lequel, je l'espère, n'est pas inverseur !), vous obtiendrez un recul de la membrane du haut-parleur. La surpression d'origine aura donné naissance à une dépression, ce qui est fort désagréable. La solution pour retrouver la phase dite « absolue » sera d'inverser les connexions du haut-parleur. Ce qui, avouons-le, n'est pas très pratique.

Voyons maintenant l'influence du vieillissement du tube sur le gain.

Figure 4, en bas, à gauche, avec 2Vcc à l'entrée et Ra = 11 kΩ :

Vs est tombée à ≈ 10 Vcc, soit une chute de 7,7 %.
En bas, à droite, pour 2 Vcc à l'entrée et Ra = 30 kΩ :
Vs est tombée à ≈ 17 Vcc, soit une chute de 7,4 %.

En conclusion : avec notre montage d'essais hyper simple, on peut affirmer que **le gain du montage va baisser continuellement avec le vieillissement du tube**. Nous verrons que ceci est encore plus sensible avec les amplificateurs de puissance fonctionnant en classe A. Nous étudierons plus tard les circuits de compensation dont la plupart (mais pas tous) utilisent la contre-réaction.

QU'EN EST-IL DE LA DISTORSION ?

Dans notre précédent article, nous avions défini le cahier des charges de notre montage.
Celui-ci doit pouvoir moduler à fond un amplificateur de puissance avec une tension crête à crête de 7,6 volts. Nous allons donc appliquer une tension Vecc d'une certaine valeur à l'entrée du montage, de façon à recueillir une tension de 7,6 Vcc à la sortie puis mesurer les taux de distorsion harmonique et d'intermodulation.
Voici les résultats :

a) Au maximum de tension demandée par le cahier des charges
Ra = 11 kΩ
Ve : 1 Vcc et Vs : 7,6 Vcc
DH totale : 1,25 % et DIM : 2,8 %
Ra = 30 kΩ
Ve : 0,8 Vcc et Vs : 7,6 Vcc
DH totale : 0,45 % et DIM : 1,2 %

b) Au maximum de tension correspondant à une excursion de 5 Vcc
(voir figure 1)
Ra = 11 kΩ
Ve : 5 Vcc et Vs : 33 Vcc
DH totale : 4,5 % et DIM : 16 %
Ra = 30 kΩ
Ve : 5 Vcc et Vs : 60 Vcc
DH totale : 3,5% et DIM : 9 %

Vous qui êtes habitués à des taux de distorsion annoncés par les constructeurs de : zéro, virgule et plein de zéros derrière, vous devez être surpris ! Et pourtant, sachez qu'un circuit à tube très simple comme celui qui nous sert pour les essais ne peut en aucun cas afficher des performances extraordinaires en terme de distorsions.
Certains tubes sont plus linéaires que d'autres, les taux vont varier légèrement, mais en aucun cas atteindre les performances que vous pourrez espérer obtenir avec des circuits élaborés.

PREMIÈRE OBSERVATION

Dans le cas d'un circuit simple, il est recommandé d'installer le potentiomètre de réglage de niveau à l'entrée du montage. De cette façon, vous pourrez travailler dans une partie plus linéaire de la caractéristique de transfert.
C'est d'ailleurs la disposition retenue par la majorité des constructeurs de préamplificateurs et d'amplificateurs.
Diminuons de moitié la tension d'entrée en agissant sur le potentiomètre.
Ra = 11 kΩ
Ve : 0,5 Vcc et Vs : 3,3 Vcc
DH totale : 0,47 % et DIM : 1 %
Ra = 30 kΩ
Ve : 0,4 Vcc et Vs : 3,3 Vcc
DH totale : 0,22 % et DIM : 0,7 %
Comme vous le constatez, le niveau a baissé certes, mais les taux de distorsion ont baissé d'autant. C'est pour cette raison que lorsqu'on travaille avec des circuits simples, on préfère prévoir un étage au gain relativement élevé, quitte à atténuer le signal d'entrée au maximum.

DEUXIÈME OBSERVATION

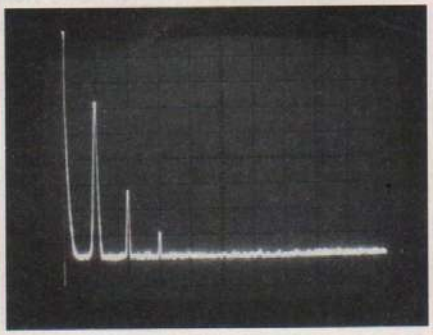
Plus la résistance de charge augmente, plus les taux de distorsion sont faibles. Mais alors, pourquoi diable avoir voulu faire un pied de nez à l'électronique traditionnelle en choisissant une charge aussi faible que 11 kΩ ?
Tout simplement pour vous montrer que la précédente affirmation n'est valable que lorsque **le tube est neuf** !

Empressons-nous de monter notre vieille 12AU7 usée sur le montage. Voici les résultats :

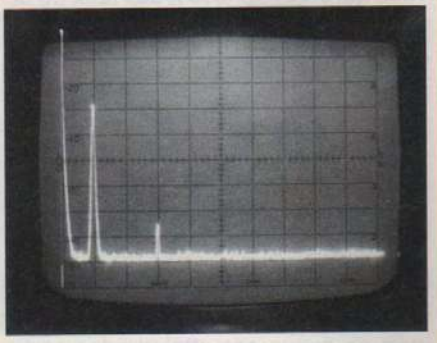
a) Au maximum de tension demandée par le cahier des charges
Avec Ra = 11 kΩ :
Ve : 1,4 Vcc et Vs : 7,6 Vcc
DH totale : 0,87 % et DIM : 1,8 %,
(contre 1,25 % et 2,8 %)
Avec Ra = 30 kΩ :
Ve : 0,8 Vcc et Vs : 7,6 Vcc
DH totale : 0,6 % et DIM : 1,8 %
(contre 0,45 % et 1,2 %)

b) Au maximum de tension correspondant à une excursion de 5 Vcc
Avec Ra = 11 kΩ :
Ve : 5 Vcc et Vs : 20 Vcc
DH totale : 2 % et DIM : 10 %,
(contre 4,5 % et 16 %)
Avec Ra = 30 kΩ :
Ve : 5 Vcc et Vs : 40 Vcc
DH totale : 3 % et DIM : 9 %
(valeurs identiques)

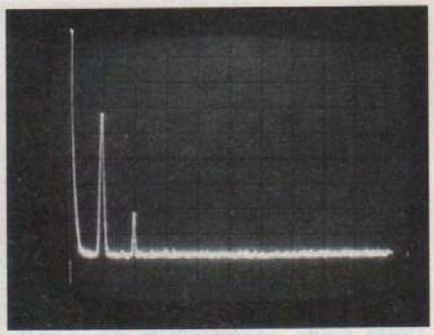
Cette chute spectaculaire de la distorsion avec la charge de 11 kΩ s'explique de la façon suivante : lorsque le tube vieillit, la valeur de la pente statique diminue (nous avions mesuré 1,15 mA/volt au lieu de 2,2 mA/volt).
Ce qui revient à imaginer l'ensemble des courbes $I_a = f(V_a)$ à V_g = cte (figure 1) qui s'inclinent vers la droite, en gardant un écartement relativement constant. Le point O' placé sur la droite Ra = 11 kΩ reste pratiquement à la même place.
La tension Va change très peu, malgré la chute de tension (257 V au lieu de 250 V). À l'inverse, avec la résistance de 30 kΩ, Va change beaucoup (193 V au lieu de 180 V).
Le point O va donc se déplacer vers la droite sur la droite de charge.
Lors d'une étude sérieuse des circuits, en dehors des circuits de compensation, les constructeurs tiennent compte de la variation de la pente des tubes en fonction de leur vieillissement.
Le placement de la droite de charge sur le réseau $I_a = f(V_a)$ à V_g = cte étant le résultat d'un compromis.
Mais ce qui reste le plus intéressant est



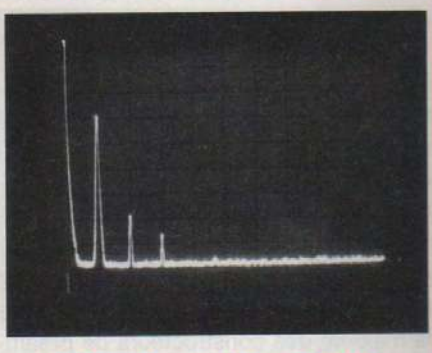
Tube neuf Ve : 5 Vcc Ra = 11 kΩ



Tube neuf Ve : 5 Vcc Ra = 30 kΩ

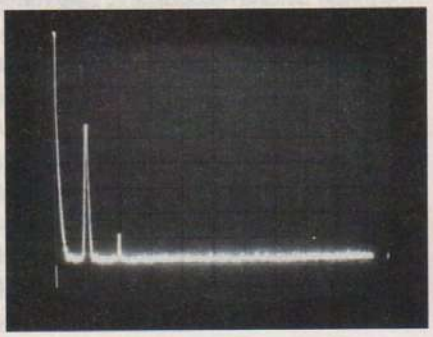


Tube usagé Ve : 5 Vcc Ra = 11 kΩ

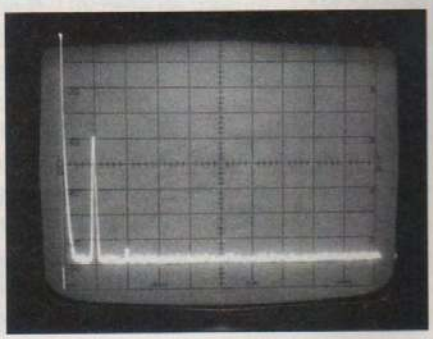


Tube usagé Ve : 5 Vcc Ra = 30 kΩ

Figure 5



Tube neuf Ve : 1 Vcc/Vs = 7,6 Vcc/Ra = 11 kΩ
DH : 1,25 %



Tube usagé Ve : 1,4 Vcc/Vs = 7,6 Vcc
Ra = 11 kΩ/DH : 0,87 %

Figure 6

l'analyse spectrale des distorsions harmoniques avec Ra = 11 kΩ et Ra = 30 kΩ que nous avons reproduite en **figure 5**. La première série représente l'analyse pour une tension d'attaque maximale de 5 v crête à crête. Prédominance de la H2 dans tous les cas. Ce qui est normal puisqu'il s'agit de triodes. Vous pouvez constater la modification du contenu harmonique entre les mesures sur le tube neuf et le tube usagé, en particulier l'apparition de H3 avec le tube usagé et Ra = 30 kΩ, alors que H2 et surtout H3 diminuent pour Ra = 11 kΩ avec le tube usagé, alors que H4 disparaît.

La deuxième série (**figure 6**) représente l'analyse spectrale de la distorsion pour la résistance Ra = 11 kΩ à la tension de sortie demandée par le cahier des charges : 7,6 Vcc. Vous constaterez que, malgré la chute de gain du tube qui implique une tension plus importante à l'entrée pour obtenir la même tension de sortie (1,4 Vcc au lieu de 1 Vcc), la distorsion a fortement diminué et H3 a pratiquement disparu.

ET SI NOUS ÉCOUTIONS NOTRE MONTAGE ?

Tout d'abord, inversons les câbles du HP (« + » au « - », « - » au « + ») sur l'amplificateur afin de retomber en phase absolue. Dans le cas contraire, l'écoute serait bizarre sinon gênante. Insérons notre disque préféré dans le lecteur de CD.

Commençons avec le tube neuf et la résistance de 30 kΩ.

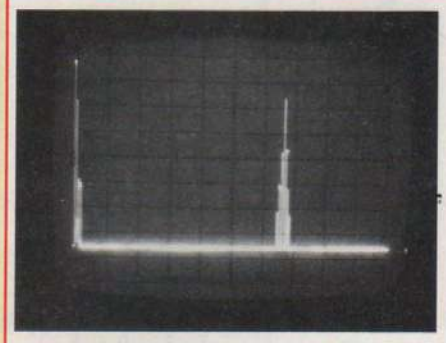
Le son est correct sans plus, il y a tout de même quelque chose de gênant, une sorte de flou, de mélange bizarre, surtout si vous essayez le montage avec un enregistrement d'orchestre symphonique.

Introduisons maintenant la résistance de 11 kΩ.

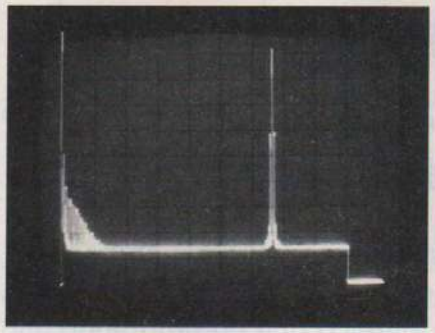
Le son est soudain plus ouvert, plus dynamique, le flou a pratiquement disparu. Je vous rappelle que, dans ce cas, le taux de distorsion est bien plus important qu'avec la résistance de 30 kΩ.

Installons ensuite le tube usagé sur notre montage.

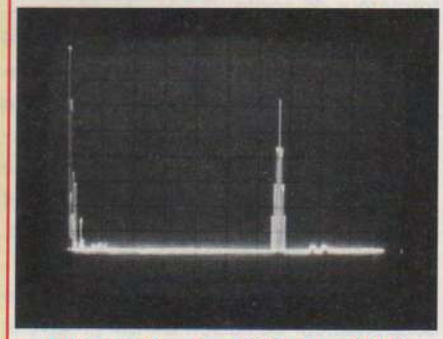
Dans les deux cas, le gain a chuté, mais la mollesse et le flou dans le résultat auditif avec la résistance de 30 kΩ est encore plus flagrant, alors qu'avec la résistance de 11 kΩ le son semble encore plus dynamique et aéré. Deux raisons à cela. Tout d'abord et essentiellement la distorsion d'intermodulation. Si vous retrouvez le *Led* n°181, vous vous souviendrez que la distorsion d'intermodulation autour d'une fréquence de niveau relativement faible, superposée à une autre d'un niveau plus élevé, va donner naissance à une série de bandes latérales qui sont la somme et la différence des deux fréquences. Sur la **figure 7**,



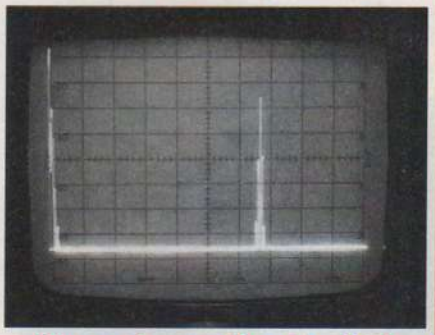
Tube neuf V_s : 7,6 V_{cc}/R_a = 30 kΩ
DIM : 1,2 % (6 bandes latérales)



Tube neuf V_s : 7,6 V_{cc}/R_a = 11 kΩ
DIM : 2,8 % (2 bandes latérales)



Tube usagé V_s : 7,6 V_{cc}/R_a = 30 kΩ
DIM : 1,8 % (6 bandes latérales)



Tube usagé V_s : 7,6 V_{cc}/R_a = 11 kΩ
DIM : 1,25 % (4 bandes latérales dont 2 à très bas niveau)

Figure 7 : Distorsion d'intermodulation F1 = 60 Hz, F2 = 6,7 kHz (rapport 1/4)

nous avons regroupé le spectre de distorsion d'intermodulation pour les deux charges, et avec les tubes neuf et usagé. Vous constaterez qu'avec la résistance de 30 kΩ apparaissent, à gauche et à droite de la fréquence centrale, trois bandes latérales, soit six fréquences en tout. Alors qu'avec la résistance de 11 kΩ, bien que le taux d'intermodulation mesuré soit plus élevé, seules deux bandes latérales apparaissent. C'est l'un des facteurs les plus importants en audio. Il faut comprendre que **tous les phénomènes dits « subjectifs » ne sont pas mesurables**. Un spectre d'intermodulation, contenant plus de deux bandes latérales représentant la somme et la différence des deux fréquences de base, fabrique un son touffu et artificiel.

La deuxième raison à la meilleure précision avec la charge de 11 kΩ vient de la bande passante. En effet, **une faible résistance de charge entraîne une moindre influence des capacités parasites**. L'effet Miller est surtout beaucoup moins actif (voir *Led* n°181) car le gain est moins important.

La bande passante mesurée sur notre petit montage est la suivante :

R_a = 11 kΩ → -1dB à 40 kHz
→ - 3 dB à 100 kHz
R_a = 30 kΩ → 1dB à 30 kHz
→ - 3 dB à 60 kHz

Si nous avions équipé notre montage de la classique résistance de charge de 47 kΩ utilisée habituellement avec la 12AU7, la bande passante aurait accusé une chute de – 3 dB à 20 kHz.

Ce problème des capacités parasites est le problème majeur des montages utilisant des triodes, bien qu'en audio il puisse être aisément surmonté.

Dans notre prochain article, nous traiterons des tétrodes et pentodes. Nous aborderons les tétrodes à faisceaux dirigés, utilisées dans la majorité des amplificateurs de puissance.

Une dernière réflexion avant de nous quitter. N'oubliez pas que notre série de cours sur l'électronique à tubes est essentiellement destinée à l'audio. La façon d'aborder certains problèmes peut choquer quelques puristes. Je demande à ces derniers de ne pas nous en vouloir mais, au contraire, de comprendre que **l'audio est essentiellement une science d'expérimentation** dont le but est d'écouter des sons et d'essayer de comprendre les phénomènes subjectifs à travers des mesures, et non l'inverse. Atteindre des taux de distorsion à peine mesurables est une démarche respectable, mais n'oubliez jamais que seule l'écoute *in vivo* de vos montages doit guider votre choix final.

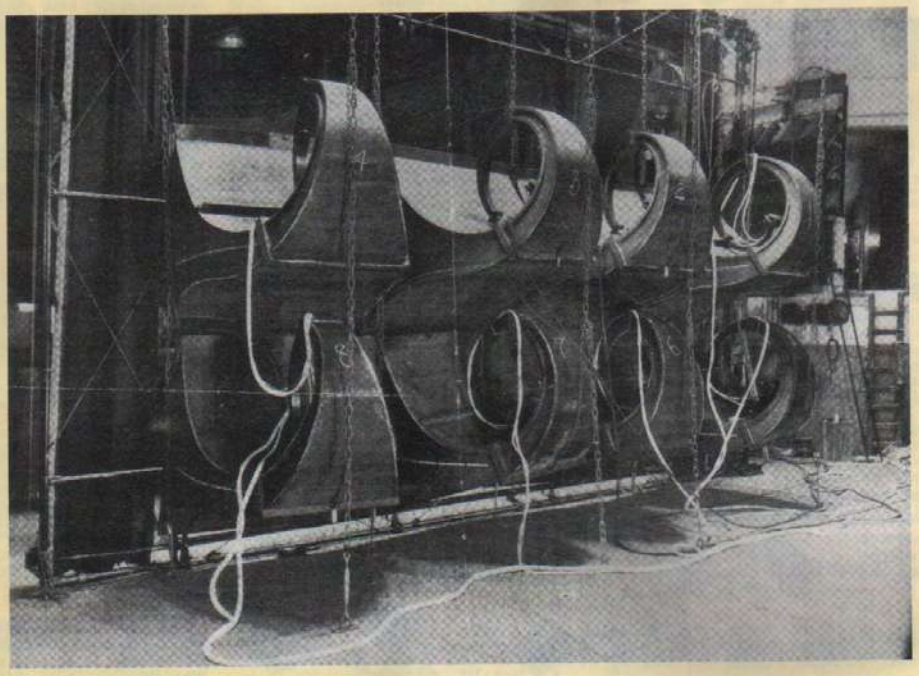
Bonne écoute
Rinaldo Bassi

EDITIONS PÉRIODES
2 à 12 rue de Bellevue
75019 Paris
Tél. : 01 44 84 88 28

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue. N'hésitez pas à nous joindre par téléphone ou courrier afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à *Led*.

11ÈME PARTIE

UNE CATHODE, UNE ANODE ET PLEIN DE GRILLES EN PLUS...



Derrière l'écran du RADIO CITY de New York en 1929... Huit pavillons Western Electric « 15A » étaient boustés par quatre amplificateurs Western « 41 » de 20 watts chacun !... Les cinq mille spectateurs ravis purent entendre parfaitement pour la première fois Al Johnson dans *Le chanteur de jazz*

Une triode, c'est beau, c'est simple, c'est rigolo et au fond, cela fonctionne pas mal du tout !.... On aurait pu en rester là, mais l'être humain est ainsi fait, il lui en faut toujours plus... La triode était à peine créée que l'on commença à lui trouver tous les défauts de la terre.

Il faut bien dire, à la décharge de nos ancêtres électroniciens (on peut parler « d'ancêtres » , la triode a plus de cent ans maintenant !), qu'ils n'avaient pas tout à fait tort.

LES DÉFAUTS DE LA TRIODE

Tout d'abord, le défaut de la triode réside dans son faible coefficient d'amplification : (μ). Nos triodes modernes atteignent des (μ) maximum de 100, ce qui n'était pas le cas à l'aube de la radio où (μ) était bien plus faible.

Ensuite, figurent les capacités parasites et surtout la valeur très élevée, en particulier de la capacité dite « Miller » qui multiplie la valeur de la capacité grille/anode par le coefficient d'amplification du circuit, ce qui s'écrit :
C = Cga (1 + IAI) (voir *Led* n°182).
Vous avez d'ailleurs pu constater l'effet des capacités parasites sur le petit montage d'essai que vous avez réalisé avec nous dans les derniers numéros de *Led* (n°s181 et 182). L'importante chute dans les fréquences élevées ultrasonores dont on peut s'accommoder en BF est abso-

lument intolérable en HF.

Le troisième défaut de la triode est dû à sa constitution même. Le tube est entièrement tributaire de la tension d'alimentation, donc du courant qui va le traverser. Ceci aura par conséquent une forte influence sur sa pente, sa résistance interne, et donc sur le gain global du circuit.

De plus, pour « faire » de la puissance, le courant maximum que peut délivrer une triode est directement proportionnel à sa tension d'alimentation. Son coefficient d'amplification doit être faible et sa pente élevée (pas trop !) afin de diminuer sa résistance interne car :

$\mu = \rho.S$ d'où $\rho = \frac{\mu}{S}$

ρ : en ohms et S : en mA/volt

Pour exemple, la célèbre 300B présente une résistance interne de 700 Ω, pour une pente de 5,5 mA/volt et un coefficient d'amplification (μ) de 3,85.

La non moins célèbre 845 présente une résistance interne de 1 700 Ω pour une pente de 3,10 mA/volt et un coefficient d'amplification de 5,27.

Si vous nous avez suivi depuis le début, vous comprendrez aisément que pour obtenir un coefficient d'amplification aussi faible, il faut que la grille de commande soit placée assez loin de la cathode. Comme il est nécessaire d'avoir une tension élevée sur l'anode, la tension négative sur la grille de commande (afin de tenir d'une main de fer les électrons groupés dans la charge d'espace) doit être très élevée.

Pour une 300B alimentée sous 400 volts, la tension négative de grille doit être d'environ -90 volts pour que le tube fonctionne en classe A avec une charge de l'ordre de 3 000 Ω à 3 500 Ω. La puissance utile sera de l'ordre de 10 W pour un taux de distorsion de 10 %.

Pour une 845 alimentée sous 1 000 volts, la tension négative de grille doit être de - 145 volts pour que le tube fonctionne en classe A avec une charge de l'ordre de 6 000 Ω. La puissance utile sera de 25 W pour un taux de distorsion de 5 %.

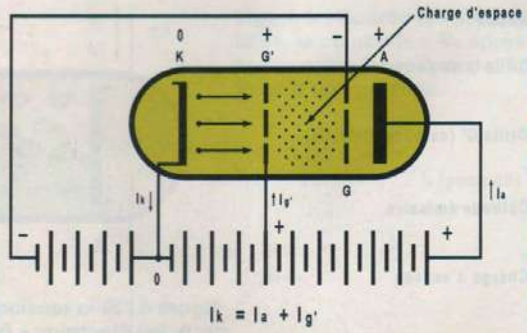


Figure 1 :
Disposition schématique de la bi-grilles de Langmuir. G' portée à un potentiel positif accèlère les électrons émis par la cathode K. Ceux-ci s'accumulent entre G' et G portée à un potentiel négatif. La charge d'espace est alors très importante. Tout se passe comme si on avait augmenté la surface de la cathode émissive. La grille G' est appellée « cathode virtuelle »

Vous comprenez fort bien qu'avec de telles tensions de polarisation, il est extrêmement difficile de bien « driver » des triodes de puissance.

Jusqu'en 1930, la situation semblait bloquée. En ce temps-là, le cinéma parlant faisait une entrée fracassante et pour sonoriser les énormes vaisseaux de 3 000 à 5 000 places, qui étaient monnaie courante en cette époque bénie où le cinéma était encore considéré comme un spectacle de masse et non comme un produit de supermarché, il fallait de la puissance. On avait bien essayé « d'assaisonner » les triodes à toutes les sauces, y compris le push-pull, mais on ne s'en sortait pas à cause de toutes les limitations évoquées plus haut.

Les constructeurs avaient déployé des efforts considérables car la radio était née. L'audio profita à l'époque des tubes d'émission, mais dépasser 20 watts avec un rendement déplorable demandait un effort énorme.

La Western Electric osa ! Les amplificateurs 41, 42 et 43A (de 1927 à 1936) pesaient pas moins de 200 kg !... Ils utilisaient un push-pull de 211 (la sœur HF de la 845) « drivé » par un ampli de puissance à triodes utilisant des 205 ou des 300B. Une autre paire de 211 était utilisée comme redresseuse !... Ce monstre délivrait l'énorme puissance de 20 watts pour une bande passante de 50 Hz à 10 kHz. Il en fallait quatre pour sonoriser la Radio City de New York dont les huit énormes pavillons 15A (115 dB d'efficacité) couvraient toute la largeur de l'écran (**voir photo**).

Quant à la radio, l'émission demandait des fréquences de plus en plus élevées, ce satané effet Miller bloquait tout le monde. Il fallait trouver quelque chose de toute urgence. Les Britanniques trouvèrent la solution : la première tétrode, la S825, fut commercialisée en 1927 par la GEC. Les Américains suivirent en 1928 avec la série 22. En France, la première tétrode fut lancée en 1928 par Philips : la A442. Mais il nous faut remonter un peu en arrière pour bien comprendre la tétrode, puis la pentode, et enfin la reine des tubes de puissance audio : la tétrode à faisceaux dirigés.

UNE GRILLE EN PLUS ? POURQUOI PAS !

Le premier qui en eut l'idée portait pour nom Langmuir (encore lui !) en 1913, aux Etats-Unis.

À l'époque, le problème n'était pas l'effet Miller, mais le gain minable des tubes triodes dont l'alimentation ne pouvait pas dépasser quelques dizaines de volts, car à cette époque on ne savait pas fabriquer de la haute tension, on utilisait des batteries.

L'idée fut la suivante : si l'on introduit une grille près de la cathode et qu'on la porte à une tension positive, les électrons vont être « accélérés » par cette grille. En plaçant la grille de commande polarisée négativement entre cette grille et l'anode, les électrons vont être freinés et s'accumuler dans l'espace compris entre la grille accélératrice et la grille de commande (**figure 1**). Cette nouvelle charge

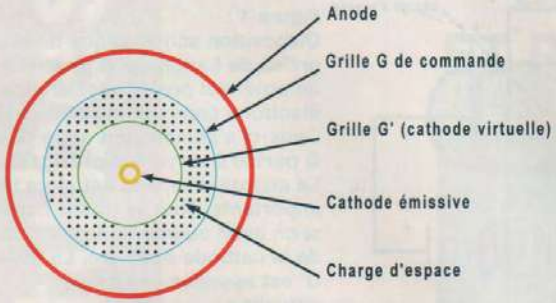


Figure 2 : Coupe verticale d'une bi-grilles

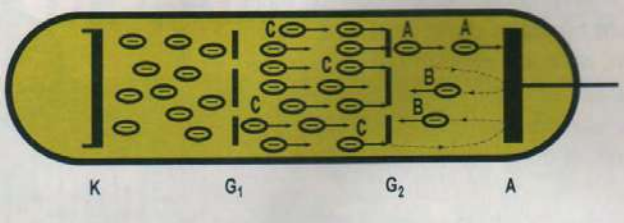


Figure 4 : Si la tension sur G2 est égale ou supérieure à la tension sur A, les électrons « B » ne peuvent atteindre l'anode et retournent vers G2. Les électrons « C » rejoindront directement G2.

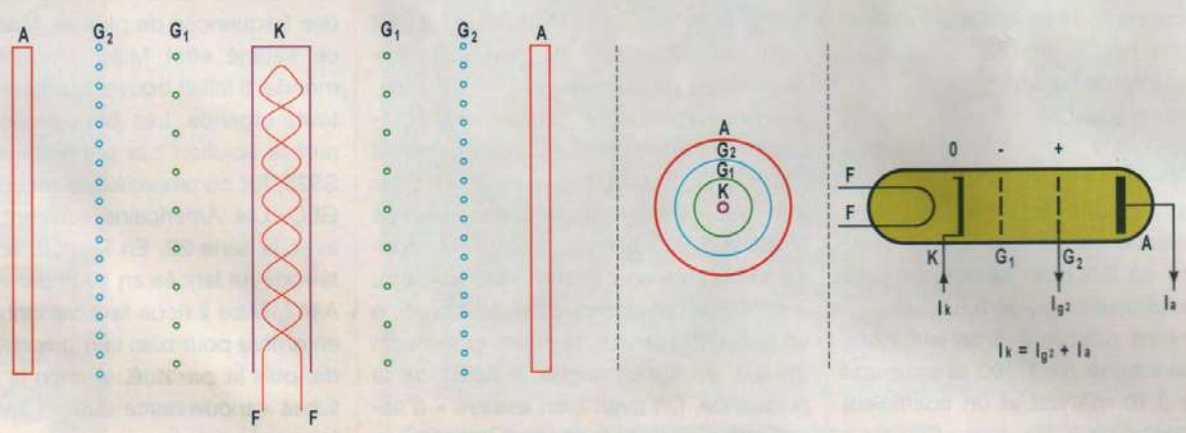


Figure 3 : Vue en plan et coupe d'une tétrode

d'espace est bien plus importante que celle qui serait produite directement par la cathode si le tube était une triode ordinaire, car le volume occupé par les électrons est bien plus important (**figure 2**). La grille « accélératrice » est appelée « cathode virtuelle ».

On avait ainsi réglé un problème important à l'époque : une tension très faible d'anode (de 5 à 20 volts) permettait de faire fonctionner le tube avec un coefficient d'amplification relativement important. On pouvait enfin amplifier les faibles signaux captés par une antenne de radio avec un rendement correct. Les fréquences d'émission de l'époque étant très basses, le problème des capacités parasites ne tracassait pas particulièrement les pionniers, car la bi-grilles ne résolvait aucunement le problème, bien au contraire !... La grille G de commande étant plus près de l'anode, la capacité anode/grille grimpait d'autant. Je vous rassure tout de suite, la « bi-grilles » n'existe plus de nos jours, bien qu'elle fût remise à la mode dans les années cinquante (avec des procédés modernes) afin de faire fonctionner les tubes avec des tensions de 6 ou 12 volts pour les autoradios. Pourquoi diable avoir parlé de ce tube obsolète ? Tout simplement pour vous faire comprendre la notion de « cathode virtuelle » qui nous servira à comprendre le fonctionnement de la tétrode et de la pentode.

DE LA BI-GRILLES À LA TÉTRODE

Bien que la bi-grilles ait augmenté le coefficient d'amplification du tube, tout en réduisant la résistance interne et en augmentant la pente, il faut bien avouer qu'elle eut peu de succès. Schottky, en Allemagne, la perfectionna pendant la guerre de 14/18 dans le dessein d'augmenter la sensibilité des récepteurs radio utilisés sur les champs de batailles et alimentés par des batteries. Pendant ce temps, la triode se perfectionnait, les cathodes fournissaient de plus en plus d'électrons à la charge d'espace, la technique du vide était de mieux en mieux maîtrisée... Mais les fréquences d'émission montaient, montaient... Et vlan ! on se heurta de plein fouet aux capacités parasites et à l'effet Miller !... On essaya de trouver des solutions, tant mécaniques dans la construction des tubes, qu'électroniques dans l'étude des circuits, le « neutrodynage » étant le plus connu (nous en parlerons dans l'étude des circuits). Jusqu'à ce que Schottky eût une idée de génie. Puisque la capacité anode/grille est la plus gênante, essayons d'isoler le circuit d'anode du

circuit de grille sans empêcher les électrons de rejoindre l'anode. La solution fût une grille qui se comporterait comme un « écran » entre l'anode et la grille de commande. Schottky reprit la vieille bigrilles et au lieu d'utiliser la grille G' comme grille accélératrice, il la polarisa négativement comme une triode classique et il appliqua sur G_2 une tension positive... Cela fonctionna du premier coup : il avait créé un écran électrostatique entre l'anode et la grille. En fait, une tétrode c'est une triode dont la position de l'écran par rapport à l'anode crée une cage de Faraday qui élimine toute action électrostatique entre la grille de commande et l'anode. La GEC anglaise reprit les travaux de Schottky et commercialisa la première tétrode en 1927. Sachez que la tétrode dans sa forme originale (**figure 3**) n'est plus ni fabriquée ni utilisée de nos jours, mais l'étude succincte de son fonctionnement va vous permettre de comprendre la pentode et enfin la tétrode à faisceaux dirigés que vous utilisez quotidiennement dans vos amplis de puissance.

LE FONCTIONNEMENT DE LA TÉTRODE

Tout d'abord, pourquoi « tétrode » ? Tout simplement parce qu'elle possède quatre électrodes actives : la cathode, la grille de commande, la grille écran et l'anode (figure 3). Son fonctionnement est facile à comprendre. La grille écran G_2 est constituée par un enroulement hélicoïdal au pas relativement serré. Tout se passe dans le tube comme si la grille écran se comportait comme **l'anode d'une triode simple** (K, G_1, G_2), car la grille de commande ne « voit » que la grille écran portée à un potentiel positif. Tout se passe alors comme dans une triode, les électrons groupés dans la charge d'espace entre la cathode et la grille de commande G_1 sont contrôlés par cette dernière et se précipitent vers l'écran G_2. Mais comme l'écran est une grille, emportés par leur élan, ils passent

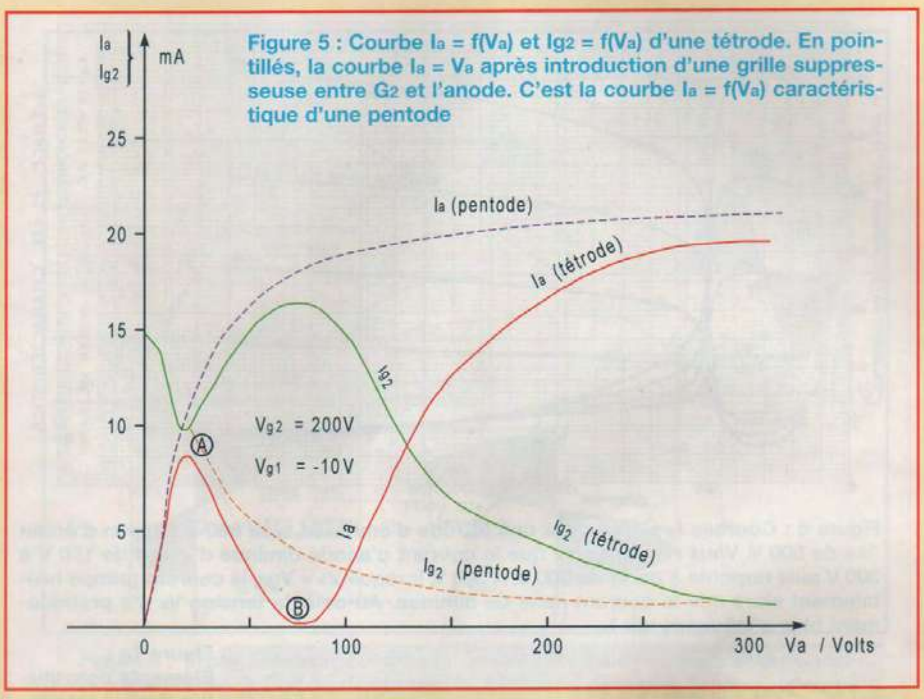


Figure 5 : Courbe $I_a = f(V_a)$ et $I_{g2} = f(V_a)$ d'une tétrode. En pointillés, la courbe $I_a = V_a$ après introduction d'une grille suppresseuse entre G_2 et l'anode. C'est la courbe $I_a = f(V_a)$ caractéristique d'une pentode

à travers les mailles de cette dernière et là, ils se trouvent devant l'anode portée à un potentiel plus élevé que l'écran. Ils sont accélérés une seconde fois et rejoignent l'anode. Certains électrons heurtent les mailles de la grille écran et donnent naissance au courant d'écran I_{g2}. Le courant total I_k est la somme des courants I_{g2} et I_a. Ce qu'il faut retenir ce sont les points suivants :

1 - Ce n'est plus la tension d'anode qui contrôle le courant dans le tube.

2 - C'est la grille écran qui puise dans la charge l'espace et non plus l'anode.

3 - Les variations de courant dans le tube dépendent essentiellement de la tension fixe de l'écran et de la tension variable de la grille de commande G_1.

4 - La tension sur G_2 étant maintenue rigoureusement constante, la grille isole parfaitement l'anode de la grille de commande, il n'y a pratiquement plus d'influence de la capacité anode/grille et donc de l'effet Miller.

Nous n'entrerons pas dans l'étude théorique de la tétrode qui sortirait du cadre de nos causeries (méthode de Barkhausen), mais sachez qu'une tétrode (ceci est vrai aussi pour la pentode) peut être assimilée à deux triodes montées en cascade. La première serait constituée par K, G_1, G_2, que l'on appellerait « triode équivalente ». Cette triode aurait un gain (μ_1), une pente (S_1) et une résistance interne (ρ_1), ce serait une honnête triode !

La seconde serait constituée par une « cathode fictive » confondue avec une grille G_2 et une anode A. Cette seconde triode aurait, elle aussi, un coefficient d'amplification (μ_2), une pente (S_2) et une résistance interne (ρ_2).

Sachez que le coefficient d'amplification effectif d'une tétrode est :

$\mu = \mu_1 . \mu_2$

Le coefficient d'amplification d'une tétrode atteint facilement 1 000 à 2 000, alors que la simple triode n'atteint, dans le meilleur des cas, que 100.

En dehors du coefficient d'amplification élevé, le plus spectaculaire est l'importante diminution de la capacité grille/anode qui est divisée dans un rapport de 1 000 par rapport à la triode, et ceci grâce à l'effet « cage de Faraday » de la grille écran.

Premier revers de la médaille, là où l'un des avantages de la triode (surtout les

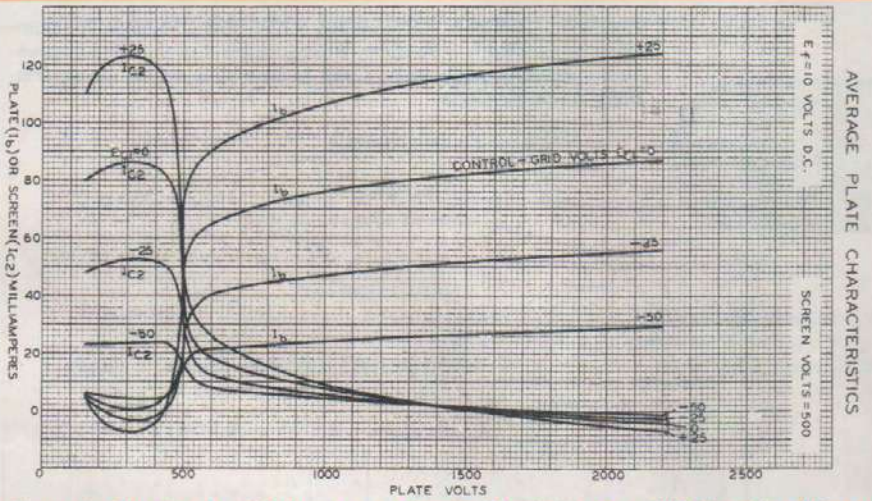


Figure 6 : Courbes $I_a = f(V_a)$ pour une tétrode d'émission type 860 à tension d'écran fixe de 500 V. Vous remarquerez que le courant d'anode diminue d'abord de 150 V à 300 V puis remonte à partir de 300 V. A 500 V, lorsque $V_a = V_{g2}$, le courant grimpe brutalement alors que le courant dans G2 diminue. Au-delà, la tension V_a n'a pratiquement plus d'influence sur I_a.

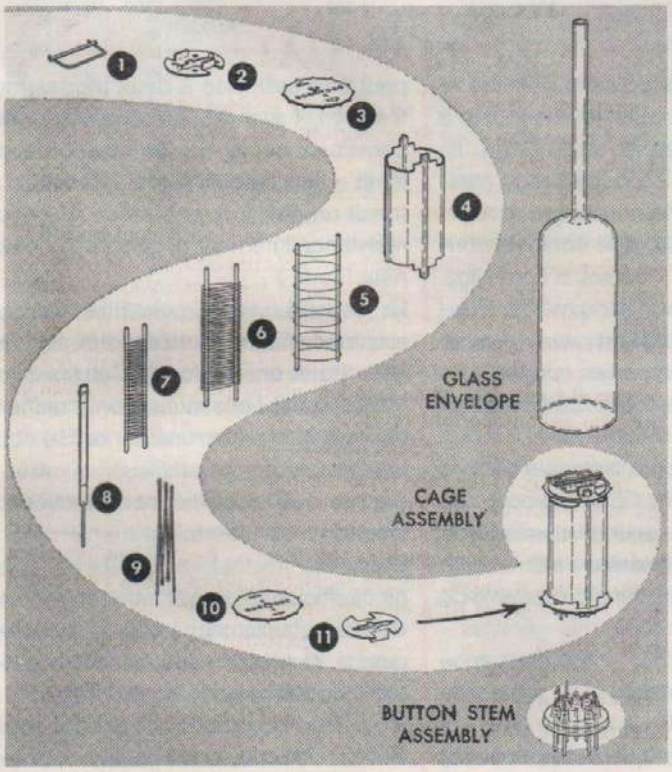


Figure 7a : Eléments constitutifs d'une pentode 6AU6 (doc. RCA)
1 - Getter et support
2- Entretoise supérieure
3 - Entretoise isolante supérieure
4 - Anode
5 - Grille n°3 (suppresseuse)
6 - Grille n°2 (écran)
7 - Grille de commande
8 - Cathode
9 - Filament
10 - Entretoise isolante inférieure
11 - Entretoise inférieure
A droite : l'enveloppe de verre, les électrodes assemblées et le culot du tube qui sera soudé au verre de l'enveloppe. Le vide sera effectué par le haut du tube.

Figure7b : Représentation schématique d'une pentode. La grille suppresseuse G3 doit se trouver au potentiel de la cathode (potentiel zéro). Elle est souvent réunie directement à cette dernière à l'intérieur même du tube.

triodes de puissance) était sa résistance interne faible, dans le cas de la tétrode (c'est aussi le cas pour la pentode), sa résistance interne grimpe à des valeurs très élevées, car la formule :

$$\mu = \rho \, . \, S$$

est toujours applicable. La pente, elle, reste à peu près identique à celle d'une triode afin de maintenir l'égalité.

Si on trace la courbe $Ia = f(Va)$ pour $Vg1$ = cte et $Vg2$ = cte, on obtiendra le tracé de la **figure 5.** On voit nettement ce « crochet » caractéristique des tétrodes : le courant d'anode commence à croître de O à A, puis soudain le courant « Ia » diminue au fur et à mesure que la tension croît de A à B : c'est « l'effet Dynatron ». On dit que l'on entre dans une zone de résistance négative, car en effet plus la tension augmente, plus le courant diminue. Tout se passe comme si la résistance du circuit diminuait avec la tension (cet effet est employé dans certains montages qui, je vous rassure, ne concernent pas l'audio !).

Ce crochet dans la caractéristique $Ia = f(Va)$ rend le tube pratiquement inutilisable avec des tensions normales. En effet, ce n'est qu'à partir du moment où la tension « Va » est très supérieure à la tension « G2 » que le tube devient utilisable. C'est pour cette raison que les tétrodes pures n'ont été employées qu'en émission de forte puissance avec des tensions de plusieurs milliers de volts (**figure 6**). Cette utilisation ne fut d'ailleurs que temporaire, les tétrodes furent vite reléguées au magasin des accessoires, détrônées par les pentodes et surtout, dans le cas des tubes d'émission et de puissance, par les tétrodes à faisceaux dirigés.

LA PENTODE

Cet effet Dynatron rendant la tétrode difficilement utilisable avec des tensions de plaque raisonnables, il fallait trouver une solution. Elle fut trouvée en Europe par Philips dès 1929. Le raisonnement fut le suivant : puisque les électrons ont tendance à revenir vers la grille écran,

empêchons-les !... Oui, mais comment ? Tout simplement en intercalant une grille supplémentaire entre l'écran et la plaque. Cette grille portée au même potentiel que la cathode doit avoir un pas suffisamment large pour laisser passer les électrons circulant à grande vitesse vers la plaque sans trop les freiner. En outre, cette grille va être un vrai barrage pour certains électrons arrachés à l'anode sous la violence des chocs. C'est ce que l'on appelle « l'émission secondaire ». Ces électrons lents, qui auraient eu tendance à se diriger vers l'écran, vont retourner sagement vers l'anode qu'ils n'auraient jamais dû quitter. Cette grille supplémentaire est appelée « grille suppresseuse » (**figure 7**). Victoire !... On tenait enfin le tube idéal. Sa résistance interne est très élevée (de l'ordre du mégohm) son gain est énorme (4000 à 6000 pour une EF 86). La capacité grille de commande/anode est près de mille fois inférieure à celle d'une triode équivalente, on peut enfin amplifier des fréquences de plusieurs centaines de mégahertz (le gigahertz est atteint en 1938). Quant à l'amplification en puissance, les Américains prennent le train en route et sortent la UX247 en juin 1931 qui devient la célèbre 47. La triode de puissance est détrônée et des millions de postes de radio de par le monde n'utiliseront plus que ces pentodes si faciles à « driver » et au rendement élevé.

Pour exemple, à l'époque, une triode 2A3 demandait une tension de 40 volts crête à crête pour obtenir avec une haute tension de 250 volts une puissance de 3 watts dans une charge de 2 500 Ω (courant 60 mA). Une 47 n'exigeait plus pour obtenir la même puissance qu'une tension de 16 volts crête à crête dans une charge de 7 000 Ω avec un courant de 37 mA, soit près de la moitié.

Si vous vous reportez à la figure 5, nous avons représenté en pointillés la courbe $I_a = f(V_a)$ d'une pentode. Comme vous pouvez le constater le crochet « Dynatron » a complètement disparu, le courant I_{g2} descend régulièrement et se stabilise.

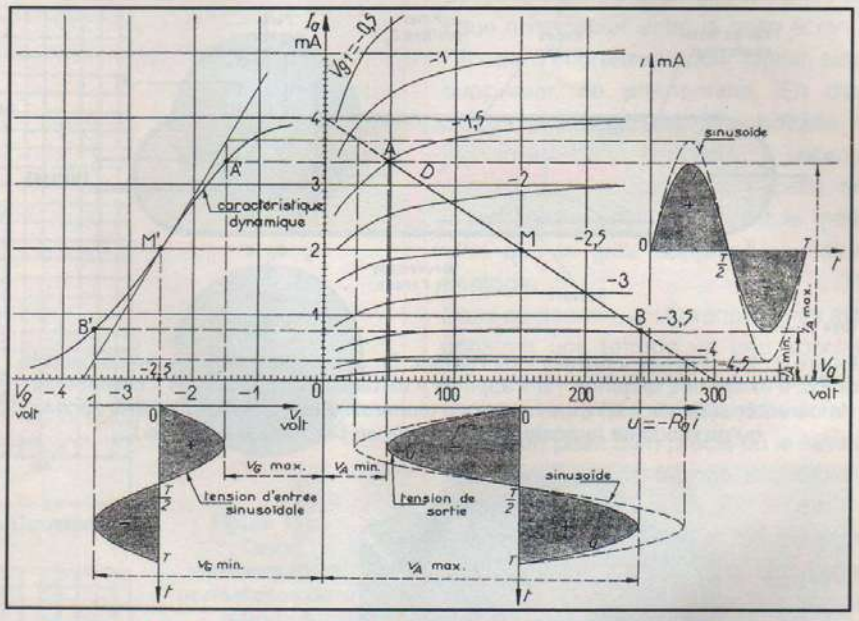


Figure 8 : Tracé point par point de la caractéristique dynamique et du signal de sortie (EF86). D : droite de charge. M, M' : point de repos. Tension de sortie crête à crête : 278 V - 48 V = 230 V. Amplification : 115. Les sinusoïdes en pointillés sont obtenues en remplaçant la caractéristique dynamique, A', M', B' par sa tangente en M'. Observez que la distorsion applatit les deux alternances. H3 dominan-

UTILISATION DE LA PENTODE

On n'utilise plus du tout la pentode de puissance en audio, elle a été détrônée par la tétrode à faisceaux dirigés, on verra plus loin pour quelle raison.

En revanche, la pentode en amplification de tension reste un tube remarquable et injustement oublié, la EF86 en particulier qui est le tube audio par excellence.

Nous étudierons en détails la mise en œuvre des pentodes lorsque nous étudierons les circuits. Nous avons reproduit **figure 8** le réseau de caractéristiques d'une EF86. Sachez cependant dès aujourd'hui que :

1 - La droite de charge se place sur le réseau de caractéristiques exactement comme pour une triode.

2 - Pour une triode, la charge optimale ne devait pas être inférieure à trois fois la résistance interne. Pour une pentode, c'est exactement l'inverse : la charge maximale doit être environ égale au 1/10e de la résistance interne. Ceci est dû à la forme caractéristique du faisceau $I_a = f(V_a)$ à Vg1 et Vg2 = cte. Si vous observez la figure 8 sur laquelle nous avons tracé la droite de charge A/B, vous comprendrez aisément que si la résistance de charge augmentait, la droite s'inclinerait vers l'axe O/Va, la courbe de transfert B'M'A' prendrait une allure en « S » encore plus accentuée. La distorsion globale d'une pentode montée dans un circuit, à gain égal avec un circuit triode équivalent, est bien moins importante, bien que constituée essentiellement d'harmoniques impairs.

3 - Une pentode ne peut fonctionner correctement qu'à une seule condition : **sa tension d'écran doit être rigoureusement fixe.**

LA TÉTRODE À FAISCEAUX DIRIGÉS

Il fallait comprendre le fonctionnement des tétrodes et pentodes classiques pour aborder enfin la tétrode à faisceaux

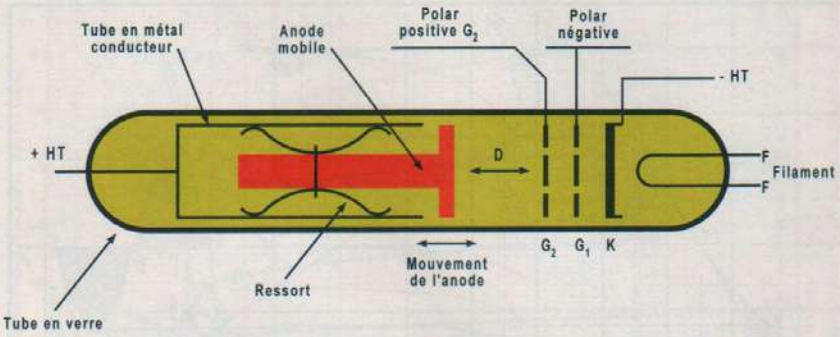


Figure 9 : La « tétrode infernale » de Harries. En approchant plus ou moins l'anode de G_2, il existe une distance « D » appelée « distance critique » où le « crochet » de la caractéristique $I_a = f(V_a)$ de la tétrode disparaît. Pour la petite histoire, sachez qu'on modifiait la position de l'anode en tapotant sur le tube !...

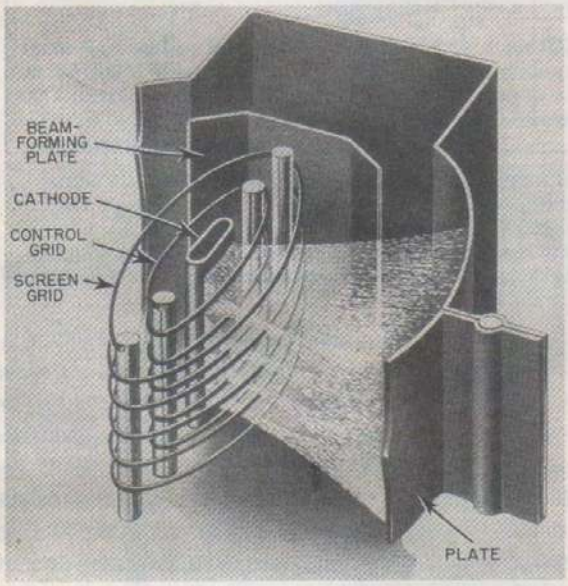


Figure 10 : Représentation « artistique » de ce qui se passe à l'intérieur d'une triode à faisceaux dirigés (document RCA). Les petits points blancs sont censés être les électrons canalisés par la « beam forming plate » (en français : « électrode de concentration »). Remarquer la forme oblongue de la cathode.

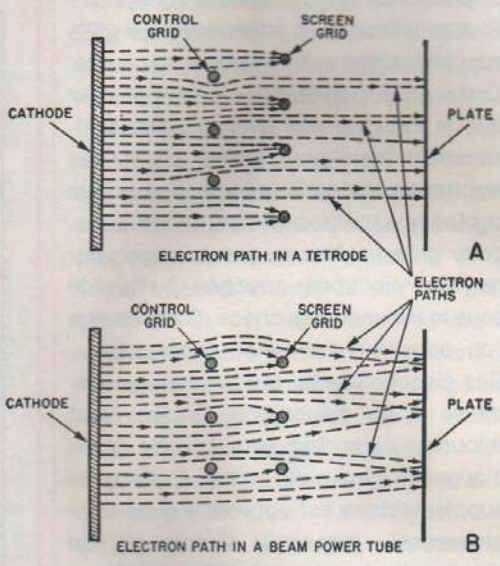


Figure 10c

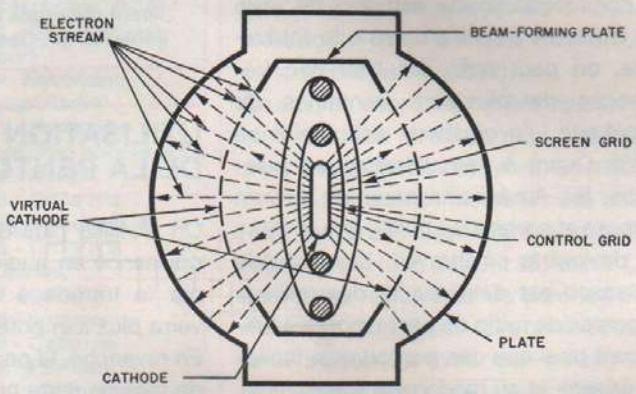


Figure 10b : Représentation schématique d'une tétrode à faisceaux dirigés (document RCA). Sur ce dessin, a été représenté en pointillés l'emplacement de la « cathode virtuelle ».

dirigés. Ce tube demande une infernale précision dans sa construction et bien des différences dites « subjectives » tiennent à la rigueur d'assemblage de ce tube. Et pourtant, malgré les difficultés, lorsque l'équipe de Shade à la RCA présenta la « maman » de toutes les tétrodes à faisceaux dirigés en 1936, la 6L6, ce fut une véritable révolution. Le tube de puissance quasi parfait était né et soixante ans après il est loin d'être détrôné. Toutes les tétrodes à faisceaux dirigés construites durant ces soixante années ont suivi le gabarit de Shade qui reste le même quelle que soit la puissance du tube. Les puissantes KT88, 6550, KT90, KT99 ne sont que des super 6L6. La 6L6 elle-même a donné naissance à une lignée incroyable de près de cent références dont les célèbres KT66, 5881, 7581...

Soixante-quatre années après sa création, la tétrode à faisceaux dirigés est loin d'être obsolète et si, en audio, l'utilisation des tubes doit perdurer, il y a gros à parier qu'une fois la mode des triodes de puissance passée, seules les tétrodes à faisceaux dirigés resteront en lice pour encore soixante ans. Peut-être...

Nous sommes en 1934, les pentodes de puissance ont révolutionné l'audio. Cependant à la RCA, Shade et son équipe n'étaient pas satisfaits, la pentode avait plein de défauts. Son taux de distorsion était beaucoup plus faible que celui d'une triode à puissance égale,

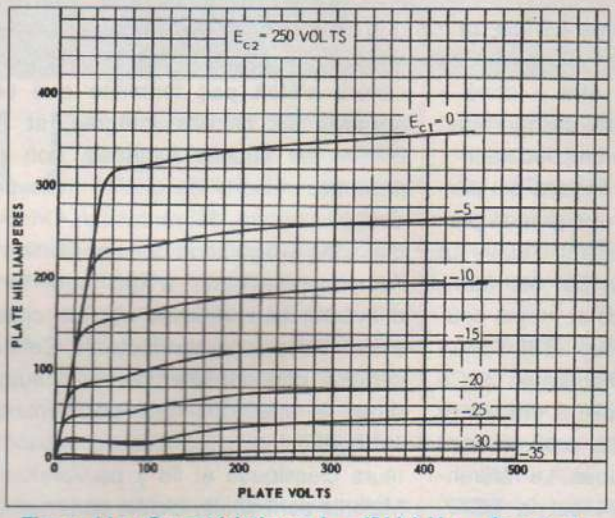


Figure 11a : Caractéristiques $I_a = f(V_a)$ à V_{g1} = Constante et V_{g2} = 250 volts de la 6550s

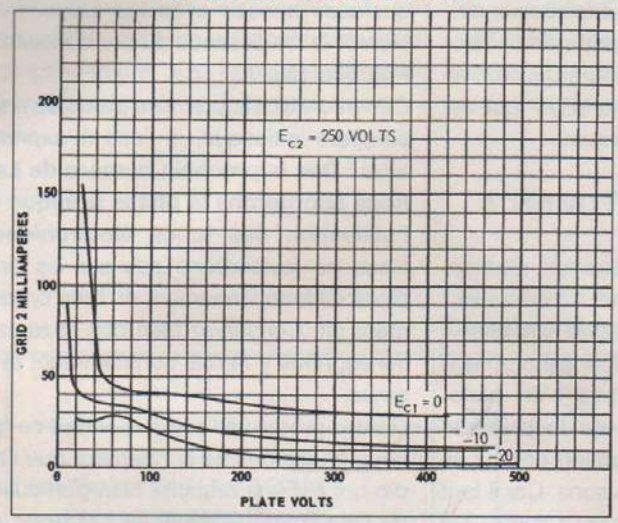


Figure 11b : Courant de la grille G2 maintenu à une tension constante de 250 volts en fonction de V_a et Vg1

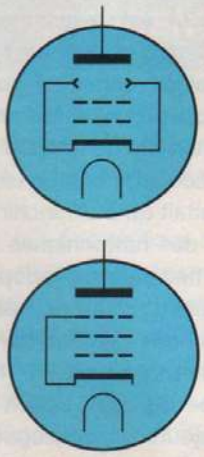


Figure 11c : Deux représentations normalisées de la tétrode à faisceaux dirigés. Dans une tétrode à faisceaux dirigés le « suppresseur » est toujours relié intérieurement à la cathode.

mais essentiellement constitué d'harmoniques 3. D'autre part, Shade constata que le pas de la grille écran et celui de la grille de commande étant différents, certains électrons avaient tendance à aller frapper directement l'écran et ne rejoignaient pas l'anode. Ces électrons-là étaient donc perdus et ne servaient qu'à augmenter le courant d'écran qui s'échauffait au détriment du rendement du tube. En allant plus loin, il constata que les électrons, qui comme chacun sait sont des « êtres fantasques », suivaient parfois des trajectoires bizarres, contournant les grilles, sautant par-dessus les isolants, s'aventurant là où ils n'auraient jamais dû aller ! L'équipe de la RCA était convaincue qu'un tube idéal restait à créer, un tube au rendement égal ou supérieur à celui de la pentode, aussi facile à « driver » que cette dernière, mais qui aurait les mêmes qualités que la triode en terme de distorsion harmonique, donc de caractéristique de transfert.

Pendant ce temps, JH Owens Harries, en Grande-Bretagne, avait étudié à fond le problème de l'émission secondaire et découvert qu'il y avait une distance critique à respecter entre la grille écran et l'anode d'une tétrode pour limiter, sinon supprimer, ce phénomène. En deux mots : les électrons secondaires se regroupent dans une zone à potentiel nul, formant ce que l'on appelle une « cathode virtuelle » et ayant le même effet que la grille suppresseuse d'une pentode.

Dans ce dessein, JH Owens Harries avait construit une tétrode un peu spéciale. Son anode était mobile. En modifiant la distance entre l'anode et la grille écran, il y avait un point bien précis où le fameux « crochet » de la tétrode disparaissait (**figure 9**).

Dans le plus grand secret, Shade entreprit de modifier la 48 sans changer sa référence afin de ne pas éveiller les soupçons de la concurrence. Tout d'abord, il donna à la grille écran le même pas que celui de la grille de commande afin de limiter le courant de cette dernière, puis il plaça la plaque à la distance critique. Soudainement, en 1935, l'idée de génie. Puisque les électrons ont tendance à s'échapper dans tout l'espace contenu entre les électrodes, forçons ces farfelus à suivre une voie étroite et un sens unique. Plaçons à la hauteur de la cathode virtuelle deux plaques de concentration portées au potentiel de la cathode, lesquelles seront une véritable barrière et forceront les électrons à suivre un faisceau dense et dirigé. La tétrode à faisceaux dirigés était née (**figure 10**).

La première 6L6 fut lancée en 1936, et se révéla une véritable bombe. En moins d'un an, elle balaya les dernières triodes qui étaient encore utilisées pour le « son de qualité ». Le pari de Shade était tenu. Le taux de distorsion d'une tétrode à faisceaux dirigés à puissance égale est bien plus faible que celui d'une triode mais est constitué, comme pour cette dernière, essentiellement d'harmoniques pairs. En push-pull, deux 6L6 permettaient d'obtenir en classe AB1 25 watts, avec une haute tension de l'ordre de 350 volts et une tension d'attaque crête

à crête de 45 volts seulement, là où il fallait quatre 2A3 alimentées sous 300 volts, avec une tension d'attaque de plus de 120 volts crête à crête. Quant aux 211 employées par la Western, elles fonctionnaient sous plus de 1 000 volts, avec une tension d'attaque de l'ordre de 200 volts crête à crête.

UTILISER LES TÉTRODES À FAISCEAUX DIRIGÉS

Rassurez-vous, nous étudierons en long, en large et dans tous les sens, l'art et la manière d'utiliser les tétrodes à faisceaux dirigés lorsque nous étudierons les circuits de puissance. Sachez simplement aujourd'hui que, comme pour les pentodes, la stabilité de la tension de l'écran est primordiale... sauf si le tube est utilisé en ultra linéaire ! Ne vous inquiétez pas, nous verrons tout cela. En **figure 11**, vous trouverez les caractéristiques $Ia = f(Va)$ à Vg_1 et Vg_2 = constante de la célèbre 6550A/KT88, ainsi que sa représentation schématique.

Avant de nous quitter, il nous faut encore parler d'une série de tubes très utilisés en audio : les fausses vraies pentodes.

LES FAUSSES VRAIES PENTODES

Il faut attendre les années cinquante pour voir réapparaître les pentodes en audio : les célèbres EL84 et EL34. Ce sont de « vraies fausses pentodes » ou de « fausses vraies pentodes » au choix ! Pourquoi ? Tout simplement parce que la grille écran est, ici aussi, bobinée dans le même plan que la grille de commande et que la grille suppresseuse est placée exactement à la distance critique. Le résultat ? Un tube intermédiaire entre la tétrode à faisceaux dirigés et la vraie pentode, surtout en termes de distorsions. Lorsque Mullard lança l'EL34 fin 1953, ce fut essentiellement pour contourner le brevet RCA de la tétrode à faisceaux dirigés et surtout pour créer un tube concurrent de la KT88/6550A à faible prix. En effet, la construction de l'EL34 est beaucoup plus simple que celle d'une 6550A et ce tube qui a des qualités certaines peut être « drivé » beaucoup plus facilement, ce qui réduit le nombre de tubes d'un amplificateur.

Grâce au montage ultra linéaire qui permettait de s'affranchir d'une grande partie des harmoniques impairs, l'EL34 fut immédiatement adoptée par les fabricants d'amplis populaires et moins coûteux que ceux utilisant des KT88/6550A (Marantz 8A, 8B, 9, Fisher, Leak...). Ce tube de construction facile a été et est toujours au catalogue de pratiquement tous les fabricants de tubes. La référence américaine de l'EL34 est la 6CA7. Sous certaines 6CA7, se cache en réalité une structure de tétrode à faisceaux dirigés, ce qui fait qu'elles sont particulièrement recherchées pour leurs qualités en audio. C'est le cas de la KT77 qui est devenue très rare et onéreuse.

ET LES AUTRES TUBES ?

C'est vrai, il existe beaucoup d'autres types de tubes. Du jour où fut découvert le principe de la « cathode virtuelle» , sont nés les heptodes et autres tubes à multiples électrodes. Nous n'en parlerons pas car la finalité de la présente série de cours est l'utilisation des tubes pour la reproduction des sons. Car il faut bien le dire, malgré leurs défauts, les tubes restent aujourd'hui pratiquement imbattables dans le seul secteur de l'électronique qui nous passionne : l'audio.

La déferlante d'appareils à tubes proposés aujourd'hui à l'audiophile en constitue la preuve, surtout depuis l'apparition des sources numériques. Il faut, en effet, bien admettre que la plage dynamique et surtout ce que les Anglo-saxons appellent le « soft clipping », littéralement la « saturation en douceur » des tubes est pour l'instant irremplaçable. Je dis bien pour le moment, car les transistors n'ont pas dit leur dernier mot. Il leur est arrivé la même mésaventure qu'aux tubes, en plus rapide (moins de vingt ans, alors que les tubes ont vécu près de soixante ans !). L'investigation des circuits à transistors n'était pas terminée que sont apparus les circuits intégrés, et pire encore les circuits hybrides, non pas pour des raisons de qualité mais pour des problèmes de rentabilité. On peut dire sans exagération que l'apparition de l'ampli opérationnel a tué toute forme d'investigation sérieuse sur les circuits utilisant des semi-conducteurs. Cela dit, certains concepteurs cherchent aujourd'hui à atteindre des performances extraordinaires avec des semi-conducteurs classiques et ils y parviennent.... Mais ils sont seuls, isolés, comme nous l'étions nous-mêmes il y a encore quelques années avec les tubes. Pour bientôt la renaissance du pur transistor ? Pourquoi pas ?

Cet article clôt la première partie de notre parcours initiatique, si j'ose m'exprimer ainsi ! **Dès le prochain numéro de *Led*, nous aborderons la phase pratique de l'utilisation des tubes électroniques**. Nous ne reviendrons pas sur les principes de fonctionnement du tube proprement dit. Conservez bien ces onze causeries, nous y ferons constamment référence.

Gardez présent à l'esprit que tout ce que nous étudierons ne concernera que l'audio qui est une branche bien particulière de l'électronique générale : le tronc est commun, mais les applications en termes de circuits divergent souvent ! Par exemple, certains phénomènes dont il faut absolument tenir compte en haute fréquence nous laisseront froids comme le marbre, à nous qui nous occupons de basse fréquence. À l'inverse, d'autres phénomènes, dont les concepteurs de circuits haute fréquence se fichent éperdument, seront pour nous absolument cruciaux !

J'espère ne pas vous avoir trop ennuyé avec cette première partie et vous donne rendez-vous au prochain numéro de *Led*.

À bientôt

Rinaldo Bassi

RETOUR SUR NOTRE PRÉCÉDENTE CAUSERIE

Une malencontreuse erreur s'est glissée lors de la transcription du texte de notre dernière cours (*Led* n°183). Il a été écrit page 8 que tous les phénomènes dits « subjectifs » ne sont pas mesurables... Aïe!... Il fallait lire « **sont mesurables** ». Ce qui signifie, bien entendu, le contraire exact de ce qui a été transcrit. *Errare humanum est*... Cette erreur bien humaine me permet cependant de préciser plus à fond cette idée...

Il existe en audio une masse de phénomènes qui semble, à première vue, défier le bon sens. Par exemple, le son bizarre de certains préamplificateurs ou amplificateurs aux taux de distorsion harmonique et d'intermodulation à peine mesurables ou, à l'inverse, ces appareils aux performances modestes qui diffusent des sons d'une qualité incontestable.

Dans tous les cas, ces phénomènes sont mesurables et quantifiables. Ceci demande parfois des procédures de mesures complexes et difficiles à mettre en œuvre, mais une fois que la cause du phénomène a été cernée et définie, plus rien n'empêche de la mesurer. Il faut savoir que l'électronique et l'acoustique sont des sciences exactes et qu'aucun phénomène miraculeux ou incantatoire n'intervient dans le résultat final. L'électronique audio et l'électroacoustique doivent traiter des signaux extrêmement complexes, bien loin des sages sinusoïdes et autres signaux rectangulaires qui sont la base de la majorité des essais classiques.

Par exemple, atteindre une bande passante à tomber à la renverse est une satisfaction fabuleuse pour le créateur du circuit, mais ce dernier a-t-il songé aux distorsions d'intermodulation « transitoires » qui vont immanquablement apparaître justement à cause de cette bande passante trop large ?... Distorsion d'intermodulation « transitoire» , dites-vous ? Eh oui ! Elle existe, elle est redoutable et qui plus est extrêmement difficile à mesurer !... C'est pour cela que personne n'en parle... Nous, nous en parlerons dans nos prochains articles et apprendrons à la « museler »... Du moins, je l'espère !

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

Circuits professionnels Kappa Industries

	Qté	Circuits percés et étamés Prix	Total
* Amplificateur Single End à ECL86			
- Carte amplificatrice (2 voies)		12,50 €	
- Carte alimentation		6,10 €	
* Préampli à triodes 5725 (pour home cinéma)			
- Carte à trous métallisés		125,00 €	
* Amplificateur pour écoute au casque			
- Carte de base		28,00 €	
- Carte ECC99		5,70 €	
- Carte12DW7		3,20 €	
- Carte redresseur		3,60€	
* Analyseur audio à 16 voies			
- Carte affichage		9,50 €	
- Carte filtres 8 voies (à trous métallisés)		14,00 €	

Frais de port et emballage ..... 1,60 €

Total à payer _____ €

NOM : .....

PRÉNOM : .....

N° : ..... RUE .....

.....

CODE POSTAL : .....

VILLE : .....

Paiement par CCP ❒ par chèque bancaire ❒ par mandat ❒

libellé à l'ordre de

EDITIONS PÉRIODES

2-12 rue de Bellevue 75019 Paris

Tél. : 01 44 84 88 28

Et si on parlait : « tubes »

12ÈME PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
LES ALIMENTATIONS

Après onze causeries à bâtons rompus au cours desquelles nous avons tenté de comprendre comment fonctionnaient ces curieux composants actifs que sont les tubes électroniques, nous allons tenter (enfin !) de passer de la théorie à la pratique. Ceci en analysant le plus complètement possible le fonctionnement des circuits et en essayant de comprendre à travers l'étude de certains circuits mythiques, dont les audiophiles parlent encore avec des sanglots dans la voix, pourquoi ces engins fonctionnaient et fonctionnent encore aujourd'hui bougrement bien !

Deux observations avant d'entrer dans le vif du sujet. Tout d'abord, nous tenterons d'éviter, dans la mesure du possible, l'approche purement mathématique de certains circuits, essayant de rester le plus près possible de la réalité physique des phénomènes mis en cause. Il est évident qu'il vous est nécessaire de connaître au moins le minimum des règles de l'électricité pure afin de comprendre le comportement de base des résistances, condensateurs, bobines et autres transformateurs, tant en présence de tensions et de courants continus qu'alternatifs. Nous vous rappellerons ces règles de base lorsque cela sera nécessaire. Cependant, je ne saurais trop conseiller à nos lecteurs et amis de replonger sans hésiter dans un manuel d'électricité élémentaire afin de se remettre les idées en place !...

Nous avons déjà évoqué précédemment la seconde observation : **toute notre étude est destinée à l'audio et uniquement à l'audio.** C'est pour cette raison que nous aborderons tout au long de nos causeries l'étude de certains phénomènes rarement, voire jamais abordés dans les ouvrages d'électronique géné-

rale. Il faut en effet bien admettre que le traitement d'un signal audio analogique est certainement, malgré une bande passante limitée, le plus difficile à maîtriser. D'où cette recherche constante et quasi obsessionnelle d'une perfection pratiquement impossible à atteindre. Je m'explique. Reportez-vous à la **figure 1a**, c'est l'oscillogramme de l'attaque d'une note de piano. Vous pouvez constater l'incroyable richesse et complexité du signal à retranscrire. Il s'agit là d'une suite d'impulsions **positives et négatives** qui, avouons-le, n'ont rien à voir avec les sages sinusoïdes ou signaux rectangulaires que nous utilisons pour nos essais. Dans le cas d'un piano, les impulsions sont (à peu près !...) symétriques par rapport à l'axe central. Mais dans le cas de la voix ou d'instruments à vent, les impulsions sont parfaitement dissymétriques (**figure 1b**).

Dans le cas d'un orchestre symphonique (**figure 1c**), le nombre d'impulsions positives et négatives devient parfaitement aléatoire.

À titre documentaire (**figure 1d**), nous avons reproduit le spectre d'un bruit « blanc » qui est utilisé en audio pour certaines mesures très pointues. Le bruit blanc est **le seul** signal artificiel qui se rapproche de la réalité d'un signal audio, **l'enveloppe en moins** (nous verrons plus loin ce que signifie le terme « enveloppe »).

C'est l'aptitude des circuits électroniques à « suivre » cette série d'impulsions positives et négatives sans altération qui rend la science de l'audio électronique si originale et, il faut bien le dire, si complexe. La majorité des circuits électroniques classiques ne sont pas soumis à un tel traitement. En vidéo (**figure 2**), par exemple, bien que la bande passante soit très élevée (de 32 MHz à 64 MHz en haute définition), les impulsions sont rares, sauf en cas de passage brutal du blanc au noir, mais surtout toujours positives ou négatives en fonction du procédé utilisé par rapport au niveau zéro de référence (figure 2).

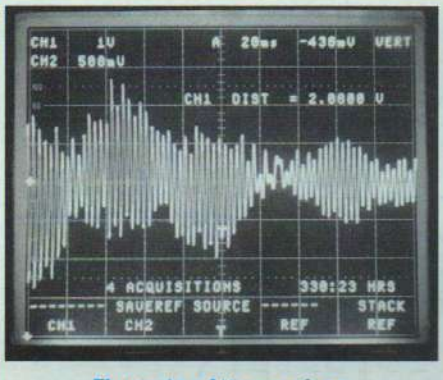


Figure 1a : Attaque piano

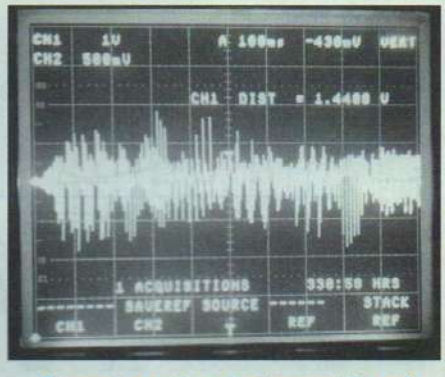


Figure 1b : voix ou instrument à vent

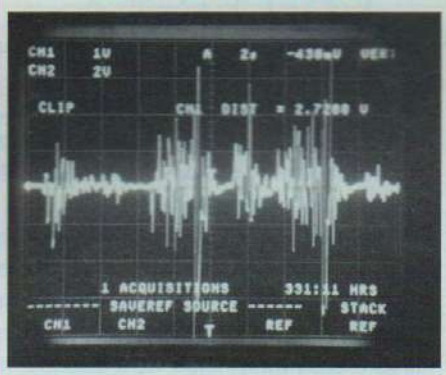


Figure 1c : orchestre symphonique

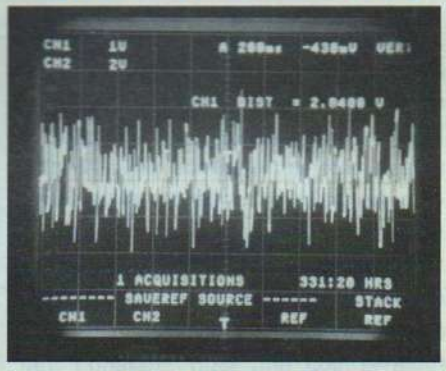


Figure 1d : bruit blanc

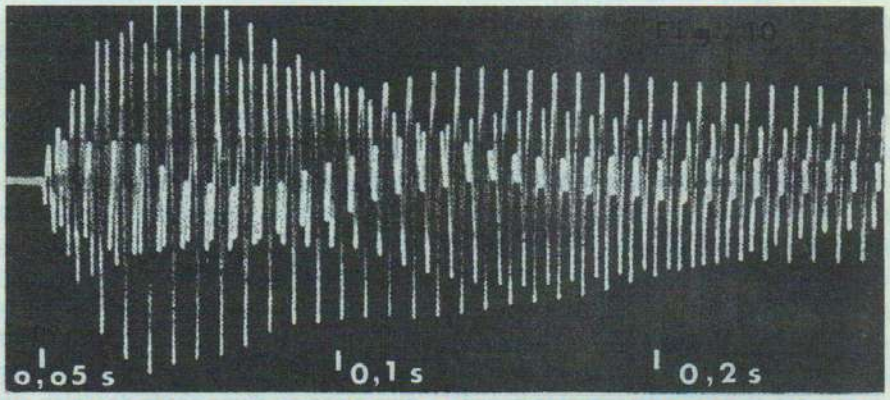


Figure 1e : Cet oscillogramme de l'attaque d'une note de piano (UT2 : fréquence fondamentale 129 Hz) a été réalisé par le professeur Dayton-Miller en 1934

Figure 2 : Signal vidéo

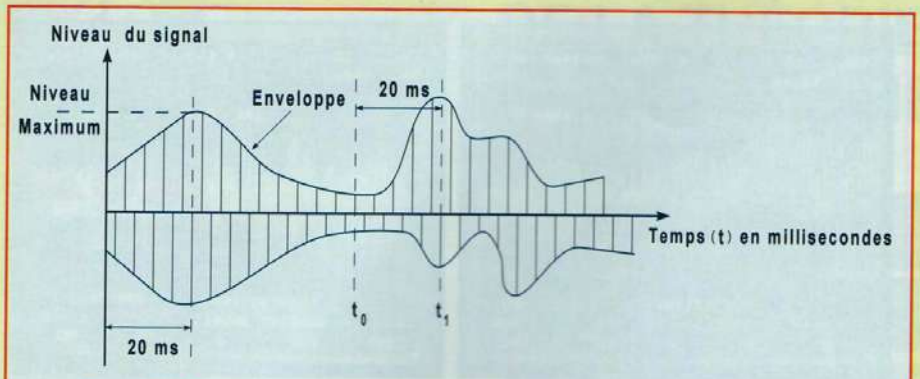


Figure 3 : Courbe enveloppe, elle n'est pas symétrique par rapport à l'axe

Le traitement d'un signal numérique est encore plus simple. Toutes les impulsions ont le même niveau et sont toutes positives ou négatives par rapport au niveau zéro de référence. En radiodiffusion, on traite essentiellement des sinusoïdes modulées soit symétriquement (modulation d'amplitude), soit en fréquence. La difficulté majeure est le traitement des fréquences élevées mises en œuvre.

Le traitement de l'audio, longtemps négligé compte tenu des faibles fréquences mises en jeu, est autrement plus complexe à résoudre. En effet, compte tenu du contenu parfaitement aléatoire du signal qui peut être décliné à l'infini, la modélisation mathématique des phénomènes mis en cause ne peut être qu'approximative, sinon impossible. Ainsi, la démarche principale à tenir en priorité lors de l'étude d'un système audio, en dehors de la lutte relativement aisée contre les distorsions diverses et du respect d'une bande passante honnête, est le respect de la réponse transitoire **positive et négative** de l'ensemble des circuits, ce qui nous conduit à parler de la courbe « enveloppe » du signal.

LA « COURBE ENVELOPPE », C'EST QUOI ?

Si vous vous reportez aux **figures 1a** et **1e** (l'attaque d'une note de piano schématisée en **figure 3**), vous constaterez qu'entre l'instant marqué t0 et l'instant t1, c'est-à-dire au moment où l'amplitude du signal a atteint son maximum, il s'est écoulé environ 20 millisecondes. La grande quantité d'impulsions qui apparaissent entre ce temps 0 et ce temps 20 ms sont appelées « partiels ».

Acoustiquement, ces partiels représentent les harmoniques du son caractéristique du piano. On peut tracer une courbe qui va « envelopper » cette représentation oscillographique de l'attaque du son du piano (figure 3). L'étude mathématique de cette courbe « enveloppe » est extrêmement complexe. Elle fait appel à la relation d'incertitude d'Heisenberg et à la théorie quantique !...

Pour nous, ce qu'il faut savoir est que l'établissement transitoire de tous les sons peut être défini par leur courbe enveloppe. Les sons les plus rapides que nous ayons à transmettre excèdent rarement 15 millisecondes. C'est la durée moyenne de l'enveloppe de l'attaque d'un piano ou d'une corde de violon attaquée par l'archet. L'orgue est le plus lent : de 40 à 50 millisecondes.

Attention ! Il s'agit de **l'enveloppe** de l'attaque, à ne pas confondre avec la richesse harmonique constituée par les partiels contenus dans cette enveloppe d'une fréquence beaucoup plus élevée. Il est d'ailleurs intéressant de constater que la fréquence fondamentale de la note jouée apparaît souvent **après** l'apparition des partiels. C'est le cas des instruments à cordes attaqués par un archet, alors que pour les cordes pincées ou frappées, ainsi que pour les instruments à vent, la fondamentale apparaît rapidement suivie de son train d'harmoniques.

Nous pouvons d'ores et déjà définir à quels critères doit répondre un ensemble électroacoustique digne de ce nom :

1 - Il doit pouvoir « suivre » sans s'effondrer et « récupérer » en moins de 15 millisecondes afin de suivre sans altération les variations de la courbe enveloppe. C'est la réponse « transitoire » du système qui doit être assurée par l'« alimentation » (on y arrive !) et les constantes de temps de tous les organes de liaisons (bobines, condensateurs, transformateurs, etc.). Nous verrons cela plus tard.

2 - Il doit répondre, à l'intérieur de la courbe enveloppe à la succession rapide des partiels sans les altérer. C'est le « temps de montée » qui est essentiellement fonction de la bande passante. **Attention** : ne pas confondre le « temps de montée », qui doit être au minimum de 25 microsecondes pour un appareil haute-fidélité digne de ce nom, et la « réponse transitoire », ce qui n'a rien à voir.

Il est fréquent de lire dans certaines fiches techniques des temps de montée époustouflants et pourtant certains de ces appareils sont parfaitement nuls en termes de transitoires. Ce qui se traduit par un son incolore, inodore et sans saveur. Il faut, en effet, comprendre que la réponse « transitoire » est la capacité dynamique du système, et le temps de montée le pouvoir d'analyser des partiels contenus dans la courbe « enveloppe ».

Ces temps de montée de 25 microseconde minimum correspondent à la montée d'une demi-sinusoïde égale à la demi-longueur d'onde de la fréquence la plus élevée à transmettre : ici 20 000 Hz. Il est évident que si la bande passante du système est supérieure à 20 000 Hz, le temps de montée sera réduit d'autant (ce qu'il est plus facile à calculer qu'à faire !).

3 - Il doit respecter la position des partiels (ou harmoniques) dans le temps. Ce

qui implique un parfait respect de la phase « **relative** » tout au long du spectre sonore à reproduire. C'est un critère très difficile à respecter dès que le signal doit traverser des circuits inductifs ou capacitifs (transformateurs, inductances, filtres divers). C'est un des problèmes majeurs provoqués par les transformateurs d'entrée ou de sortie, les filtres d'enceintes acoustiques et les réglages de tonalité mal calculés. Nous évoquerons ces problèmes tout au long de notre étude.

Avant de passer à la conception de l'alimentation, il me faut insister sur cette caractéristique très particulière que présente la courbe enveloppe de la reproduction sonore : **elle n'est pratiquement jamais symétrique par rapport au niveau zéro.**

Cette asymétrie, qu'il faut toujours avoir présente à l'esprit, va perturber joyeusement le circuit mal étudié. Nous verrons plus tard l'influence pernicieuse de cette asymétrie sur les circuits de couplages capacitifs, mais comme aujourd'hui nous allons parler des alimentations et qu'une alimentation bien étudiée est censée fournir à chaque instant le courant nécessaire au fonctionnement de nos tubes (ou de nos transistors !) sous une tension la plus constante possible, il nous faut évoquer les notions de classe d'amplification. C'est prématuré, mais je vous demande de vouloir considérer pour l'instant comme acquises les affirmations qui vont suivre, étant bien entendu que nous étudierons en détail le problème des classes d'amplification dès que nous aborderons l'étude des circuits proprement dits. Sachez donc dès aujourd'hui que :

- En classe A mono tube, mono transistor, mono Fet ou Mos Fet. C'est le fonctionnement classique de la grande majorité des préamplificateurs et amplificateurs dits « mono triode ». Dans cette configuration, on place le point de repos au milieu de la courbe de transfert des tubes (ou des semi-conducteurs). Reportez-vous aux précédentes causeries traitant de la théorie des tubes. La théorie affirme que la valeur **moyenne** du courant emprunté à l'alimentation est constante : le swing étant **symétrique** par rapport au point de repos du signal à amplifier (**figure 4**). Tout cela est vrai dans le cas d'un **signal périodique** (sinusoïde, signal rectangulaire, triangulaire, etc.). Mais dès qu'il s'agit d'amplifier un **vrai** signal audio, c'est archi-faux. L'asymétrie de la courbe enveloppe, qui peut être très importante, va rendre l'intensité moyenne du courant demandé à l'alimentation continuellement variable. C'est une des causes fréquentes du mauvais fonctionnement des amplificateurs mono triode dont les constantes de temps de l'alimentation ont été mal calculées.

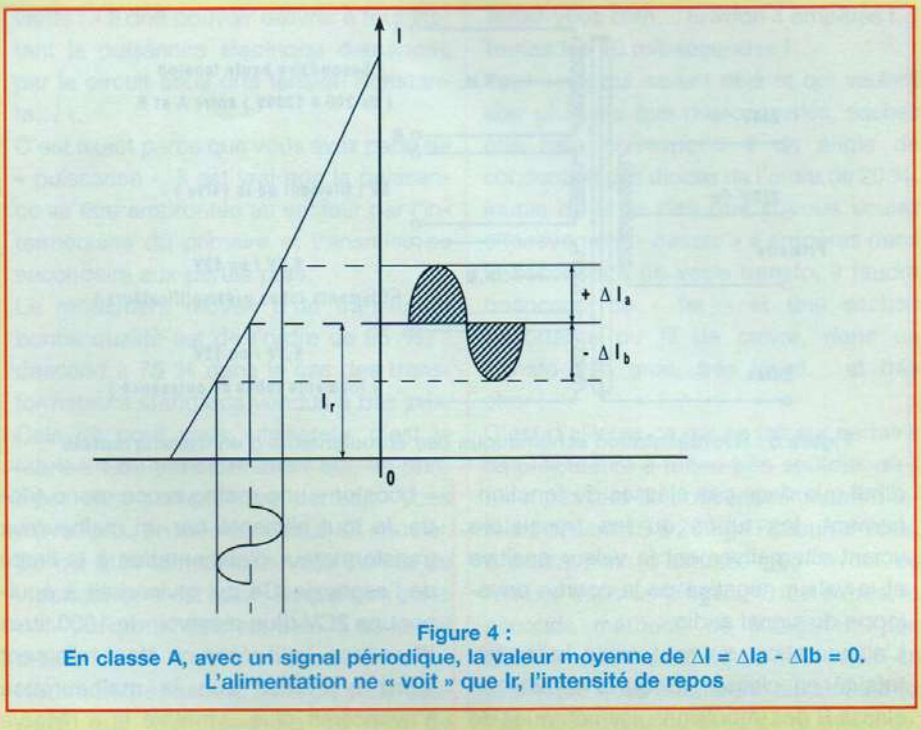


Figure 4 :
En classe A, avec un signal périodique, la valeur moyenne de ΔI = ΔIa - ΔIb = 0. L'alimentation ne « voit » que Ir, l'intensité de repos

D'autre part, dans le cas des amplificateurs de puissance de ce type, on entre très vite dans des zones de courbure de la caractéristique de transfert, ce qui aggrave le phénomène.

- En traitement symétrique du signal en classe A ou en push-pull classe A de puissance. L'asymétrie de la courbe enveloppe n'intervient plus. C'est le seul cas où l'alimentation va délivrer un courant constant, quel que soit le signal (périodique ou audio pur). Un bémol cependant, on démontre (et l'on constate !) que le push-pull classe A dans le cas des tubes de puissance est déconseillé. En effet, vous constaterez lors de l'étude des circuits de puissance que le taux de distorsion augmente lorsque l'on se rapproche de la classe A. Pour les transistors, c'est exactement l'inverse, le fonctionnement en classe A linéarise la courbe de transfert et stabilise la température de jonction. Toujours est-il que le fonctionnement en **pur symétique** (pour les étages préamplificateurs) et en **classe A** (pour les étages de puissance) simplifie énormément la conception de l'alimentation.

- Les classes AB et B

Sans entrer dans les détails (importants !), sachez que la classe AB est utilisée majoritairement dans les étages de puissance push-pull à tubes, plus rarement la classe B. A l'inverse, la majorité des amplificateurs push-pull à transistors fonctionne en classe B, plus rarement en classe AB. Sachez uniquement aujour-

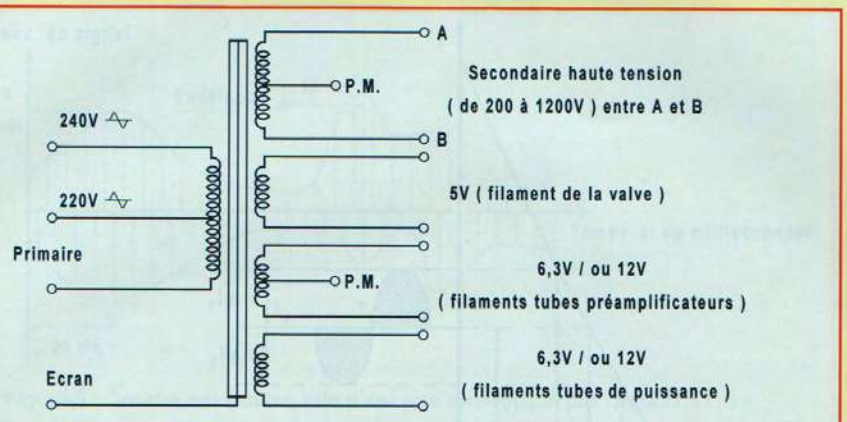


Figure 5 : Représentation schématique des enroulements d'un transformateur

d'hui que dans ces classes de fonctionnement, les tubes ou les transistors voient alternativement la valeur positive et la valeur négative de la courbe enveloppe du signal audio.

L'alimentation devra fournir la quasi-totalité en classe AB ou la totalité en classe B des impulsions asymétriques de courant correspondant aux variations de la courbe enveloppe.

Le courant fourni par l'alimentation va « swinguer » au rythme du signal. C'est la difficulté majeure, car il faudra respecter la constante de temps transitoire maximale de 15 millisecondes, quel que soit l'appel de courant demandé. Ceci afin de lui permettre de récupérer et être prête à fournir à nouveau toute sa puissance à l'impulsion suivante... Tout un programme !

En résumé, même si vous n'avez pas très bien compris les classes d'amplification, ne vous inquiétez pas, nous y reviendrons en détail lors de l'étude des circuits.

Aujourd'hui, nous parlons des alimentations et uniquement des alimentations. Si j'ai insisté lourdement (et je m'en excuse) sur ce point, c'est pour vous faire admettre que l'alimentation d'un montage électronique destiné à l'audio est loin d'être aussi anodine telle que décrite dans certains ouvrages. Combien d'appareils avons-nous vu affublés de condensateurs énormes, histoire d'avoir un « réservoir de puissance » (sic!) pour « booster » une malheureuse mono triode, le tout alimenté par un malheureux transformateur d'alimentation à la limite de l'asphyxie. Ce qui reviendrait à équiper une 2CV d'un réservoir de 1000 litres d'essence, ledit réservoir étant tellement lourd à traîner que la malheureuse n'avancerait plus... malgré la « réserve de puissance ». Trêve de plaisanteries, vous n'avez, pour l'instant, que trois choses à retenir :

1 - L'alimentation est le cœur du circuit que vous allez concevoir. Ses performances sont indissociables de celles du montage mis en œuvre.

2 - Elle doit pouvoir fournir à tout instant son courant maximum sous une tension la plus constante possible.

3 - Son temps de récupération, après avoir fourni une pointe de courant maximum, ne doit jamais excéder 15 millisecondes. En pratique, on fixe le temps de récupération en audio à 10 millisecondes.

Attention, un temps de récupération inférieur à 5 ms peut être plus nuisible qu'utile. C'est le problème causé en **audio uniquement** par certaines alimentations stabilisées **trop rapides**. Nous étudierons ce point lorsque nous aborderons les distorsions dites « d'intermodulation transitoire ».

Et maintenant, jetons-nous à l'eau et voyons un peu ce que doit être l'alimentation basique d'un appareil utilisant des tubes électroniques.

L'ALIMENTATION DE BASE

Le courant fourni par le secteur ne peut pas (sauf dans certains cas particuliers... eh oui !) être utilisé tel quel pour alimenter nos appareils électroniques. Nous nous limiterons ici à l'étude des alimentations destinées aux tubes électroniques, bien que les principes exposés soient rigoureusement les mêmes pour les semi-conducteurs, à la différence des courants et des tensions mis en œuvre. Le premier composant à étudier, et certainement le plus négligé, bien que le plus important est le transformateur d'alimentation.

LE TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

C'est en général le grand oublié parce qu'en principe « ça marche » tout seul... **Grave erreur !** C'est de lui que dépendra le fonctionnement de **toute** l'alimentation.

Tout d'abord, qu'est-ce qu'un transformateur d'alimentation pour montage électronique à tubes ? Comme vous en avez tous vu et qu'il ne s'agit pas ici de se pencher sur la fabrication des transformateurs d'alimentation, nous nous contenterons d'étudier le problème de notre point de vue : celui de l'utilisateur. Ce qui nous concerne au premier chef.

Nous avons représenté en **figure 5** le schéma d'un transformateur théorique pour un amplificateur de puissance. On trouve tout d'abord un enroulement primaire qui peut être raccordé au secteur 220 V ou 240 V (rappelons qu'en France la tension normalisée est de 230 volts ± 10 % à une fréquence de 50 Hertz). Une prise dite « écran » (dans les transfos de qualité) doit être reliée au châssis de l'appareil, ce dernier étant raccordé à la « terre ».

Au secondaire, on va trouver en général un enroulement dit « haute tension ». Cet enroulement est le cœur de notre montage. C'est lui qui, après redressement et

filtrage, fournira les **tensions** nécessaires au fonctionnement de nos tubes (je ne parle pas de **courants** pour le moment... voir plus loin !).
Cet enroulement est parfois muni d'un point milieu (noté « PM » sur le schéma), absolument nécessaire lorsque nous utiliserons une « valve » (diode à vide).
La tension disponible aux bornes de cet enroulement est uniquement dépendante du montage qu'elle devra alimenter. Sachez toutefois que les normes de sécurité internationales limitent cette tension à 1200 volts (2 x 600 V s'il y a un point milieu) pour les appareils destinés au public. N'oubliez jamais que ces tensions sont dangereuses !
Vous trouverez ensuite plusieurs enroulements dits « basse tension » destinés à alimenter les filaments de nos tubes. Ici on peut parler de « courants » (sauf... voir plus loin !).
L'intensité fournie par ces enroulements atteint souvent plusieurs ampères, elle est fonction du type et du nombre de tubes utilisés.
Pour information, sachez que :
- une « valve » alimentée sous 5 volts consomme pour son filament de 2 à 5 ampères.
- un tube « préamplificateur » (12AX7, 12AU7, 6DJ8, etc.) consomme de 0,3 à 0,6 ampère
- un tube dit de « puissance » (EL34, 6550, KT88, 6L6, etc.) consomme de l'ordre de 1 à 2 ampères.
On peut, bien évidemment, multiplier les enroulements secondaires d'un transformateur d'alimentation.
Pour le moment, nous ignorerons tous ces enroulements, à l'exception de l'enroulement « haute tension » que nous « traiterons » afin d'obtenir la tension dite « continue » nécessaire « au fonctionnement » de nos montages.

LES CRITÈRES

À quels critères doit répondre l'enroulement « haute tension » d'un transformateur d'alimentation ? La réponse logique et simple que vous me ferez est la suivante : « Il doit pouvoir délivrer à tout instant la puissance électrique demandée par le circuit sous une tension constante... ».
C'est exact parce que vous avez parlé de « puissance ». Il est vrai que la puissance va être empruntée au secteur par l'intermédiaire du primaire et transmise au secondaire aux pertes près.
Le rendement moyen d'un transfo de bonne qualité est de l'ordre de 95 %, il descend à 75 % dans le cas des transformateurs standards vendus à bas prix. Cela dit pour vous, utilisateur, c'est le fabricant du transformateur qui, en principe, tient compte des pertes... Vous n'avez pas, en théorie, à vous en soucier.
Ce qui était vrai lorsque vous parliez de « puissance » est faux lorsque l'on parle de « courant »! Et c'est bien là où le bât blesse !...
Nous verrons, dans la suite de cette causerie, que tout dépendra du type de redressement et surtout du filtrage que vous adopterez.
Sachez dès maintenant que si vous adoptez la disposition classique du filtrage dit « à condensateur en tête », quasi universellement utilisée de nos jours, l'enroulement secondaire de votre transformateur devra fournir, sous la forme d'une impulsion, toutes les 10 millisecondes (dans le cas d'un redressement double alternance) la totalité du courant consommé par le circuit avec, en plus, **jusqu'à vingt fois la valeur de ce même courant** (avec les valeurs de condensateurs couramment utilisées aujourd'hui!).
Ne vous inquiétez pas, nous examinerons tout cela en long, en large et en travers, dès que nous aborderons les problèmes de filtrage.
Pour vous donner un ordre d'idée, un simple amplificateur de 50 watts, qui va consommer environ 200 mA et équipé (comme c'est la mode aujourd'hui) d'un pont de diodes et d'un « condensateur réservoir » en tête de 470 µF (microfarads) sous une tension de 450 volts, soumettra le secondaire de son transfo d'alimentation à des crêtes de courant de... Tenez-vous bien... Environ 4 ampères !... Toutes les 10 millisecondes !
Pour ceux qui savent déjà et qui veulent aller plus vite que nos causeries, sachez que cela correspond à un angle de conduction des diodes de l'ordre de 20 %.
Inutile de vous dire que si vous voulez effectivement « passer » 4 ampères dans le secondaire de votre transfo, il faudra beaucoup de « fer » et une section importante du fil de cuivre, donc un transfo très gros, très lourd... et très cher !
C'est d'ailleurs ce qui se fait sur certains amplificateurs à tubes très coûteux où il n'est pas rare de trouver des transformateurs pesant 15 à 20 kg ! Rassurez-vous, il existe plein d'astuces pour éviter de tomber dans ce piège... Entre autres, la seconde méthode de filtrage un peu oubliée aujourd'hui appelée « self en tête » que nous étudierons aussi. Sachez dès maintenant qu'avec cette méthode, le transformateur ne verra plus d'impulsions de courant, lequel dépassera rarement 1,5 fois le courant total consommé par l'appareil.
Il nous faut parler maintenant de deux points très importants : le rapport de transformation et la résistance interne.

LE RAPPORT DE TRANSFORMATION ET LA RÉSISTANCE INTERNE

Si vous vous reportez à la figure 5, vous constaterez que le transformateur d'alimentation comporte plusieurs enroulements. C'est le rapport du nombre de spires de l'enroulement primaire par rapport au nombre de spires de chaque enroulement secondaire qui va définir le **rapport de transformation**.
Par convention, c'est toujours le nombre de spires au secondaire sur le nombre de spires primaires qui définit ce rapport.
Le nombre de spires étant proportionnel à la tension, on peut écrire :

$$n = \frac{U\text{secondaire}}{U\text{primaire}} = \frac{N2}{N1}$$

Par exemple, le rapport de transformation d'un enroulement filament fournis-

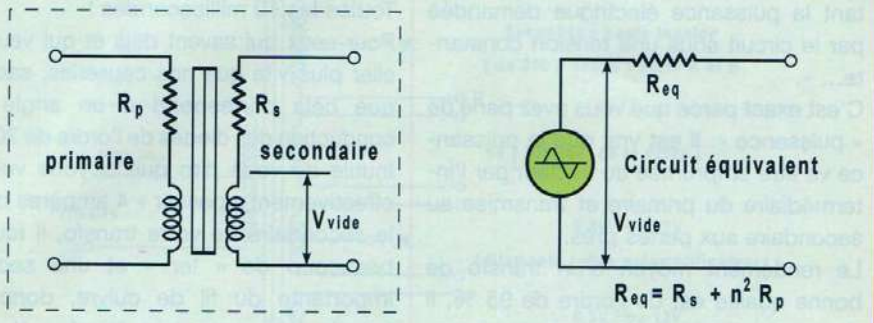


Figure 6 : Calcul de la résistance d'un transformateur

sant 6,3 volts par rapport au primaire 240 volts est de :

$$n = \frac{6,3}{240} = 0,026$$

Ce qui signifie, en pratique, que si vous bobinez 100 spires de fil au primaire, en bobinant 100 x 0,026 = 2,6 spires au secondaire, vous obtiendrez 6,3 volts à vide aux bornes de ces 2,6 spires en alimentant le primaire sous 240 volts.

Dans le cas de l'enroulement haute tension, supposons une HT de 600 volts :

$$n = \frac{600}{240} = 2,5$$

Ce qui signifie que si votre primaire comporte 100 spires, vous devrez bobiner 100 x 2,5 = 250 spires au secondaire pour obtenir une tension **à vide** de 600 volts.

Je précise bien « à vide ». Autrement dit, sans débit car dès que votre transformateur va débiter, il y aura des pertes. Mais comme la finalité de nos causeries ce sont les circuits électroniques, nous laisserons aux fabricants de transformateurs le casse-tête du calcul des pertes !

Cependant, un seul type de pertes nous concerne directement : les pertes dues à la résistance des enroulements.

En **figure 6**, nous avons reproduit schématiquement un transformateur « réel ». Le primaire et le secondaire sont constitués par des enroulements de fil de cuivre d'une certaine longueur. Or, qui dit longueur de fil suppose résistance en ohms de ces conducteurs. On peut considérer les enroulements primaire et secondaire comme deux inductances pures montées en série avec leur résistance propre.

Attention, retenez bien ce qui va suivre car la résistance équivalente du transformateur d'alimentation aura un **effet majeur** sur le respect de la courbe enveloppe du signal sonore que nous traiterons par le jeu des constantes de temps des circuits de filtrage que nous étudierons plus avant.

On démontre mathématiquement que la résistance ohmique équivalente d'un transformateur est égale à la résistance du secondaire, augmentée du produit de la résistance du primaire par le carré du rapport de transformation. Ce qui s'écrit :

$$Req\ (\Omega) = R\ sec\ (\Omega) + n^2 R\ prim\ (\Omega)$$

C'est fondamental et très souvent oublié par les concepteurs d'alimentations pour amplificateurs.

En pratique, comment opérer ?

1 - Tout d'abord, avec un ohmmètre, mesurez la résistance du secondaire haute tension du transfo que vous désirez utiliser. Notez cette valeur Rs

2 - Ensuite, mesurez la résistance du primaire de la même façon : Rp

3 - Raccordez le primaire du transformateur à la source de tension alternative 220/240 volts du secteur. Mesurez cette tension avec votre voltmètre : V1

4 - A l'aide du voltmètre, mesurez la tension au secondaire : V2

5 - Calculez le rapport de transformation

$$\frac{V2}{V1} = n$$

Elevez n au carré : n^2

6 - Appliquez la formule

$Req = Rs + n^2 Rp$

Pour exemple, nous avons mesuré Req d'un transformateur typique utilisé sur un ampli de 2 x 50 W de qualité moyenne, mais de prix très élevé !

On relève :

R secondaire : 14,2 Ω

R primaire : 3,2 Ω

V primaire (secteur) : 228 V

V secondaire (HT) : 430 V

Calcul de n : $\frac{430}{228} = 1,886 \rightarrow n^2 = 3,557$

Req = 14,2 + (3,2 x 3,557) = 25,58 Ω

Pour la petite histoire, sachez que ce malheureux transfo a la détestable habitude de chauffer, de vibrer et, finalement, de griller régulièrement, bien que le secondaire soit prévu par le fabricant pour « encaisser » 0,8 ampère, alors que la consommation HT de l'ampli n'excède jamais 500 mA en crête à pleine puissance.

Nous étudierons en détail ce problème très important et souvent ignoré, cause de bien des dysfonctionnements lors de l'étude approfondie du filtrage.

Il y a bien d'autres problèmes concernant les transformateurs d'alimentation, nous les évoquerons au fur et à mesure de notre étude. En règle générale, un transformateur d'alimentation ne doit jamais être sous-dimensionné. Le courant traversant les enroulements est important, certes, mais les dimensions du circuit magnétique ont aussi une importance fondamentale. Un circuit magnétique mal dimensionné va se saturer lors des crêtes de courant. Cela limitera la casse, mais amènera des harmoniques secteur extrêmement difficiles à éliminer.

Nous n'avons pas parlé de l'alimentation des filaments des tubes, car ici il n'y a

pas d'appels de courant. Ce dernier est stable et le calcul du transformateur est classique, ce qui n'est pas le cas de l'enroulement haute tension.

Dans le cas d'un redressement, afin d'alimenter les filaments en courant continu, toutes les règles que nous définissons pour la haute tension seront valables.

Un dernier mot en ce qui concerne l'intensité dans les enroulements secondaire et primaire. Elle est inversement proportionnelle au rapport de transformation.

Exemple. Sur la figure 5, on connecte le filament d'une valve 5U4 sur l'enroulement 5 V. Le filament de la 5U4 consomme 3 ampères.

Quel sera le courant consommé au primaire 240 volts ?

On écrit que :

$$\frac{Ipri}{Isec} = \frac{Nsec}{Npri} = \frac{Vs}{Vp} = n$$

On peut écrire :

I pri = I sec x n

Calculons n :

$$n = \frac{Vs}{Vp} = \frac{5}{240} = 0{,}02$$

Ipri = 3 x 0,02 = 0,062 ampère

C'est de cette manière que l'on calculera l'intensité totale consommée au primaire du transformateur, en effectuant pour chaque enroulement le calcul du courant secondaire rapporté au primaire.

La somme de tous ces courants sera égale au courant total consommé par le transformateur (aux pertes près, de l'ordre de 5 à 10 %).

Le produit de ce courant consommé par la tension du secteur P = U.I avec :

- P en volt/ampères
- U en volts
- I en ampères

vous donnera la puissance totale de votre transformateur.

Grâce à I, vous pourrez calibrer un fusible de protection (à fusion retardée, nous verrons pourquoi plus tard)... Croyez-moi, c'est souvent utile !!

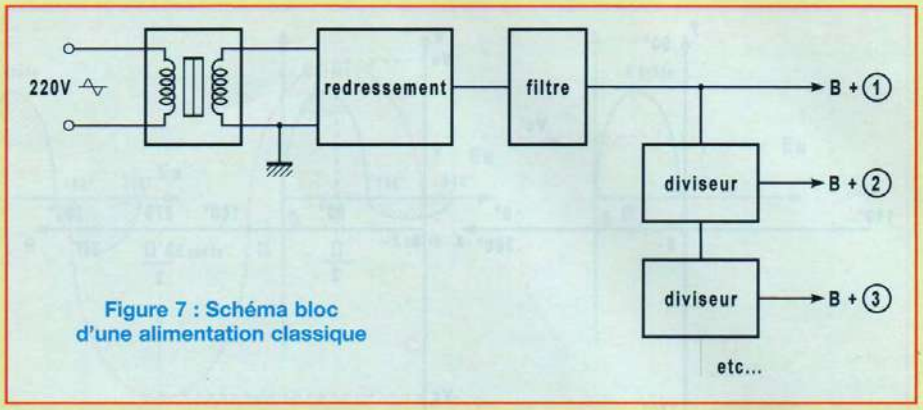


Figure 7 : Schéma bloc d'une alimentation classique

REDRESSEMENT DE LA TENSION ALTERNATIVE FOURNIE PAR LE TRANSFO

Il est bien évident qu'il n'est pas question d'utiliser telles quelles (sauf pour le chauffage des filaments) les tensions alternatives fournies par le transformateur. Jusqu'à preuve du contraire, les tubes, les transistors, les circuits intégrés demandent, pour fonctionner correctement, des tensions dites "continues". Aux origines de l'électronique, on utilisait des batteries qui, par principe même, fournissent une tension parfaitement continue.

C'est d'ailleurs de cette époque lointaine que les Anglo-saxons ont gardé l'habitude de repérer les tensions sur un montage électronique. À l'origine, on utilisait trois batteries : une batterie "A" pour l'alimentation des filaments, une batterie "B" pour la haute tension et, éventuellement, une batterie "C" pour les polarisations négatives. De nos jours, sur certains schémas, on trouve toujours les repères suivants : "B+" pour la haute tension, "C -" pour la tension de polarisation et "A" pour l'alimentation des filaments.

On va donc effectuer quatre opérations qui, bien que distinctes, sont indissociables en termes de performances.

1 - On va élever (ou abaisser) par l'intermédiaire du transformateur la tension alternative fournie par le secteur (220 V/240 V) à une valeur compatible (que nous allons apprendre à calculer) avec le montage que nous utiliserons.

2 - Nous allons "redresser" cette tension afin d'obtenir une tension pulsée toujours positive ou négative en fonction de l'utilisation que nous désirons.

3 - Nous allons " filtrer" cette tension pulsée afin de nous approcher le plus possible d'un pur courant continu.

4 - A l'aide de diviseurs de tension, nous répartirons ces tensions vers les différents sous-ensembles de notre montage.

Le synoptique de la **figure 7** résume cette configuration classique. Les autres méthodes plus ou moins perfectionnées, faisant appel à des alimentations stabilisées ou à découpage, obéissent cependant au même synoptique de base.

Le transformateur d'alimentation va donc vous délivrer sur son enroulement « haute tension » une tension alternative sinusoïdale dont il convient absolument de connaître les caractéristiques. Nous allons les résumer sommairement ici pour ceux qui les auraient oubliées.

La tension sinusoïdale, sa valeur instantanée et sa valeur de crête (figure 8)

On apprend, en électricité élémentaire, que la valeur instantanée (v) d'une tension alternative sinusoïdale est :

v = Vc sin θ où :

- v : tension instantanée
- Vc : tension de crête
- θ : angle en degrés (ou en radians) du vecteur tournant $\overline{Vc}$ avec l'axe Ox (voir figure).

Lorsque le vecteur $\overline{Vc}$ aura effectué un tour complet (de 0° à 360°), on dira qu'il

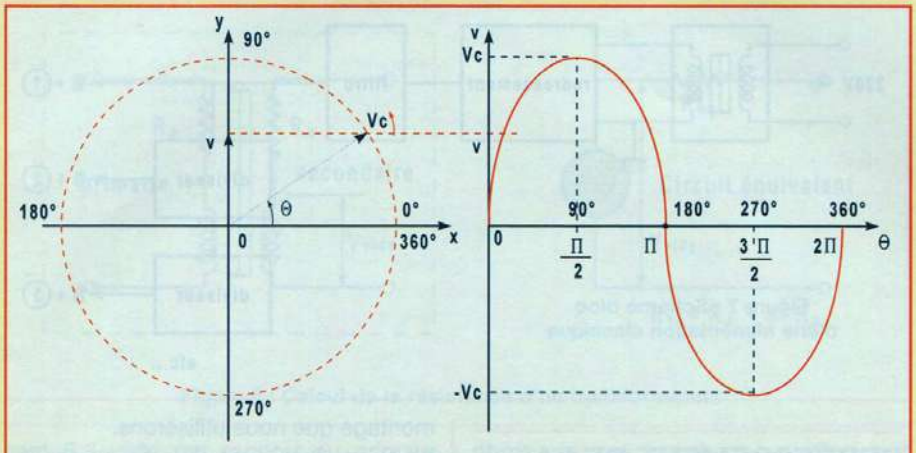


Figure 8 : Le vecteur $\overline{Vc}$ représentant la valeur de la tension de crête « tourne » autour du point O dans le sens inverse des aiguilles d'une montre (sens trigonométrique), la valeur instantanée « v » va croître, passer par un maximum égal à Vc lorsque θ = 90°, décroître, repasser par 0, puis croître à nouveau (en valeurs négatives), chaque instant étant égal à Vc sin θ

a accompli un « cycle » ou une « période » . Plus la vitesse de rotation de $\overline{Vc}$ sera rapide, plus le nombre de « cycles » ou de « périodes » par seconde sera élevé. Ce nombre de « cycles » ou de « périodes » par secondes sera appelé « fréquence ».

Dans les temps anciens, on employait indifféremment les termes « cycles » par seconde ou « périodes » par seconde pour définir la fréquence. Aujourd'hui l'unité de fréquence est le « Hertz » (symbole Hz) du nom du célèbre savant découvreur des ondes dites « hertziennes ».

La tension alternative fournie par le secteur et que nous recueillerons au secondaire de notre transformateur est de 50 Hz, ce qui signifie que la tension instantanée v = Vc sin θ croîtra de 0 à un maximum **positif** à 90°, pour décroître ensuite jusqu'à 0 à 180°, passer par un maximum **négatif** à 270° et revenir à 0 à 360°, ceci cinquante fois par seconde.

Si je me suis appesanti sur ce point, c'est qu'il y a souvent confusion entre les notions : « fréquence », « période » et « cycle » , alors que les trois dénominations désignent exactement la même chose.

Sachez, d'autre part, que la notion de vecteur tournant n'est pas une vue de l'esprit mathématique ! Il faut remonter à la fin du XIX^{e} siècle, lorsqu'on découvrit que si on faisait « tourner » sur son axe un barreau aimanté devant une bobine qui voyait « alternativement » les pôles Nord et Sud de l'aimant, cette dernière développait « alternativement » une tension positive et négative à ses bornes. En dehors du fait qu'on avait inventé « l'alternateur » , on définit à l'époque la notion de « champ tournant »...

Du « champ tournant », on passa au « vecteur champ tournant ». Et comme la tension aux bornes de la bobine était proportionnelle et dépendait intimement du champ, donc du vecteur champ, on imagina le vecteur tournant de tension tel qu'il est représenté **figure 8** et qui est la représentation schématique d'une **réalité** physique et non pas un délire de mathématicien.

La **valeur de crête** du signal est atteinte deux fois par cycle : la première fois, alors que θ = 90°, la seconde fois lorsque θ = 270°. En valeur absolue, la tension crête à crête est donc égale à deux fois la valeur crête de la tension.

Par exemple, si Vc = 100 V, Vcc = 200 V

- Valeur efficace et valeur moyenne de la tension alternative.

Lorsqu'on découvrit les tensions et courants alternatifs, il fallut trouver un système pratique pour pouvoir les quantifier.

On connaissait les tensions et courants continus et leurs effets sur une résistance. Une résistance soumise à une tension U est parcourue par un courant I, la puissance dissipée dans la résistance est :

$$P = U.I$$

- P en watts
- U en volts
- I en ampères

Or, cette puissance est dissipée sous forme de chaleur. Tant que le circuit est alimenté, la quantité de chaleur dissipée est constante. On tenait là un moyen simple de mesure.

En appliquant une tension sinusoïdale aux bornes d'une résistance, la moyenne de la puissance instantanée sur un cycle donne la puissance dissipée **moyenne**. La résistance fournit donc une quantité de chaleur constante, comme si on appliquait une tension continue à ses bornes. D'où la définition suivante :

La tension efficace égale la tension continue qui produirait la même quantité de chaleur dans une résistance parcourue par le même courant.

C'est la tension que vous indique votre voltmètre alternatif ou votre contrôleur universel, bien que nous verrons plus loin lorsque nous étudierons le redressement, ces appareils mesurent en réalité une **valeur moyenne** de la tension redressée, leur cadran ou leur afficheur étant étalonné en « **valeur efficace** » de la tension.

Nous ne vous infligerons pas la démonstration mathématique qui fait appel aux équations différentielles. Sachez que l'on démontre que :

$$V_{eff} = 0{,}707\ V_{crête} \quad \left(0{,}707 = \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$$

C'est fondamental, vous utiliserez cette formule en permanence non seulement

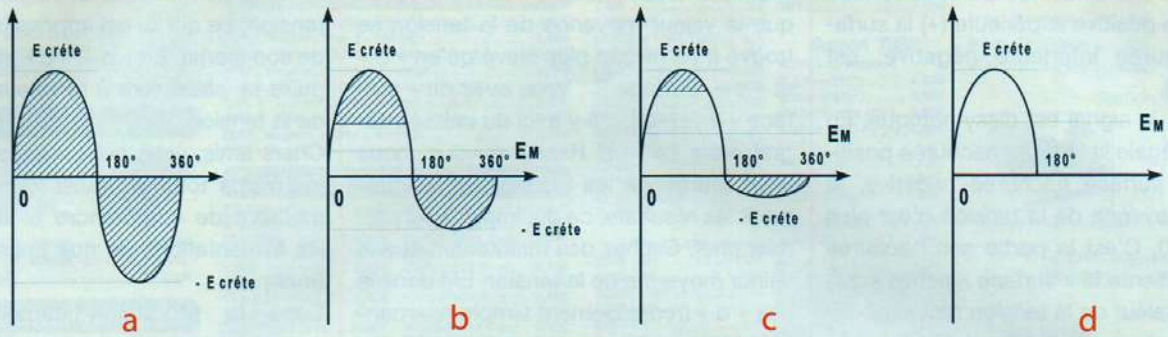


Figure 9 : Valeur moyenne de la tension alternative sinusoïdale

dans le calcul de vos alimentations, mais en règle générale dans tout circuit comportant des résistances parcourues par un courant alternatif sinusoïdal, **quelle que soit sa fréquence**.

À titre d'exemple, lorsque vous mesurez la tension secteur, votre voltmètre vous indique :

Veff = 230 volts

Calculons la valeur de crête de cette tension :

Veff = 0,707 Vcrête

D'où :

$$Vcrête = \frac{Veff}{0,707} = \frac{230}{0,707} = 325 \text{ volts}$$

La valeur crête à crête de la tension secteur est :

Vcc = 2 Vc = 325 x 2 = 650 volts !

C'est pour cette raison qu'il est fortement déconseillé de mettre les doigts dans la prise !

Plus simplement comme

$$0,707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

vous pouvez écrire :

Vcrête = Veff x $\sqrt{2}$ = Veff x 1,414

Dans le cas du secteur :

Vcrête = 230 x 1,414 = 325 volts

C'est fondamental car, tout au long de notre étude, vous constaterez que l'on tient compte en permanence de la tension de crête (pour l'isolement des condensateurs en particulier) et de la tension crête à crête (isolement des transformateurs, tension de claquage des diodes, placement des points de repos sur les caractéristiques des tubes et des transistors, etc.).

Ce qui est valable pour la tension efficace, l'est aussi pour le courant qui traverse une **résistance pure**. On peut écrire :

Ieff = 0,707 x I crête

De même I crête = Ieff x $\sqrt{2}$

Attention ! On précise bien : « **résistance pure** », car vous apprendrez plus tard que le problème se complique lorsqu'il s'agit de circuits inductifs ou capacitifs.

D'ores et déjà, vous pourrez calculer la puissance dissipée dans une résistance parcourue par une tension alternative sinusoïdale en appliquant la formule :

Pw = Ueff x Ieff

- Pw = watts
- U = volts
- I = ampères

N'oublions jamais qu'une résistance parcourue par un courant alternatif sinusoïdal et un courant continu (courant de repos, par exemple) est la « **somme** » des deux puissances dissipées. Ceci est très souvent oublié, même par des constructeurs sérieux !

C'est la cause de bien des appareils « fumés » d'une façon soi-disant incompréhensible !

Un dernier mot concernant les valeurs efficaces : ces formules ne sont valables que dans le cas d'une tension purement sinusoïdale. Tout autre forme de tension (alternative, triangulaire, rectangulaire, etc.) aura une valeur de tension efficace différente.

C'est pour cette raison qu'il est inutile de vouloir mesurer la tension rectangulaire fournie par votre générateur de signaux carrés avec votre voltmètre alternatif, le résultat que vous lirez sera totalement erroné. Il existe des appareils de mesure spécialement étalonnés pour mesurer ces tensions.

VALEUR MOYENNE DE LA TENSION ALTERNATIVE SINUSOÏDALE

En vous reportant à la figure 8, vous constaterez que la valeur moyenne de la tension sur un cycle est **nulle** car le signal est symétrique. Chaque valeur de « v » = Vc sin θ de la première alternance (valeurs positives) est annulée par v = Vc sinθ de la seconde alternance (valeurs négatives).

Cette valeur nulle ne nous sert à rien, me direz-vous ! Détrompez-vous, nous avons déjà évoqué ce fait précédemment (voir figure 4). Mais n'oubliez pas que nous allons étudier les alimentations et nous verrons que dans le cas d'une tension alternative « redressée », la valeur moyenne de la tension a une importance fondamentale.

Sur la **figure 9**, nous avons représenté quatre signaux.

En « a », une sinusoïde pure, la surface hachurée positive supérieure (+) la surface hachurée inférieure négative, est égale à 0.
En « b », le signal est dissymétrique. En rendant égale la surface hachurée positive à la surface hachurée négative, la valeur moyenne de la tension n'est plus égale à 0. C'est la partie non hachurée qui représente la « surface » active positive. La valeur de la tension moyenne EM est indiquée par la ligne pointillée.
En « c », le raisonnement est identique, mais comme la surface inférieure est moins importante, la valeur moyenne EM sera plus importante.
En « d », il ne reste plus que la demi-sinusoïde supérieure...
Ça y est, voici enfin le redressement dit « simple alternance », vous constatez que la valeur moyenne de la tension se trouve à un niveau plus élevé qu'en « b » et « c ». Surface !... Vous avez dit « surface » ?... Aïe !... Il y a ici du calcul intégral dans l'air !... Rassurez-vous, nous vous fournirons les résultats et uniquement les résultats, ce qui importe au premier chef. Sachez dès maintenant que la valeur moyenne de la tension EM dans le cas « d » (redressement simple alternance) est de :

$$E_M = 0{,}318\ E_{crête}$$

C'est la valeur que vous indiquera votre voltmètre « continu ». Le même voltmètre en « a » n'indiquera rien du tout car son équipage mobile essaiera de suivre les déviations, positives et négatives de la tension, ce qui lui est impossible à cause de son inertie. En « b », « c » et « d », l'aiguille se stabilisera à la valeur moyenne de la tension.
Chers amis, vous avez maintenant entre les mains tous les outils qui vous permettront de comprendre et de calculer les alimentations de nos appareils électroniques.
Dans la prochaine causerie, nous apprendrons à redresser et à filtrer la tension alternative fournie par le secteur, en n'oubliant jamais que notre alimentation devra « suivre » au plus près la courbe enveloppe du signal audio.

À bientôt
Rinaldo Bassi

ABONNEZ-VOUS À Led

6 nos par an

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 19 € **AUTRES* : 27 €**

NOM : .....
PRÉNOM : .....
N° : ..... **RUE** .....
CODE POSTAL : ..... **VILLE :** .....

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°.....

* Pour les expéditions «par avion» à l'étranger, ajoutez **8 €** au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque bancaire ❒ par CCP ❒ par mandat ❒

A retourner accompagné de votre règlement à :
Service abonnements, EDITIONS PÉRIODES, 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

13ÈME PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
LES ALIMENTATIONS
LE REDRESSEMENT

On peut affirmer, sans se tromper, que la moitié des performances des appareils audio, qu'ils soient à tubes ou à transistors, est due aux qualités de leurs alimentations. De très nombreux montages, au demeurant parfaitement optimisés, sont « nourris » par une alimentation déficiente, mal calculée ou, à l'inverse, par une « usine à gaz » surdimensionnée en condensateurs de filtrage, souvent affublée d'une stabilisation mal « fagotée », source de sur-oscillations, d'intermodulations transitoires et autres perturbations.

Ces dysfonctionnements ont souvent pour cause une méconnaissance des principes de base qui, lorsqu'ils sont bien compris, peuvent éviter bien des errements. De gros condensateurs de filtrage ? Pourquoi pas ! Mais avez-vous pensé au transformateur et aux redresseurs placés en amont ? Avez-vous songé aux constantes de temps de la courbe enveloppe (lire Cours n°12, *Led* n°185), aux crêtes de sur-intensité, aux harmoniques « secteur » engendrés par le redressement et la saturation des tôles du transformateur à chaque alternance de la tension d'alimentation (ce phénomène entraîne un « crrrrr »... très désagréable dans les haut-parleurs).

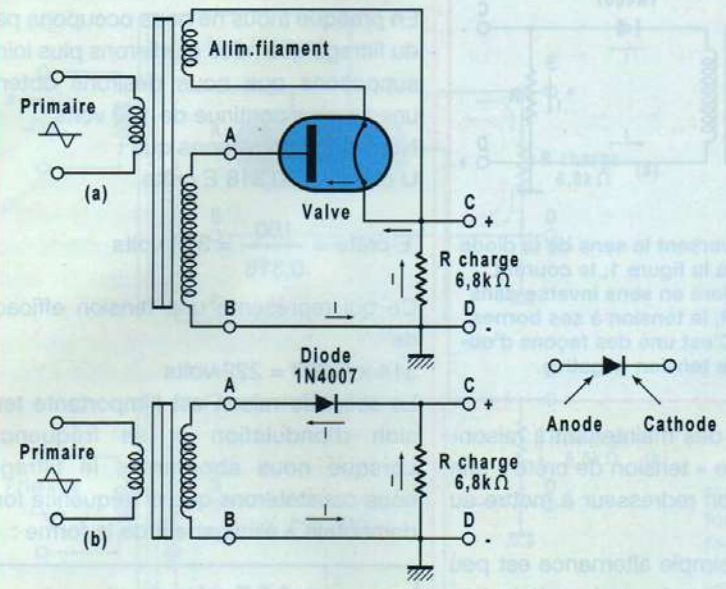
Une alimentation stabilisée ? Pourquoi pas ! Mais avez-vous pensé à sa stabilité ? Avez-vous songé que vous alliez reporter sur cette dernière tous les problèmes posés par le circuit que vous alimenterez et que, pour vous en sortir, l'alimentation deviendra plus complexe (et plus coûteuse !) que le circuit lui-même ?

Attention, ne me faites pas dire ce que je ne veux pas dire... Il existe beaucoup de circuits parfaitement étudiés qui fonctionnent remarquablement bien avec d'énormes condensateurs ou avec des alimentations stabilisées extraordinaires. La clef du succès réside dans le « parfaitement étudiés ». L'alimentation d'un appareil, surtout en audio, fait partie d'un tout indissociable, voilà ce qu'il faut retenir. Une alimentation donnée ne fonctionnera correctement que pour le circuit pour lequel elle a été créée.

L'alimentation universelle n'existe pas, du moins en audio. Ceux qui utilisent des alimentations stabilisées de laboratoire le savent bien, le passage du circuit d'essais à la maquette comportant sa propre alimentation provoque souvent de sacrées surprises ! Il faut donc bien comprendre les phénomènes mis en jeu. Une fois les principes saisis, les problèmes sont résolus ! Sauf imprévus... Et les imprévus existent ! Mais inutile de vous décourager avant d'avoir commencé, plongeons-nous allègrement dans les arcanes du redressement et du filtrage...

DU COURANT ALTERNATIF AU COURANT REDRESSÉ

On emploie ici le terme « courant » car, pour qu'il y ait redressement d'une tension alternative, il faut qu'un courant circule dans le (ou les) élément(s) redres-



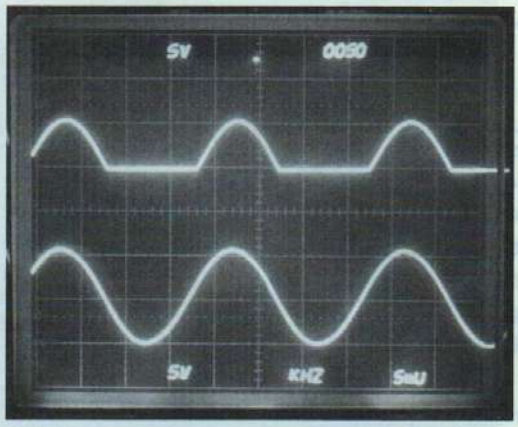


Figure 1: Montage redresseur simple alternance, avec une valve à chauffage direct de type 5U4, 5Z4, 5Y3 en (a) ou avec une diode 1N4007 en (b). Sur l'oscillogramme : en bas, tension alternative entre A et B; en haut, tension redressée aux bornes de la résistance R de 6,8 kΩ

seur(s). On parlera de « tensions continues » lorsque, plus loin, nous étudierons le filtrage. Pour le moment, nous parlerons de « courant redressé ». En ce qui concerne les tensions, nous nous intéresserons essentiellement aux tensions de « crête », ce qui nous sera fort utile pour l'étude du « filtrage ».

Quel sera notre élément redresseur ? Puisque nous parlons tubes, nous pourrons utiliser une « valve » ou « diode à vide ».

Aujourd'hui, l'utilisation de diodes au silicium est universellement adoptée pour le redressement des courants alternatifs. Nous examinerons plus tard les avantages et inconvénients comparatifs de ces deux types de composants. Si vous vous reportez à *Led* n°176, vous vous souviendrez qu'une « valve » ne laisse circuler le courant que dans un seul sens, de la cathode vers l'anode. Une diode à semi-conducteur se comportera exactement de la même façon, à l'exception d'un infime courant inverse, à peine mesurable sur des diodes modernes (ce qui n'était pas le cas il y a une quarantaine d'années, comme le temps passe !). Dans une diode à vide, le courant s'établit dès qu'une tension positive est appliquée sur l'anode. Dans le cas d'une diode au silicium, il existe une tension dite de « seuil » en dessous de laquelle la diode ne conduit pas. Cette tension est de 0,7 volt en moyenne. Cette tension de seuil ne pose problème que si l'on désire redresser de très faibles tensions alternatives, ce qui est le cas en détection radio. Pour nous qui allons redresser des tensions relativement élevées, il nous sera possible de négliger ce 0,7 volt. Aussi, emploierons-nous indifféremment le terme « diode » pour notre étude du redressement et du filtrage.

LE REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE

Il faut bien comprendre ce type de redressement avant de passer à plus complexe. Nous avons représenté en **figure 1** le montage qui permet d'effectuer ce type de redressement, indifféremment avec une diode à vide ou une diode à semi-conducteur. Le fonctionnement est des plus simples à appréhender. Si vous observez la photo de la figure 1, vous constaterez qu'à chaque fois que la tension alternative (courbe du bas) fournie par le transformateur devient négative, le redresseur se bloque et ne laisse plus passer aucun courant. La tension (courbe du haut) que l'on mesure aux bornes de la résistance est le reflet exact de ce phénomène. Le courant qui circule dans la résistance est donc « pulsé ». Les électrons se déplacent dans le même sens, on parle de « courant continu pulsatoire ». Il est évident que nous n'utiliserons pas ce courant tel quel pour alimenter nos « engins » électroniques. Ce que nous désirerons, c'est du vrai courant continu. Ce sera la mission du « filtrage ».

En examinant la photo de la figure 1, vous pouvez remarquer que la tension alternative fournie par le transformateur affiche une tension crête à crête de 10 volts (deux carreaux). Au-dessus, la tension redressée ne conserve plus qu'une demi-alternance, la tension de crête restante sera donc de 5 volts. Si vous connectez votre voltmètre « continu » aux bornes de la résistance, **il vous indiquera la valeur « moyenne » de la tension**, n'oubliez jamais cela ! (voir *Led* n°185).

La valeur moyenne de la tension redressée est de :

$$U\ continu = \frac{U\ crête}{\pi}$$

ou 0,318 E crête

Dans notre exemple, E crête = 5 volts
U continu = 0,318 x 5 = 1,59 volt.
Et le courant ? Il suit bien évidemment la tension. Il y aura un courant de crête et un courant moyen.
D'après la loi d'Ohm, le courant qui circulera dans la résistance R sera de :

$$I\ crête = \frac{E\ crête}{R}$$

$$I\ moyen = \frac{U\ continu}{R}$$

Un ampèremètre continu placé en série dans le circuit vous indiquera « I moyen ».
Il faut bien vous imprégner de ces notions : valeur de crête et valeur moyenne. Cette approche, qui doit devenir instinctive, vous évitera bien des erreurs dans la conception de vos alimentations. Négliger le courant de crête peut être fatal à un transformateur ou à une diode. On verra plus loin que le problème est loin d'être simplifié avec le filtrage... Bien au contraire !
Quant à la tension de crête, elle est fondamentale dès maintenant pour la raison suivante : lorsque la diode est bloquée, c'est-à-dire quand la tension alternative s'inverse, **la totalité** de la tension inverse de crête se retrouve appliquée aux bornes de la diode. Or, si vous vous souvenez de notre cours (*Led* n°176), vous aurez retenu qu'une diode à vide ne peut supporter qu'une tension inverse bien déterminée par construction.
Au-delà, il y a « claquage » et destruction du tube accompagnée d'étincelles bruyantes et d'une lueur bleue du plus bel effet... Le claquage d'une diode au silicium est plus discret, mais tout aussi destructeur. Nous verrons par la suite que le filtrage avec condensateur en tête n'arrange pas les choses, bien au contraire.

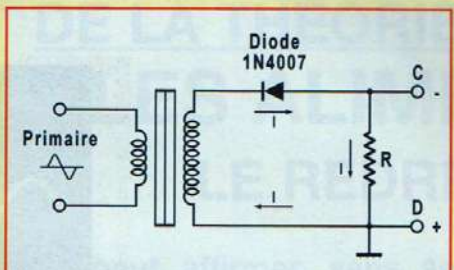


Figure 2 : En inversant le sens de la diode par rapport à la figure 1, le courant redressé circulera en sens inverse dans la résistance R, la tension à ses bornes sera inversée. C'est une des façons d'obtenir une tension négative.

Habituez-vous dès maintenant à raisonner en terme de « tension de crête » afin de choisir le bon redresseur à mettre au bon endroit.
Le redresseur simple alternance est peu utilisé en audio, sauf pour la polarisation des tubes de puissance où le débit de courant est pratiquement nul (après filtrage).
Mais entraînez-vous, réalisez le petit montage de la figure 1, mesurez les tensions et les courants.
Si vous possédez un oscilloscope, apprenez à visualiser les tensions en divers points du circuit afin de vous familiariser aux diverses manipulations de cet appareil indispensable. Une dernière chose avant de passer à la suite : si vous inversez le sens de branchement de la diode, vous « redresserez » la portion négative de la tension alternative. Vous pourrez donc, de cette manière, obtenir une tension négative aux bornes de la résistance, le courant circulant en sens inverse (**figure 2**).

LE REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE

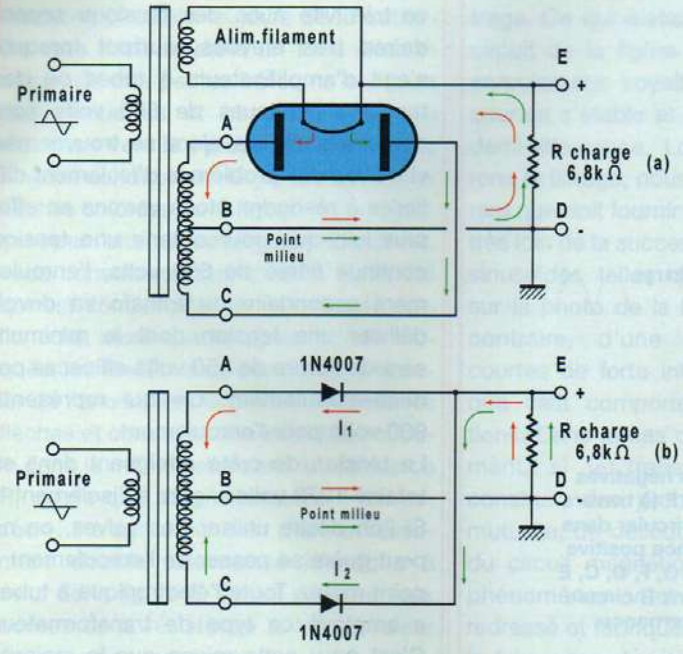
Le redressement mono alternance que nous avons pris pour exemple afin de bien comprendre le mécanisme de redressement est peu utilisé car il présente deux inconvénients majeurs.
Tout d'abord, son redressement qui est faible. En effet, en vous reportant à la figure 1, vous constaterez qu'on élimine une moitié de sinusoïde.
En pratique (nous ne nous occupons pas du filtrage que nous étudierons plus loin), supposons que nous désirons obtenir une tension continue de 100 volts.
Nous nous souvenons que :
U continu = 0,318 E crête

$$E\ crête = \frac{100}{0,318} = 314\ volts$$

Ce qui représente une tension efficace de
314 x 0,707 = 222 volts
La seconde raison est l'importante tension d'ondulation et sa fréquence. Lorsque nous aborderons le filtrage, nous constaterons que la fréquence fondamentale à éliminer est de la forme :

$$0,5\ E\ crête.\sin \omega t$$

suivie de son train d'harmoniques pairs.
Ne vous effrayez pas, vous n'entrerez jamais dans ce type de calcul, mais vous pourrez constater que cette tension d'ondulation est beaucoup plus importante que la valeur de la tension continue qui n'est que de **0,318 E crête**.
De plus, cette fréquence fondamentale dans le cas du secteur à 50 Hz est, elle aussi, de 50 Hz, ce qui va bougrement compliquer les problèmes de filtrage.
C'est pourquoi a été imaginé le redressement double alternance (figure 3).
Dans ce dessein, on va doubler le nombre de tours de l'enroulement secondaire et créer un point milieu qui servira de point de référence aux deux enroulements. En pratique, cela signifie que l'on obtiendra deux tensions alternatives identiques, mais en opposition de phase par rapport au point milieu.
En disposant une diode dans chaque demi-enroulement, on obtiendra deux redressements « simple alternance » qui fonctionneront l'un pour la demi-alternance positive, l'autre pour la demi-alternance négative.
En refermant le circuit à travers la résistance de charge R, celle-ci sera parcou-



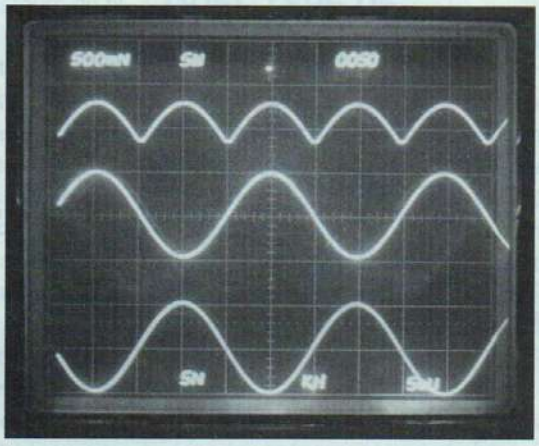


Figure 3 : Montage redresseur double alternace avec transformateur à point milieu. En (a), montage avec valve à chauffage direct; en (b) avec diodes 1N4007. Sur l'oscillogramme : en bas, tension alternative entre A et B; au milieu, tension alternative entre B et C. Ces deux tensions sont en opposition de phase. En haut, tension redressée aux bornes de la résistance R de 6,8 kΩ

rue par un courant pulsé dont la fréquence sera le double de la fréquence de chaque demi-secondaire (pour une fréquence secteur de 50 Hz, le courant pulsé aura une fréquence de 100 Hz).
Ce courant, pulsé toujours dans le même sens, sera donc bien un « courant continu pulsatoire ».
En observant l'oscillogramme de la **figure 3**, où nous avons conservé à dessein les mêmes valeurs de tensions que pour le redressement simple alternance mais en doublant l'enroulement secondaire, nous constatons que les tensions alternatives d'attaque des deux diodes sont bien en opposition de phase, leur valeur de crête étant de 5 volts (10 volts crête à crête).
La tension redressée a, elle aussi, une valeur de crête de 5 volts.
Mais comme nous redressons deux alternances, nous pouvons imaginer d'instinct que la valeur moyenne de la tension va, elle aussi, doubler par rapport au redressement simple alternance. Bravo ! Votre instinct ne vous a pas trompé et sans entrer dans la démonstration mathématique, sachez que la valeur moyenne de la tension que vous lirez sur votre voltmètre continu sera de :

$$\frac{2\ E\ crête}{\pi} \quad \text{soit } 0{,}636\ E\ crête$$

Dans notre cas, avec une tension de crête de 5 volts

$$U\ continu = 0{,}636 \times 5 = 3{,}18\ volts$$

Soit exactement le double de la tension que nous avions mesurée en redressement simple alternance. Retenez bien ce nombre : **0,636**. Il vous sera utile lorsque vous calculerez une cellule de filtrage avec self en tête.

Quels sont les avantages du redressement double alternance ?

Tout d'abord, le courant qui traverse les diodes.
Dans la charge R (figure 3), le courant moyen se calcule de la même façon qu'en simple alternance si le courant de crête est identique, la tension de crête étant la même (5 volts dans notre exemple).

$$I\ crête = \frac{E\ crête}{R}$$

Le courant moyen, lui, sera doublé car U continu a doublé :

$$I\ moyen = \frac{U\ continu}{R}$$

Mais ce qui est intéressant, c'est que les diodes ne vont être parcourues que par la moitié de ce courant, car chaque diode ne conduit que pendant une demi-alternance.
Ensuite, la fréquence. Celle-ci ayant doublé (100 Hz pour un secteur à 50 Hz), la fondamentale à éliminer par filtrage sera plus facile à traiter (fondamentale de la forme 0,425 E crête.cos 2 ωt, suivie de son train d'harmoniques pairs). En double alternance, la tension d'ondulation est inférieure à la tension continue, contrairement au redressement simple alternance.
Du côté des inconvénients, il faut constater que si, en simple alternance, la tension inverse était égale à la tension de crête du signal alternatif à redresser, en redressement double alternance, les

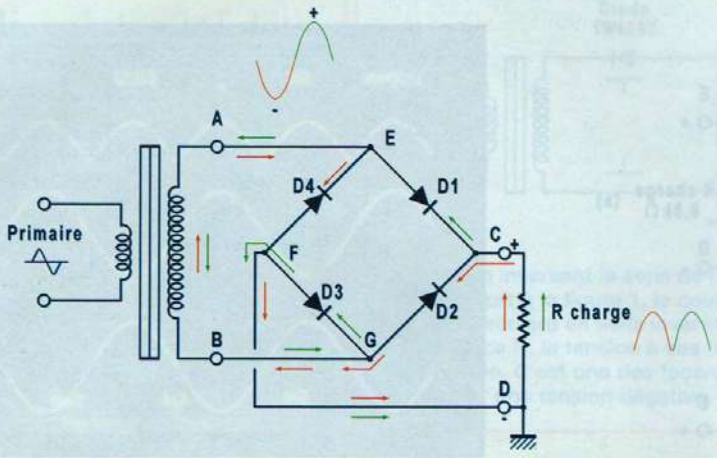


Figure 4 : Redresseur en pont. Pendant les alternances négatives (flèches rouges), le courant va circuler de A vers E, puis F (à travers D4), D1 étant bloquée. D3 étant bloquée, le courant va circuler dans R charge, puis à travers D2 et retour vers B. A l'alternance positive suivante (flèches vertes), le courant va suivre le trajet B, G, F, D, C, E et A, les diodes D4 et D2 étant bloquées. Le courant dans R circule dans le même sens, le redressement est à double alternance.

redresseurs sont soumis au double de cette tension, soit à la valeur crête à crête de la tension alternative. En effet, la diode du haut qui est bloquée « voit » la crête de tension positive au point E (figure 3), ainsi que la crête de tension négative de « son » enroulement au point A.

À l'alternance suivante, la diode du haut devient conductrice et la diode du bas se bloque. C'est au tour de cette dernière de voir une crête positive en E et la crête négative de son enroulement en C. Attention donc, dans le cas d'un redressement double alternance avec transformateur à point milieu, on doit tenir compte de la tension crête à crête d'un demi-enroulement ou, ce qui est plus simple, la tension de crête de la totalité de l'enroulement.

À titre d'exemple, si vous disposez d'un transformateur à point milieu pour alimenter un amplificateur, mesurez la tension entre les deux extrémités de l'enroulement.

Si le transformateur possède deux demi-enroulements aptes à délivrer 300 volts chacun, vous mesurez 600 volts entre les extrémités.

Vous calculerez la tension de crête :

Vc = V efficace x 1,414 = 600 x 1,414
= 848,4 volts

Vous choisirez des diodes dont la tension inverse maximale sera supérieure à 850 volts. Par sécurité, vous adopterez une valve ou des diodes à tension inverse égale ou supérieure à 1000 volts.

À titre indicatif, voici la tension inverse maximale des valves courantes :

GZ32/5Y3 : 1400 volts
GZ34/5U4 : 1500 volts
EZ80 : 1000 volts
6X4 : 1250 volts
EZ81 : 1300 volts

Pour les diodes à semi-conducteur les plus utilisées :

1N4004 : 400 volts
1N4007 : 1000 volts
1N4007KH : 1600 volts
BY255 : 1300 volts
BY269 : 1600 volts

Deuxième inconvénient du redresseur double alternance : le transformateur. Les deux enroulements doivent être rigoureusement symétriques. Fabriquer un bon transformateur à prise médiane est difficile et cher. De plus, on se retrouve très vite avec des tensions secondaires très élevées, surtout lorsqu'il s'agit d'amplificateurs à tubes où des tensions continues de 650 volts sont courantes. On va alors se trouver très vite avec des problèmes d'isolement difficiles à résoudre. Nous verrons en effet plus loin que pour obtenir une tension continue filtrée de 650 volts, l'enroulement secondaire du transfo va devoir délivrer une tension dont le minimum sera de l'ordre de 450 volts efficaces par demi-enroulement. Ce qui représente 900 volts pour l'enroulement.

La tension de crête atteignant dans sa totalité 1270 volts... gare à l'isolement !

Si l'on désire utiliser des valves, on ne peut guère se passer de l'enroulement à point milieu. Toute l'électronique à tubes a employé ce type de transformateur. C'est pour cette raison que la majorité des valves de redressement sont des « doubles valves » comportant deux anodes et une cathode commune. C'est l'avènement des diodes au silicium qui a détrôné ce type d'alimentation au profit du redresseur en pont.

LE REDRESSEUR EN PONT

Il pourrait être envisageable de le réaliser avec des valves à chauffage indirect, mais cette complication (croyez-moi !) n'apporterait pas de bénéfices, bien au contraire. On verra lors de l'étude du filtrage, que le défaut majeur des valves de redressement est leur résistance interne élevée et le courant maximum relativement faible qu'elles peuvent supporter.

Reportez-vous à la **figure 4**. Nous avons représenté un pont classique équipé de diodes au silicium (1N4007 ou autres). Les flèches sont représentées dans **le sens réel** du courant, c'est-à-dire du pôle « moins » vers le pôle « plus », afin de vous habituer à raisonner ainsi lorsque nous aborderons plus tard les circuits à tubes. Ce qui est ennuyeux avec les diodes, c'est que la flèche

indique **le sens conventionnel** du courant. C'est une question d'habitude, les électrons circulent toujours **de la cathode vers l'anode** dans un tube électronique. Or, ces petites bêtes ne sont pas des girouettes et circulent aussi **du « moins » vers le « plus »** dans une diode à semi-conducteur. Si vous suivez les flèches colorées de la figure en commençant par l'alternance négative au point A, vous constaterez que c'est la diode D4 qui est conductrice (de la cathode vers l'anode), alors que la diode D1 est bloquée, les électrons ne pouvant pas circuler de l'anode vers la cathode. Suivez les flèches et constatez que le courant circule dans le même sens dans la résistance R, quelle que soit l'alternance « redressée ». Il s'agit donc bien d'un redressement **double alternance** identique à celui de la figure 3. On va retrouver aux bornes de la résistance la même valeur de la tension moyenne :

Ucc = 0,636 E crête

Ucc pour « tension continue »

Quel intérêt me demanderez-vous ? Il y a deux avantages de taille dans ce type de montage.

Tout d'abord, le transformateur. Ici, plus de point milieu et surtout, pour obtenir une tension continue Ucc aux bornes de R égale à celle de la figure 3, la tension alternative totale à obtenir entre A et B est **la moitié** de celle nécessaire entre A et C de la figure 2. Les conséquences ? Un enroulement secondaire moins encombrant, une tension d'isolement moitié moins élevée et surtout une résistance interne de l'enroulement secondaire moitié plus faible. Ce qui présentera un avantage certain lors du calcul des constantes de temps nécessaires au respect de la courbe enveloppe du signal audio. Nous l'évoquerons lorsque nous étudierons **le filtrage**.

L'autre conséquence pour la santé du transformateur est la suivante : l'enroulement haute tension entre A et B voit en permanence la totalité du courant consommé par R et, on le verra plus loin, par la recharge des condensateurs du filtrage. Ce qui n'était pas le cas dans le circuit de la figure 2 où chaque demi-enroulement voyait alternativement le courant s'établir et se couper à chaque demi-alternance. Lorsque nous étudierons le filtrage, nous verrons que le courant que doit fournir le transformateur est très loin de la succession de sages demi-sinusoïdes telles qu'elles apparaissent sur la photo de la figure 3. Il s'agit, au contraire, d'une série d'impulsions courtes de forte intensité avec tout ce que cela comporte comme perturbations. Dans le cas d'un double enroulement, si le transformateur est mal construit, des problèmes d'inductance mutuelle, de déséquilibre à la saturation du circuit magnétique et bien d'autres phénomènes vont altérer le courant redressé et fabriquer des harmoniques à la fréquence du secteur très difficiles à éliminer par le filtrage et qui se dilueront dans les circuits, altérant la pureté du signal audio.

L'autre avantage du pont concerne directement les diodes. Si vous examinez la figure 4, vous constaterez, en suivant les flèches rouges, que lors du redressement de l'alternance négative, les diodes D4 et D2 fonctionnent en série (D4 → R → D2). À l'alternance positive, D3 et D1 sont aussi montées en série (D3 → R → D1).

Si le courant total qui traverse les diodes est le même, il en va tout autrement en ce qui concerne la tension inverse aux bornes de ces diodes. Elle est égale à **la moitié** de la tension crête à crête de la tension alternative.

Comme dans le redressement simple alternance (figure 1), on dimensionnera les diodes en considérant que :

E inverse max = E crête

Alors que dans le redressement double alternance de la figure 3, la tension inverse aux bornes des diodes était du double.

QUEL TYPE DE REDRESSEMENT CHOISIR ?

Le redressement simple alternance

Nous verrons, lorsque nous étudierons le filtrage, que ce type de redressement est utilisé lorsque le débit demandé à l'alimentation est nul ou pratiquement nul. C'est le cas des alimentations de polarisation des tubes de puissance où la consommation de courant est nulle par principe (pas toujours !).

Le redressement double alternance avec transformateur à point milieu

Il est absolument obligatoire si vous désirez utiliser des valves. La majorité d'entre elles, en utilisation audio, sont biplaques et ont été créées spécialement pour ce type d'utilisation. On peut affirmer sans se tromper que la majorité des amplificateurs et préamplificateurs de la grande époque du tube étaient alimentés de cette manière. À l'arrivée des diodes au silicium dans les années soixante, on continua à utiliser le redresseur double alternance avec transformateur à point milieu par habitude et aussi pour des raisons de prix de revient. À cette époque, une paire de diodes coûtait bien plus cher que les valves classiques. C'est de cette période que date la mauvaise réputation des diodes en audio. Il faut bien avouer que ces composants étaient bien moins robustes que les tubes. Leur courant inverse était relativement important, ce qui était une source de bruit. Quant à la tension inverse qu'elles pouvaient supporter, elle était bien inférieure à celle des valves, d'où une multitude de problèmes.

Aujourd'hui, ces défauts de jeunesse sont non seulement résolus, mais la robustesse des diodes actuelles et leurs performances sont bien supérieures à celles des valves. Leur faible résistance interne (de l'ordre du centième de la résistance interne des valves à vide) permet des performances en terme de courant inimaginables il y a encore quelques

années. Ce qui, malheureusement, a entraîné certains excès dans la conception des alimentations en terme de filtrage. Nous l'analyserons dans notre prochain cours.

Aujourd'hui, c'est le pont de diodes qui est universellement utilisé par la grande majorité des concepteurs d'amplificateurs à tubes. Ce qui a permis de s'affranchir du transformateur à point milieu. Bien utilisé, il permet la construction d'amplificateurs à tubes de très grandes puissances.

Il y a cinquante ans, on était dans l'obligation de faire fonctionner des tubes 5U4 en parallèle pour alimenter ce type d'amplis. Sur certains appareils de très fortes puissances, on utilisait des valves à vapeur de mercure dont la résistance interne était très proche de celle d'une diode au silicium. Il était exclu de construire des ponts de valves dans ces années-là avec des diodes à chauffage direct. Cela aurait demandé autant d'enroulements séparés pour le chauffage des quatre valves.

Cela dit, l'utilisation des valves pour des préamplificateurs ou des amplificateurs de petites puissances présente des avantages certains, surtout les valves à chauffage indirect (GZ32, GZ34, GZ37, EZ80, EZ81, 6X4). Ces dernières permettent de faire « monter » la haute tension appliquée aux circuits très graduellement grâce au chauffage temporisé du filament, évitant ainsi le traumatisme provoqué par l'application brutale et instantanée de la haute tension à l'ensemble des circuits. Il faut savoir que ceci néanmoins est caractéristique de la réponse instantanée des valves à chauffage direct (5Y3, 5U4, 5T4) et des diodes modernes au silicium.

Rendez-vous à la prochaine causerie au cours de laquelle nous étudierons les problèmes du filtrage qui, en audio, sont moins simplistes qu'il n'y paraît.

Rinaldo Bassi

Et si on parlait tubes...

En 11 cours, apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque bancaire ❒ CCP ❒ mandat - Union européenne : règlement uniquement par mandat postal

A retourner accompagné de votre règlement à : EDITIONS PÉRIODES 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

Et si on parlait : « tubes »

14EME PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
LES ALIMENTATIONS
LE FILTRAGE

S'agissant d'un cours destiné à l'utilisation des tubes en audio, nous aurions pu, par paresse, évoquer succinctement les problèmes de l'alimentation de nos montages électroniques, tels qu'ils sont habituellement développés dans les trois quarts des ouvrages spécialisés. Sans critiquer les travaux de nos petits camarades, il faut bien constater que les deux ou trois pages habituellement consacrées aux alimentations passent sous silence un grand nombre de phénomènes dont la méconnaissance peut entraîner des résultats catastrophiques en audio.

Si vous désirez réaliser un chargeur de batteries, une alarme, un circuit numérique, un circuit vidéo destiné uniquement à l'image et, en règle générale, tout circuit électronique non destiné à la reproduction fidèle du son, vous pouvez vous contenter des quelques formules élémentaires habituellement utilisées sans trop vous poser des questions. En faisant suivre l'alimentation de base par des circuits régulateurs et stabilisateurs de nos jours faciles à manipuler, vous obtiendrez des résultats parfaits... sauf en audio ! Pourquoi ? Tout simplement parce que toute perturbation, quelle qu'elle soit, introduite par l'alimentation, va immanquablement être injectée dans votre circuit et aura une incidence non négligeable sur le résultat final. Ceci est valable pour toutes les électroniques destinées à l'audio, qu'elles utilisent des tubes ou des semi-conducteurs. C'est pour cette raison que tout au long de l'étude et l'analyse du filtrage, nous vous signalerons les perturbations typiques qu'il vous faudra éviter comme la peste... Vous êtes prêts ? Allons-y !

POURQUOI FILTRER ?

Si vous vous reportez à notre précédent cours (*Led* n°186), vous constaterez que, quel que soit le procédé de redressement utilisé (simple alternance, double alternance, avec transformateur à point milieu ou en pont), le courant qui circule dans la charge sera un courant continu pulsatoire. Il donnera naissance, aux bornes de ladite charge, à une tension continue pulsée dont la valeur est la valeur moyenne de la tension (lire *Led* n°185) et dont seule la fréquence passera du simple au double en fonction du type de redressement choisi. En Europe, le secteur fournissant une tension alternative de 50 Hz, la tension pulsée sera de 50 Hz en mono alternance et de 100 Hz en redressement double alternance.

Nous verrons plus loin qu'il est plus aisé de filtrer une tension à 100 Hz qu'une tension à 50 Hz. Plus la fréquence est élevée, plus le filtrage en est facilité. En aviation, la fréquence utilisée atteint 400 Hz. Dans une alimentation dite « à découpage » (terme souvent impropre), la fréquence à filtrer peut atteindre plusieurs kilohertz.

Il est évidemment exclu d'utiliser telle quelle cette tension pulsée. Par exemple, une alimentation haute tension qui fournirait une tension continue affectée d'une ondulation de 10 % (soit, par exemple, 25 volts pour une haute tension de 250 volts) serait parfaitement intolérable en terme de « ronflement » en utilisation audio.

On définira la pureté d'une alimentation par le terme « facteur d'ondulation ». Ce facteur d'ondulation (*ripple factor* en anglais) sera le rapport entre la tension effective de l'ondulation et la valeur moyenne de la tension continue utilisable, ce qui s'écrit :

$$\text{Facteur d'ondulation} = \frac{\text{Veffective de la composante alternative}}{\text{Ucontinue moyenne}}$$

Ce facteur d'ondulation s'exprime souvent en pourcentage de la tension continue utilisable :

η % = facteur d'ondulation x 100

La valeur effective de la tension d'ondulation est difficile à calculer. Elle fait appel à ce que les mathématiciens appellent les « séries de Fourier ».

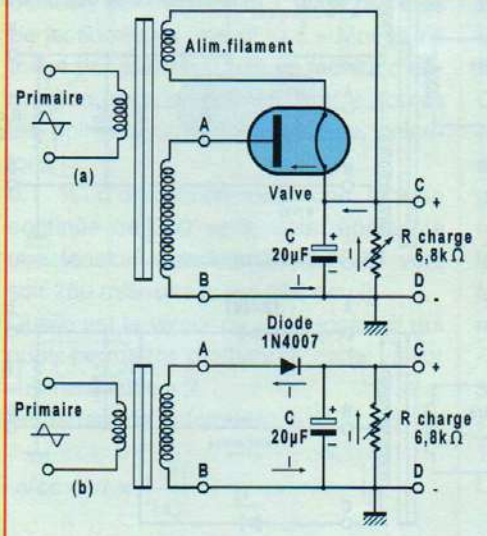
À titre indicatif, sachez que le pourcentage d'ondulation sans filtrage d'un redressement simple alternance est d'environ 121 % (voir figure 1, cours n°13, *Led* n°186). Pour un redressement double alternances, il est d'environ 48 % (voir figure 2, *ibid.*).

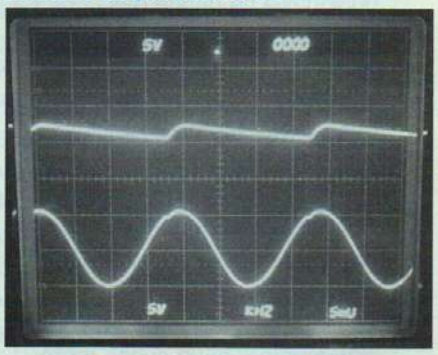
Rassurez-vous, nous apprendrons à calculer le facteur d'ondulation dans les pages suivantes en fonction du courant qui doit être fourni par l'alimentation, ce qui est très simple.

Il est bien évident que 121 % d'ondulation, voire 48 %, seraient absolument intolérables pour l'alimentation de nos délicats circuits audio et surtout nos délicates oreilles. C'est pourquoi nous allons filtrer. Nous étudierons les quatre types de filtrages couramment utilisés :

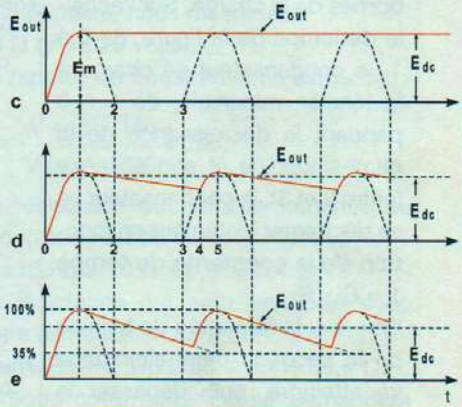
1) Filtrage par simple capacité.
2) Filtrage par résistance et capacité.
3) Filtrage avec condensateur en tête (filtrage en π).

Figure 1 : Filtrage d'une tension redressée simple alternance





En bas : tension non redressée
En haut : tension redressée et filtrée



• En c : si la résistance de charge est supprimée, le condensateur C se charge à la valeur de crête de la tension redressée.
• En d (et oscillogramme) : à chaque demi-alternance, lorsque la diode est bloquée (tension inverse), le condensateur alimente seul la charge. Edc est la valeur moyenne de la tension redressée, filtrée.
• En e : si on diminue R charge, le courant augmentant, le condensateur se décharge plus profondément. La tension continue qui est la valeur moyenne de la tension redressée diminue.
Le facteur d'ondulation augmente.

4) Filtrage avec self en tête.

Commençons par le premier, le plus simple, le plus répandu et malheureusement celui qui engendrera le plus de problèmes !

FILTRAGE PAR SIMPLE CAPACITÉ

En **figure 1**, nous avons reproduit le schéma de base d'un redresseur simple alternance, auquel nous avons connecté un condensateur C en parallèle sur la charge. Pour l'instant, nous allons supposer qu'il s'agit d'un circuit idéal, c'est-à-dire que nous considérons les résistances internes du transformateur et de la diode comme négligeables.

La résistance de charge étant la résistance équivalente du circuit que vous avez à alimenter, on définira l'efficacité de ce type de filtrage de la façon suivante :

- elle dépend de la constante de temps de la décharge du condensateur dans la charge R qui est égale au produit de :

$T = C \times Rc$

(C en farads, R en ohms, T en secondes).

Tout d'abord, déconnectons la charge Rc du circuit, seul le condensateur reste en fonction. La **figure 1c** représente le phénomène. Comme nous avons supposé un circuit idéal, non résistif, le condensateur va se charger au maximum de tension dès la première alternance.

Il le restera. Puisque nous avons supprimé la charge, il n'y a aucun débit, la tension continue se fixe à la valeur de crête de la tension redressée. La charge étant en effet infinie, la constante de temps est infiniment grande. D'autre part, le condensateur ne peut en aucun cas se décharger à travers la diode et le transformateur, la diode étant un barrage total au courant inverse. C'est le filtrage idéal. La valeur de la tension continue est maximale, le facteur d'ondulation est nul, la tension est **vraiment** continue. Sauf

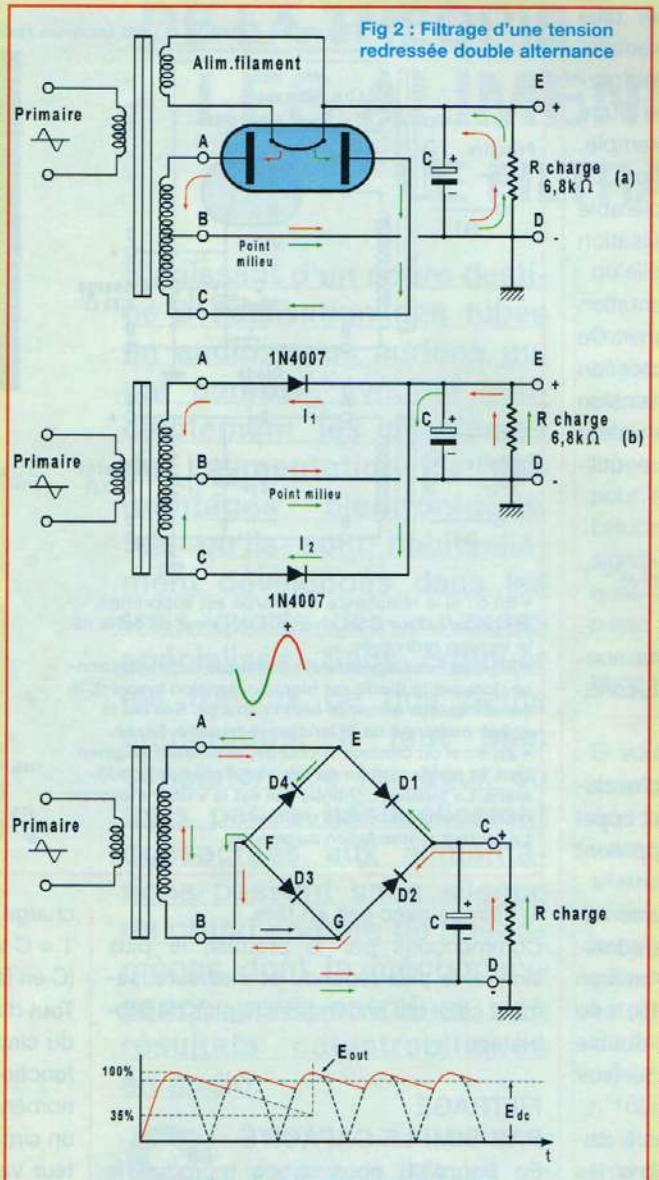
qu'elle ne sert strictement à rien puisqu'elle ne débite pas... sauf dans un cas : la polarisation en tension continue sans aucun débit des grilles de commande des tubes dans certains circuits que nous étudierons ultérieurement. Si nous connectons la résistance de charge, le courant va circuler dans le circuit... et tout va changer.

En « d » de la figure 1 et sur l'oscillogramme, nous avons représenté la forme de la tension aux bornes de la charge. Sur l'échelle de temps de la figure, de 0 à 1, le condensateur se charge à la tension maximale, de 1 à 3 pendant la décroissance de la demi-sinusoïde et son absence (entre 2 et 3), le condensateur va se décharger lentement en fonction de la constante de temps T = C x Rc.

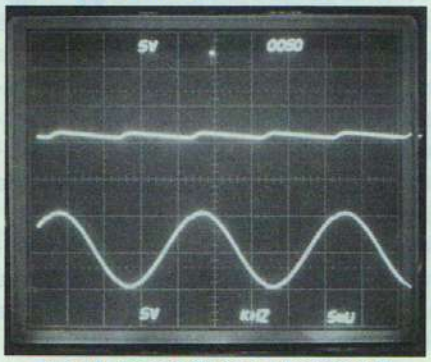
En « 4 », la remontée de tension de la seconde demi-alternance va atteindre, puis dépasser la tension stockée par le condensateur. Ce dernier va se recharger entre 4 et 5, puis le cycle recommencera. Il est important de savoir, qu'entre 1 et 4, c'est le condensateur **seul** qui alimentera la source en courant. Le transformateur et le redresseur ne fourniront du courant **qu'entre 4 et 5 pour recharger le condensateur et alimenter Rc.** Nous verrons plus loin que ceci est la cause de bien des déboires et des catastrophes !

Si le courant dans la charge augmente (pour ce faire, diminuons la valeur de la charge), le condensateur se déchargera plus rapidement (courbe e). En effet, la constante de temps T = C x Rc diminuera, la tension continue Edc (valeur moyenne) diminuera d'autant et le facteur d'ondulation augmentera.

Fig 2 : Filtrage d'une tension redressée double alternance



Cycle de filtrage double alternance



En haut : tension filtrée aux bornes de R
En bas : tension alternative non redressée

En première conclusion, on observera que, **plus** le courant dans la charge augmente, **moins** le filtrage est efficace. **Plus** le facteur d'ondulation s'accroît et **moins** la valeur moyenne de la tension continue est importante.

Le fait d'utiliser un redressement double alternance minimise ces effets sans les supprimer. Les avantages sont les suivants : les alternances étant doubles, le condensateur se recharge deux fois plus rapidement, le facteur d'ondulation est réduit d'autant et la composante continue est beaucoup plus élevée (**figure 2**).

On utilisera le redressement simple alternance avec condensateur dans le cas de débits faibles ou nuls. Le redressement double alternance en pont avec condensateur est, de nos jours, le procédé de filtrage le plus utilisé. Le condensateur est souvent appelé « condensateur réservoir » par analogie hydraulique.

FILTRAGE AVEC CONDENSATEUR

Ce qui nous importe est de :

- Conserver une tension continue la plus élevée possible en fonction du courant consommé par la charge.
- Garder une tension d'ondulation la plus faible possible malgré la consommation de courant puisque nous venons de constater que la tension d'ondulation augmente avec le courant consommé par la charge.

Le raisonnement mathématique prend en compte le temps de décharge du condensateur dans le circuit et la valeur de la différence de tension durant ce temps « t ». La formule finale extra simple qui vous permet de calculer la valeur crête à crête de l'ondulation est la suivante :

$$\text{Vcc ond} = \frac{\text{I ch}}{\text{f.C}}$$

Vcc ond : Tension d'ondulation crête à crête en volts.
Ich : Courant continu dans la charge en ampères;
f : Fréquence d'ondulation en Hertz.
C : Capacité en Farads.
Attention aux unités !
Comme vous pouvez le constater, la tension d'ondulation ne dépend **que de la valeur du condensateur**, du courant consommé par la charge, de la fréquence de la tension redressée (100 Hz en double alternance et 50 Hz en simple alternance pour une alimentation secteur). Cette tension est **absolument indépendante de la tension continue**.
Supposez une alimentation continue de 1 000 volts (dangereux !) alimentant une charge consommant, disons, 200 mA. Nous avons calculé la valeur du condensateur et nous obtenons une tension d'ondulation de 10 volts, ce qui représente une ondulation de 1 %. Nous gardons la même valeur de condensateur pour une alimentation de 100 volts avec une charge consommant, elle aussi, 200 mA. Eh bien, **la tension d'ondulation sera exactement la même**, soit 10 volts. Ce qui représentera une ondulation cette fois de 10 %... Le moins que l'on puisse dire, c'est que « cela va ronfler » !
Pour éclaircir le problème, choisissons un exemple.
Nous devons alimenter un amplificateur sous 250 V, sachant que ce dernier consomme au maximum 300 mA et que l'on dispose d'un condensateur de 220 µF. Quelle sera la tension d'ondulation ? Nous employons un redressement double alternance tel le pont de la figure 2.
La tension d'ondulation sera de :

$$\text{Vcc ond} = \frac{\text{I ch}}{\text{f.C}} = \frac{0{,}300}{100.0{,}000220} = 13{,}63\ \text{V}$$

Soit un pourcentage d'ondulation de :

$$\frac{\text{Vcc ond}}{\text{U continu}}.100 = \frac{13{,}63}{250}.100 = 5{,}45\%$$

Bon, c'est vrai, quelque 13,63 volts d'ondulation sont excessifs ! Vous qui êtes perfectionnistes, me direz : « Moi, je ne tolère pas plus de 0,1 % de facteur d'ondulation pour mes montages ! ». Toutes les opinions étant respectables, calculons !
0,1 % d'ondulation pour une tension continue de 250 volts, cela représente une tension d'ondulation de 0,25 volt, soit 250 millivolts (c'est très peu !).
Quelle est la valeur du condensateur qui nous permettra d'atteindre cette valeur « remarquable » ?
En partant de la formule :

$$\text{Vcc ond} = \frac{\text{I ch}}{\text{f.C}}$$

Il vient :

$$C = \frac{\text{I ch}}{\text{f.Vcc ond}} = \frac{0{,}300}{100.0{,}25} = 0{,}012\text{F}$$

Soit 12000 µF... Aïe !
On connaît des fous qui se sont lancés dans ce genre d'aventure, ils ne sont plus là pour en parler, paix à leur âme...
Une batterie de condensateurs de 12 000 µF chargés sous 250 volts, cela vous tue un bison sans hésitation !
Trêve de plaisanteries, vous avez réduit vos prétentions et comme vous avez dégotté un condensateur de 2200 µF isolé à 350 volts que vous avez, par ailleurs, payé très cher (c'est gros, lourd et encombrant !), vous décidez d'en équiper votre alimentation.
La tension d'ondulation sera de :

$$\text{Vcc ond} = \frac{0{,}300}{100.2200.10^{-6}} = 1{,}36\text{V}$$

Soit un pourcentage d'ondulation de :

$$\eta = \frac{1{,}36}{250}.100 = 0{,}54\%$$

Vous êtes satisfait, vous êtes « bien filtré », votre gros condensateur est rassurant, plein d'énergie... Je suis désolé, mais vous avez tout faux !
Votre amplificateur sonnera comme une vieille savate molassonne, car vous n'avez pas respecté la courbe enveloppe du signal audio (lire *Led* n°185).
En effet, jusqu'à présent, nous avons toujours supposé que notre transformateur et nos redresseurs étaient parfaits. Ce n'est malheureusement pas le cas. Nous avons utilisé un pont de diodes au silicium. Nous pouvons, c'est vrai, négliger leurs résistances internes, mais ce n'est pas le cas pour le transformateur, loin de là ! (*Led* n°185).
Mesurons la résistance de notre transformateur :
- au secondaire, nous avons :
50 Ω (V = 180 volts)
- au primaire, nous mesurons :
10 Ω (V = 220 volts).
Le rapport de transformation est de :

$$\eta = \frac{\text{V sec}}{\text{V prim}} = \frac{180}{220} = 0{,}8$$

La résistance du primaire ramenée au secondaire est de :
$R = n^2.Rp = 10\ \Omega \times 0{,}8^2 = 6{,}4\ \Omega$
La résistance qui sera **en série** avec notre alimentation sera donc de :
$Req = Rs + n^2.Rp = 50 + 6{,}4 =$ **56,4 Ω**
Lorsque notre amplificateur demandera une impulsion de courant de 300 mA (ce pourquoi nous avons calculé l'alimentation) correspondant, par exemple, à une attaque de piano, notre condensateur réservoir de 2200 µF fournira instantanément le courant nécessaire... en perdant une partie de sa charge. Il lui faudra donc se recharger rapidement (en moins de 15 millisecondes, lire *Led* n°185).
Or, la résistance de 56 Ω du transformateur, montée en série dans l'alimentation, va intervenir et freiner la recharge.
La durée de cette recharge est appelée la « constante de temps de l'ensemble résistance/condensateur ».
Cette constante de temps est égale au produit de la résistance par la capacité et s'exprimera en secondes.
Dans notre cas, un condensateur de 2200 µF et une résistance de 56,4 Ω (C en farads)
$T_{(s)} = R_{(\Omega)}.C_{(F)} = 56{,}4 \times 2200.10^{-6} = 0{,}124$ s
Soit 124 millisecondes !
C'est purement catastrophique.

En règle générale, on estime que la constante de temps d'un ensemble transformateur, redresseurs et condensateur réservoir destiné à l'audio doit être **de l'ordre de 10 millisecondes**.
Une constante de temps trop longue (ce qui est le cas ici) va soumettre les circuits actifs à des variations de tension intolérables à l'extrême. Dans le cas de constantes de temps très longues, on constatera un phénomène d'étouffement du son après une forte impulsion, accompagné d'un pompage de l'alimentation...

LA SOLUTION ?

La solution existe, elle est logique en fonction de ce que nous venons d'étudier : **réduire la résistance interne** de la source d'alimentation, autrement dit l'ensemble transformateur et diodes.
Pour les diodes, c'est relativement simple lorsqu'il s'agit de diodes au silicium, car leur résistance en fonction du courant débité dans le sens direct peut être considérée comme négligeable (de l'ordre de 0,5 à 2 Ω avec 4 diodes de puissance généralement utilisées en audio). Il n'en va pas du tout ainsi dans le cas de valves de redressement couramment utilisées en audio où la résistance série est de l'ordre de 100 Ω à 250 Ω en fonction du type de valve utilisée (*Led* n°176).
C'est une des raisons pour laquelle, dans les anciens amplificateurs, le condensateur ou « tête de filtrage » n'excédait jamais 100 µF. Attention ! Ce n'est pas la seule raison, nous verrons plus loin pourquoi.
À la grande époque des tubes, lorsqu'on demandait des filtrages importants, on utilisait des valves à vapeur de mercure dont la résistance interne était à peu près équivalente à celle des diodes au silicium utilisées de nos jours.
Pour le transformateur, on peut réduire sa résistance interne en augmentant le diamètre des fils des bobinages le constituant. Parallèlement, on est dans l'obligation d'accroître le volume des tôles utilisées. On arrive ainsi à des transformateurs de très grandes tailles et de poids monstrueux !
On jouera aussi sur la qualité des tôles. Tout cela est la « cuisine » des fabricants de transformateurs.
Nous, ce qui nous intéresse est d'avoir un transformateur à la résistance interne la plus faible possible, d'un volume et d'un poids raisonnables, qu'il ne chauffe ni ne vibre ! C'est souvent un vœu pieux !
Avant de passer à la suite du programme, nous effectuerons quelques (petits !) calculs afin de définir les paramètres qui nous seront nécessaires à un avant-projet pour une alimentation imaginaire.
Fixons tout d'abord notre cahier des charges :
- Tension continue demandée : 350 volts
- Courant maximum : 300 mA
- Pourcentage d'ondulation : 1 %, soit 3,5 volts
- Redressement double alternance : fréquence 100 Hertz.

Nous commencerons par calculer la valeur du condensateur réservoir pour obtenir une ondulation de 1 %, soit 3,5 volts effective.
Nous appliquons la formule :

$$C_{(F)} = \frac{I_{(A)}}{f_{(Hz)} \cdot Vcc} = \frac{0,300}{100.3,5} = 8,57.10^{-4} F$$

Soit **857 µF**
Résistance maximale du transformateur ($R = n^2.Rp + Rs$) pour respecter une constante de temps de 10 millisecondes, soit 0,010 sec.
$T_{(S)} = R_{(\Omega)}.C_{(F)}$, ou :

$$R_{(\Omega)} = \frac{T_{(s)}}{C_{(F)}} = \frac{0,010}{0,000857} = \mathbf{11,6\ \Omega}$$

Pour le moment, ne vous préoccupez pas des valeurs non normalisées. Nous apprendrons, à la fin de ces chapitres, à interpréter les chiffres en fonction des tolérances des composants. Le calcul ci-dessus est un calcul théorique destiné à vous familiariser à la manipulation des unités.
Donc, pour respecter la courbe enveloppe du signal audio, notre transformateur doit présenter une résistance équivalente de l'ordre de 11,6 Ω. C'est faisable, mais il s'agira d'un transformateur de grande qualité, encombrant et lourd ! C'est ce que l'on trouve dans certaines électroniques audio de très haut de gamme. Il convient ici de préciser que certains constructeurs de transformateurs utilisent des tôles dites à « haute densité de flux » afin de réduire les dimensions et le poids du transformateur... D'où une augmentation en flèche du prix ! On ne peut pas tout avoir...
Pour alimenter les autres étages de notre amplificateur théorique, nous étudierons bientôt comment faire suivre par différentes cellules de filtrage le condensateur réservoir afin de réduire, dans des proportions considérables, le résidu d'ondulation.
Tout va donc pour le mieux. Vous avez tout compris. Vous êtes prêt à vous lancer dans l'aventure... Hélas ! Il nous faut maintenant vous parler d'un phénomène horrible, dramatique en audio car source de bruits divers extrêmement difficiles à éliminer et cause bien souvent d'accidents destructifs, tuant sans pitié diodes et transformateur. J'ai nommé les courants transitoires de surcharges.

COURANTS TRANSITOIRES DE SURCHARGES

Combien d'amplificateurs et de préamplificateurs rendent l'âme sans crier gare à cause de ce phénomène rarement évoqué... Et pourtant !
Quand on parle de courant de surcharge, il y a souvent confusion entre deux phénomènes. Le premier est connu et classique. Lorsque le condensateur réservoir est entièrement déchargé au repos et que l'on met sous tension le transformateur de l'appareil, le condensateur déchargé est un véritable court-circuit. Le courant dans le transformateur et le redresseur atteint alors une valeur considérable, uniquement limitée par la résistance ohmique du transformateur et celle des diodes.

Dans le pire des cas, au moment de la fermeture de l'interrupteur, l'alternance (positive ou négative) du secteur est à sa valeur maximale.
Le transformateur délivrera donc aux redresseurs et au condensateur sa tension maximale Vcrête.
Le courant instantané de surcharge sera :

$$I\,max = \frac{V\,crete}{R}$$

Dans le cas de l'exemple que nous avons choisi précédemment, la résistance ohmique équivalente du transformateur était de 11,6 Ω et la tension théorique de crête de 350 volts (« théorique », car nous avons omis plusieurs facteurs).
Le courant instantané de surcharge sera :

$$I = \frac{350}{11,6} = 30,17\ A$$

Ceci pendant un temps extrêmement court, rassurez-vous, car dès que le condensateur se chargera, ce courant diminuera, le transformateur et les diodes étant dimensionnés pour supporter ce courant pendant un temps très court. La période d'un redressement double alternance (100 Hz) est de :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100} = 10\ millisecondes$$

Comme par hasard (!) afin de respecter la courbe enveloppe du signal audio, nous avons fixé notre constante de temps à 10 ms. Ce qui signifie que **si l'appareil ne débite pas**, notre condensateur sera pleinement chargé en 10 millisecondes.
Nous précisons bien : « **si l'appareil ne débite pas** ». **C'est** essentiellement **pour cette raison**, et non pas pour protéger les tubes qui sont bien plus solides qu'on ne le pense, **que l'on temporise l'application de la haute tension** aux circuits. Car, si l'appareil débite, le condensateur ne pourra se charger qu'après plusieurs cycles et le courant sera si longtemps intense que les redresseurs, le transformateur et le condensateur lui-même (dont l'électrolyte entrera en ébullition) seront détruits.

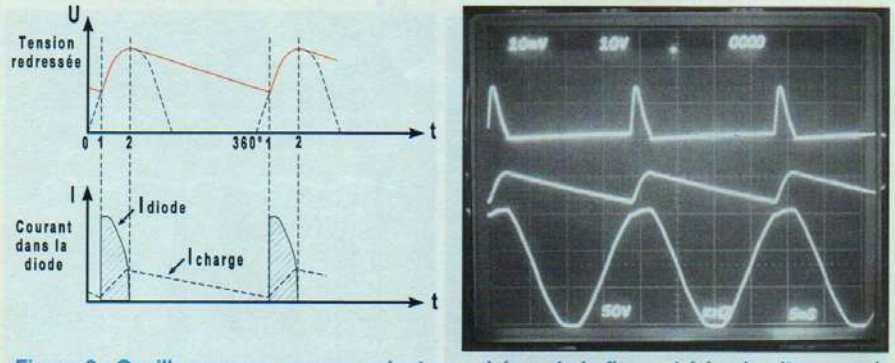
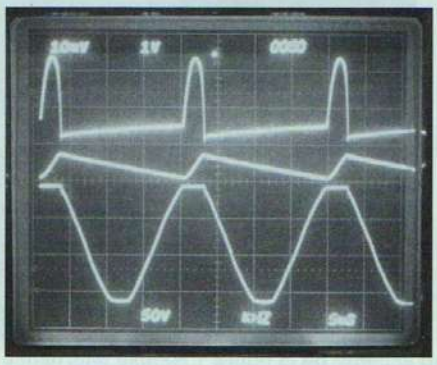


Figure 3 : Oscillogramme correspondant au schéma de la figure 1 (simple alternance). Condensateur C : 20 µF. R charge : 6,8 kΩ. Uc = 70 V. Ondulation ≈ 7 V (10 %). Courant dans la charge : 70/6800 = 10,2 mA. Courant impulsionnel : 140 mA. (Echelle du courant en haut : 100 mA/carreau).

C'est aussi pour cette raison que les coupures accidentelles de courant, suivies d'un rétablissement immédiat de la tension, sont aussi dangereuses pour les appareils mal protégés.
Classiquement, on installe au primaire du transformateur un fusible dit « à fusion retardée » (*slow blow* en anglais) qui peut supporter, sans fondre et en fonction des modèles, jusqu'à dix fois son intensité nominale pendant une durée spécifiée par le fabricant.
Il s'agissait, jusqu'à présent, du courant instantané de surcharge, universellement connu, mais nous allons maintenant évoquer un phénomène autrement plus complexe : le courant **transitoire** de surcharge.
De quoi s'agit-il ? Comme nous l'avons déjà précisé dans le cas d'un filtrage par condensateur, c'est le condensateur **seul** qui alimente votre circuit en courant, sauf pendant le temps très court où il se recharge (figures 1 et 2).
Pendant ce temps très court, la source d'alimentation, c'est-à-dire l'ensemble transformateur et diodes, va fournir le courant nécessaire à la recharge du condensateur et en plus le courant consommé par le circuit.
Il ne faut pas être polytechnicien pour comprendre que, si l'alimentation ne doit fournir du courant que pendant un temps court et être au repos durant le reste du cycle, ce courant est une **impulsion**.
La source d'alimentation ne fournit donc pas un courant constant égal au courant consommé par votre circuit, mais **une suite d'impulsions de courant** à la fréquence de la tension redressée, c'est-à-dire 50 Hz (dans le cas d'un redressement simple alternance) et 100 Hz (dans le cas d'un redressement double alternance). Sur la **figure 3**, nous avons représenté ce phénomène que nous avons illustré par un oscillogramme en situation réelle.
Supposons que nous ayons installé un condensateur de 20 µF sur le schéma de la figure 1. En vous reportant à la figure 3, le **redresseur** va commencer à conduire à l'instant t = 1, car la tension redressée devient supérieure à la charge du condensateur.
Comme il s'agit d'une charge capacitive, le courant de charge atteint rapidement un maximum, puis décroît jusqu'à zéro à l'instant t = 2. Car, à cet instant, la tension aux bornes du condensateur est égale à la tension redressée. Le condensateur va alors fournir du courant à la charge. Puis le cycle va recommencer.
Ce phénomène est parfaitement illustré par l'oscillogramme de la figure 3 :
- en bas : la tension alternative au secondaire du transformateur,
- au milieu : la forme de la tension filtrée aux bornes du condensateur,
- en haut : à l'aide d'une sonde de courant, nous avons visualisé l'impulsion de courant traversant la diode.
Vous constaterez que, pour un courant



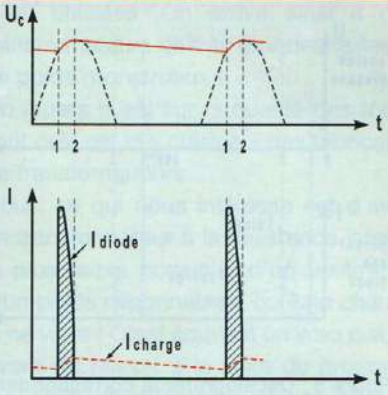


Figure 4 : Installation d'un condensateur de 330 µF à la place du condensateur de 20 µF de la figure 3. Attention : l'échelle de la tension redressée a changé (1 V/carreau au lieu de 10 V/carreau). Condensateur C : 330 µF. R charge : 6,8 kΩ. Uc = 70 V. Ondulation ≈ 0,8 V (1 %). Courant dans la charge : 70/6800 = 10,2 mA. Courant impulsionnel : 220 mA.

consommé par la charge de 10,2 mA, l'impulsion de courant que doit fournir l'alimentation est de 140mA ! Ceci avec un simple condensateur de filtrage de 20 µF et un facteur d'ondulation de 10 %. Ce facteur d'ondulation de 10 % étant trop important, nous décidons d'installer un condensateur de 330 µF à la place du 20 µF (**figure 4**). Le taux d'ondulation tombe environ à 1 % pour le même courant circulant dans la charge.

Si vous observez le dessin théorique du fonctionnement, vous constaterez que le temps de recharge entre 1 et 2 est beaucoup plus court que celui de la figure 3. L'impulsion de courant est nettement plus importante, ce qui est visible sur l'oscillogramme (attention, les échelles sont différentes !).

Ici, on enregistre pour un courant dans la charge de 10,2 mA, une impulsion de courant de 220 mA ! Ce qui est énorme et pourtant inférieur au dessin théorique qui suppose un **circuit idéal** sans résistance interne. Ce qui n'est pas le cas de notre circuit d'essai dont le transformateur accuse une résistance équivalente de 56 Ω.

Dans le cas idéal, on démontre mathématiquement que la surface de l'impulsion (hachure sur la figure) est égale à la surface délimitée par le courant dans la charge (sur le dessin, délimité par la courbe en traits interrompus et l'axe t).

Si l'on suppose que le circuit de redressement est parfait, c'est-à-dire sans résistance (ce qui serait le cas si vous alimentiez directement votre montage sur le secteur, car je ne pense pas que la résistance de la centrale nucléaire intervienne dans ces extrêmes), on peut considérer ces surfaces comme des rectangles représentant la valeur moyenne du courant consommé par la charge. Vous pouvez constater que, pour rendre la surface du rectangle représentant l'impulsion égale à celle représentant le courant consommé par la charge, plus la distance entre t1 et t2 est petite (petit côté du rectangle), plus le grand côté du rectangle doit être important, donc la valeur du courant « I » de l'impulsion.

Mathématiquement, on parle d'angle de conduction de la diode. Un cycle complet étant égal à 360 ° (*Led* n°195), on peut diviser le cycle de filtrage (figure 3) entre 0° et 360° en tranches de 10° par exemple. La formule de calcul approximative du courant de l'impulsion est alors simple :

$$I\,imp = \frac{360 \cdot I\,charge}{Nb\ de\ degres\ de\ conduction}$$

En se reportant aux oscillogrammes 3 et 4, on trouve **très approximativement** (après grossissement) un angle de conduction de l'ordre de 25° pour la figure 3 et de 15° pour la figure 4 (attention les échelles ne sont pas identiques).

Ce qui nous donne :

- pour 20 µF et un courant de 10,2 mA

$$I\,imp = \frac{360.10,2}{25} = 146,88\ mA$$

- pour 330 µF et un courant de 10,2 mA

$$I\,imp = \frac{360.10,2}{15} = 244,8\ mA$$

Tout ceci est très proche des valeurs mesurées.

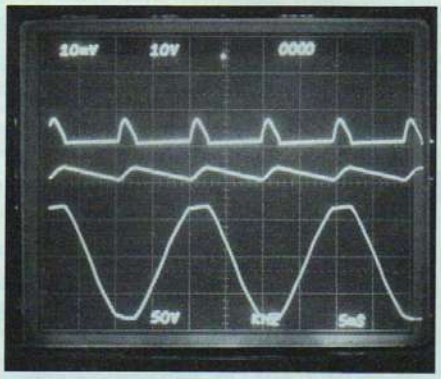
En **figure 5**, vous trouverez deux oscillogrammes : l'un avec un filtrage de 20 µF et l'autre avec 330 µF pour le même courant dans la charge, soit 10,2 mA, mais avec un redressement double alternance. Les courants impulsionnels sont moitié moins importants, soit environ 70 mA avec 20 µF et quelque 110 mA pour 330 µF. Ce qui est logique, l'angle de conduction étant moitié moins important en cas de redressement double alternance et le cycle de décharge plus court.

EFFETS SUR LA « SANTÉ » DE L'ALIMENTATION

Tout d'abord, nous traiterons des effets sur les redresseurs. Dans le cours n°13 (*Led* n°186), nous avons défini la tension inverse maximale que devait supporter un redresseur. De ce côté-là, rien de changé. En revanche, la valeur du condensateur de filtrage, si vous adoptez ce type de circuit, va déterminer le **courant maximum** que devra supporter le redresseur, **et ceci n'a rien à voir avec le courant consommé par votre circuit**.

Pour vous fixer les idées, supposons que nous voulions utiliser une bonne vieille valve biplaque en redressement double alternance pour notre ampli imaginaire.

Dans le précédent chapitre, nous avions calculé la valeur d'un condensateur de 857 µF pour obtenir une ondulation de 1 %, soit 3,5 volts pour notre haute tension de 350 volts et un courant de



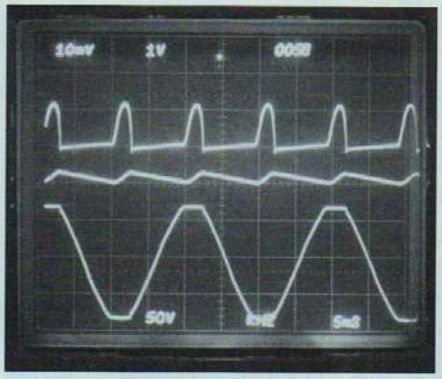


Figure 5 : Filtrage après redressement double alternance. A gauche : condensateur de 20 µF. A droite : condensateur de 330 µF. Courant impulsionnel pour une charge de 10,2 mA. Environ 70 mA avec 20 µF et environ 110 mA avec 330 µF.

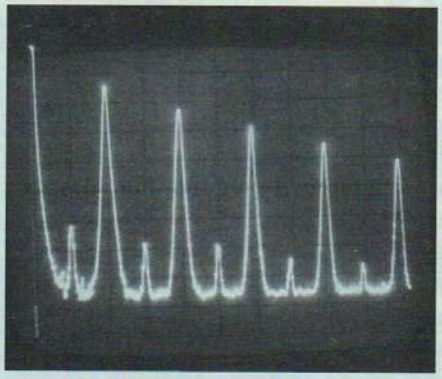


Figure 6 : Spectre de la tension redressée à 100 Hz

300 mA. Nous cherchons dans les catalogues et nous décidons d'employer une valve super solide, la 5U4, couramment utilisée de nos jours sur beaucoup d'amplificateurs dits « ésotériques ».

Les caractéristiques de notre 5U4 sont les suivantes :

- Tension inverse de plaque : 1 700 volts (on est au large).
- Courant redressé sous 350 volts : 350 mA (suffisant).
- Courant impulsionnel maximum : 5 ampères (important).

Et pourtant, si nous montons un condensateur de filtrage de 857 µF derrière cette malheureuse valve, elle rendra l'âme en quelques minutes.

Pourquoi ? Tout simplement parce que notre condensateur de 857 µF ne sera rechargé que pendant un temps très court à chaque alternance. L'angle de conduction de la diode sera de l'ordre de 10°. Si nous appliquons la formule :

$$I\,imp = \frac{360 \,.\, I\,charge}{Nb\ de\ degres\ de\ conduction}$$

Nous obtenons :

$$I\,imp = \frac{360.0,300}{10} = 10,8\ A$$

Cela, tous les centièmes de seconde. Votre tube va virer au rouge vif, malgré un courant consommé par le circuit de seulement 300 mA ! C'est pour cette raison, et non à cause de la tension inverse (légende reprise maintes fois dans un grand nombre d'ouvrages), que les fabricants de valves indiquent toujours la capacité maximale à installer derrière le tube :

- 5U4 : 75 µF max
- GZ32 : 40 µF max
- GZ34 : 60 µF max
- EZ80 : 50 µF max, etc.

C'est aussi pour cette raison que dans la plupart des électroniques à tubes, aujourd'hui équipées de monstrueuses batteries de condensateurs de filtrage, on utilise des diodes au silicium ou des ponts de diodes souvent surdimensionnés, aptes à supporter des courants de plusieurs dizaines d'ampères. Cela au détriment de la constante de temps ! Mais c'est une autre histoire (lire plus haut)... Voyons maintenant les **effets sur les circuits**.

LES EFFETS SUR LES CIRCUITS

En **figure 6**, nous avons photographié le spectre harmonique de la tension filtrée, après redressement double alternance de la figure 5.

Comme vous pouvez le constater, ce résidu de filtrage est très riche en harmoniques impairs de la tension à 100 Hz (soit 300, 500, 700 Hz, etc.). Bien que d'un niveau faible par rapport à la tension continue à laquelle il est superposé, ce résidu va circuler dans tout le circuit audio. C'est une pollution insidieuse dont les effets sont parfois inattendus : résonances et interférences avec le signal audio dans certains circuits sensibles dont les transformateurs, les circuits différentiels et, de nos jours, les circuits à tubes utilisant des sources de courant à Mos Fet.

Pour s'affranchir de ces problèmes, on s'est précipité sur les alimentations stabilisées dont les résultats, à moins d'une parfaite maîtrise, sont souvent pires que le mal.

Nous verrons, dans les prochains chapitres, que des solutions simples existent, du moins en électronique **audio à tubes**.

En amont du filtrage, le problème est particulièrement perturbant puisque les impulsions de courant intenses provoquées par le filtrage vont circuler dans le câblage, le secondaire du transformateur et, ce que l'on oublie trop souvent, son primaire.

C'est une source de rayonnements parasites très désagréable et difficile à éliminer. Cela se traduira dans les haut-parleurs par une sorte de « crrrr » très énervant. Car, ici, il s'agit de **courant** qui circule dans des conducteurs.

La solution : des connexions hyper courtes entre les transformateurs, le ou les redresseurs et le condensateur réservoir. Quant au transformateur, s'il est « mal fichu », il va vibrer. Il est inutile de resser-

rer les tôles... Changez de transformateur ! Ce rayonnement par le câblage est, lui aussi, très riche en harmoniques car il s'agit d'impulsions. N'oubliez pas que le courant pulsé circule aussi dans le primaire (**figure 7**). Il suffit parfois d'un interrupteur mal placé pour polluer tout un amplificateur.

À ce propos, le courant pulsé circule aussi dans le câble de liaison de votre amplificateur vers la prise de courant. Il arrive que certains câbles secteurs, vendus soi-disant pour « améliorer » le secteur EDF, donnent certains résultats positifs. Or, ce n'est point le secteur qui est en cause, mais bien les impulsions de courant qui traversent le câble d'alimentation. Lesquelles peuvent atteindre plusieurs ampères sur des durées de l'ordre de 1 à 2 millisecondes. Ces impulsions sont particulièrement riches en harmoniques et joyeusement rayonnantes. Ces câbles magiques amortissent les impulsions avec parfois des résultats positifs.

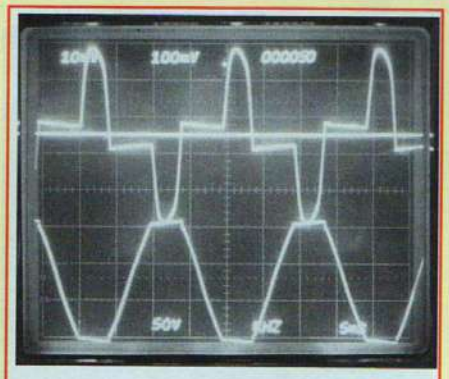


Figure 7 : En haut, courant pulsé absorbé par le transformateur d'alimentation. Ce courant va circuler partout et rayonner, y compris dans les murs de votre living, jusqu'au compteur ! En bas, tension au secondaire, les méplats sur la sinusoïde correspondent à la saturation du circuit magnétique à chaque impulsion.

Si vous construisez un amplificateur à transistors, vous êtes condamnés à un énorme condensateur de filtrage.

En effet, les courants mis en œuvre ne permettent pas d'utiliser les procédés que nous étudierons lors de notre prochaine causerie.

Pour les tubes, en revanche, il convient de se débarrasser des mauvaises habitudes que nous avons contractées avec les électroniques à semi-conducteurs et revenir à une utilisation raisonnable des condensateurs de filtrage.

À bientôt
R. Bassi

Et si on parlait tubes...

En 11 cours, apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____
N° : _____ Rue : _____
Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque bancaire ❒ CCP ❒ mandat - Union européenne : règlement uniquement par mandat postal
A retourner accompagné de votre règlement à : EDITIONS PÉRIODES 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

Et si on parlait : « tubes »

15EME PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

LES ALIMENTATIONS

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

Tout au long de notre dernière causerie, nous nous sommes étendus longuement sur le filtrage par simple condensateur, appelé aussi condensateur « réservoir ». Ce type de filtrage est quasi universellement adopté aujourd'hui par la majorité des constructeurs malgré ses défauts et ce grâce à l'utilisation de diodes à semi-conducteurs pouvant supporter des courants transitoires de surcharges de plusieurs ampères. Ce qui n'était pas le cas des braves valves de redressement utilisées en « paléo-électronique », jusque dans les années soixante... Et pourtant !

En audio, l'utilisation de l'énorme batterie de condensateurs utilisée telle quelle, placée juste après les redresseurs, est une sacrée source de pollution sonore (voir *Led* n°187). Il est cependant un cas où l'on ne peut pas s'en passer, c'est celui où les courants consommés par les circuits sont très importants. C'est le cas, entre autres, des amplificateurs de puissance à transistors où les courants atteignent plusieurs ampères, soit en consommation continue dans le cas de la classe A, soit sous forme d'appels de courant en classe B ou AB (nous étudierons les classes de fonctionnement ultérieurement).

Pour vous donner un ordre de grandeur, l'étage de puissance d'un amplificateur à transistors de 200 watts va demander à l'alimentation un courant (sans compter les pertes inévitables) de l'ordre de 5 ampères ! Or, si vous vous reportez à notre précédent cours, vous vous souviendrez que la tension d'ondulation est :

$$V_{cc\ ondulation} = \frac{I\ ch}{f.C}$$

V_{cc} : tension crête à crête en volts
f : fréquence d'ondulation (Hz)
C : en farads (F)
I : en ampères (A).

Cette tension de ronflement est indépendante de la tension continue redressée.

Si vous utilisez la formule **rigoureusement exacte** de l'ondulation en estimant que vous désirez obtenir une tension V_{cc} maximale de, par exemple, 0,5 % (ce qui est courant dans des amplificateurs à semi-conducteurs puissants), soit en partant d'une tension d'alimentation de l'ordre de 60 volts, la valeur de V_{cc} serait de 0,3 volt (fréquence d'ondulation : 100 Hz).

En utilisant la formule précédente, on obtiendrait une capacité de :

$$C = \frac{I\ ch}{V_{cc} \times 100} = \frac{5}{0{,}3 \times 100} =$$

0,166666 farad, soit 166 666 µF !

Ce qui est une valeur énorme et difficilement réaliste bien que certains kamikazes aient construit des amplis avec des batteries de condensateurs de l'ordre de 1 farad ! Ce qui ne sert rigoureusement à rien en terme de « filtrage » et reste fort contestable en terme « d'énergie », la courbe enveloppe du signal audio (*Led* n°185) risquant d'être terriblement affectée, même si le transformateur d'alimen-

tation présente une très faible résistance interne... Faites le calcul ! (par exemple, résistance du transfo : 1 Ω).

$\tau = 1\ \Omega \times 1\ F = 1$ seconde !

Sur des amplificateurs aptes à délivrer 200 à 300 watts, on trouve couramment des capacités « réservoir » de l'ordre de 30 000 à 60 000 µF. Et pourtant, ils ne « ronflent » pas... Pourquoi ?

MÉTHODE DE CALCUL APPROCHÉE DE LA VALEUR DE « C »

L'utilisation de la formule :

$$V_{cc\ ondulation} = \frac{I\ ch}{f.C}$$

bien qu'absolument exacte, donne des valeurs de capacité parfois très importantes lorsqu'il s'agit de forts courants. On s'est donc ingénié à trouver une méthode de calcul plus simple, bien qu'approximative.

Pour vous entraîner, vous allez réaliser le petit montage de la **figure 1**.

Vous utiliserez un transformateur, par exemple, apte à délivrer une tension alternative de 300 volts. Pourquoi 300 volts ? Tout simplement pour vous habituer à manipuler des tensions élevées (car on parle « tubes » !) avec précaution et prudence...

Nous allons réaliser un redressement simple alternance (pour la simplicité). Les conclusions que nous tirerons de cette expérience seront extrapolables en double alternances, comme nous le verrons plus loin.

Nous nous proposons de mesurer la **valeur efficace** de l'ondulation résiduelle après filtrage à l'aide d'un simple voltmètre alternatif connecté aux bornes de la charge constante de 5 kΩ.

Le condensateur de 10 µF (attention à la polarité et à sa tension d'isolement : 450 volts) bloquera la tension continue et ne laissera passer que la composante alternative résiduelle (donc la tension d'**ondulation efficace**) vers le voltmètre. Si vous connectez un oscilloscope aux bornes de R en sus du voltmètre, vous mesurerez la tension V_{cc} d'ondulation crête à crête.

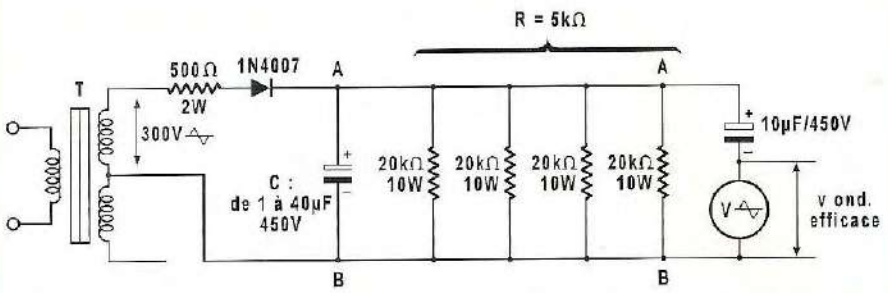


Figure 1 : A chaque mesure, on connectera un condensateur différent entre A et B. Le transformateur T sera un modèle standard de 2 x 300 V - 150mA dont on n'utilisera qu'une moitié de l'enroulement secondaire. On pourra connecter un oscilloscope entre A et B afin d'observer la tension d'ondulation crête à crête (voir texte)

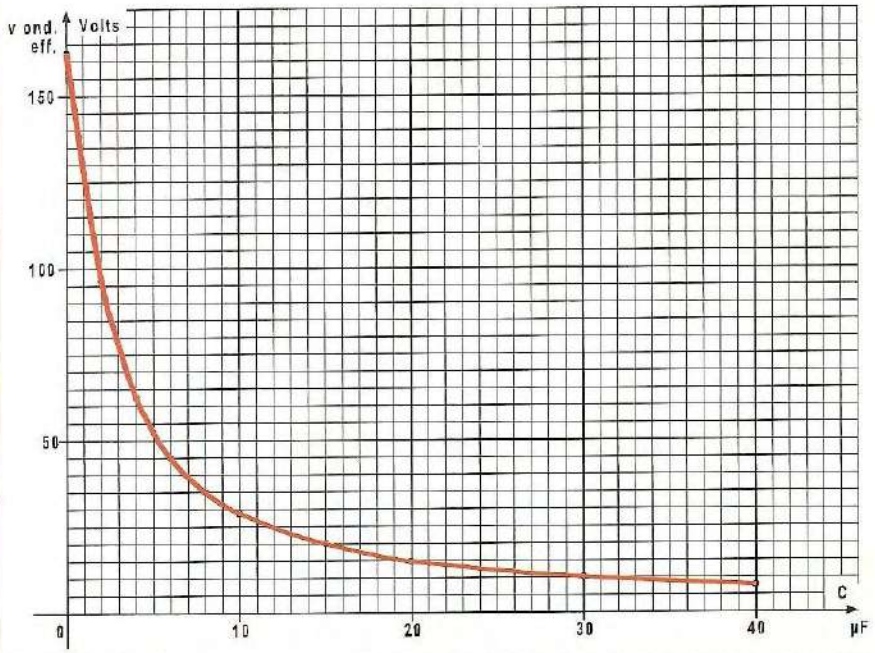


Figure 2 : Courbe $v_{ondulation\ efficace}$ en fonction de la valeur du condensateur de filtrage C à courant constant dans la charge. Au-delà d'une certaine valeur de la capacité, l'ondulation diminue de plus en plus lentement.

Munissez-vous d'une série de condensateurs de 1 µF à 40 µF, par exemple **isolés à 450 volts**, car la tension redressée serait de :

$$Uc = V\sim \times \sqrt{2} = 300 \times 1,414 = 424\ V$$

s'il n'y avait pas de débit (à vide). Le jeu consiste à connecter aux bornes de R (entre A et B), chaque condensateur (avec des pinces crocodiles **isolées**).

N'oubliez pas de décharger chaque condensateur à travers une résistance de 1000 Ω après chaque mesure, vous risquez sans cela une mauvaise surprise en touchant leurs bornes nues avec vos doigts !

La résistance de 5 000 Ω sera constituée de quatre résistances de **20 kΩ/10 W**, montées en parallèle (la puissance totale dissipée sera de 36 watts pour un courant de 85 mA - $P_{(W)} = R_{(\Omega)}.I^2_{(A)}$.

C (µF)	0	1	2	3	4	5	6	8	10	15	20	30	40
U ond efficace	**162**	**127**	**96**	**77**	**61,5**	**52**	**46,5**	**35,5**	**28,2**	**19**	**14**	**9,5**	**6,9**

Le résultat des mesures est mentionné ci-dessus.
Reportons ces mesures sur une feuille de papier millimétré. On obtient la jolie courbe de la **figure 2.** C'est ce que l'on appelle une hyperbole équilatère (pas tout à fait, mais l'approximation est tolérable à partir de C = 10 µF).
Que constate-t-on ?

a) La valeur de Vond efficace diminue lorsqu'on augmente la capacité de filtrage. C'est évident, c'est le principe même du filtrage.

b) **Le plus important** : l'ondulation résiduelle diminue de plus en plus lentement, malgré la forte augmentation de la capacité de filtrage.
Examinez la courbe : elle descend très rapidement lorsqu'on passe de 0 à 5 µF

$0 \rightarrow V_{ond} = 162$ V, $\quad 5\ \mu F \rightarrow V_{ond} = 52$ V

soit une chute de 110 volts).
Si on se déplace plus loin sur la courbe, par exemple de 15 µF à 20 µF, correspondant à une augmentation de la capacité, ici aussi de 5 µF, la diminution de Vond n'est plus que de 5 volts (de 19 V à 14 V).
Si on va encore plus loin sur la courbe, on constate que pour 40 µF, l'ondulation est encore de pratiquement 7 volts. Ce qui signifie que si on voulait descendre encore la valeur de Vond, il faudrait une valeur de C absolument énorme.
En gros, on peut considérer, si on observe notre courbe, qu'à partir de C = 10 µF, le produit **Vond x C** est sensiblement constant.
Pour 10 µF → Vond = 28,2 V → 282
20 µF → Vond = 14 V → 280
40 µF → Vond = 6,9 V → 276
Pour les mathématiciens, ceci est représentatif d'une hyperbole équilatère :

$$y = \frac{m}{x}$$

avec m défini

$$xy = x0y0$$

Pour vous qui n'êtes pas mathématicien, sachez que l'on a défini un coefficient moyen qui peut s'appliquer à la majorité des cas de figures lorsque l'on cherche à calculer le condensateur « réservoir » à mettre en tête de filtrage d'une alimentation redressée. Ce coefficient diffère en fonction des auteurs, car tout dépend de l'appréciation qui est faite lorsque l'on considère la courbe de la figure 2.
En clair, on attribue un coefficient moyen qui va satisfaire la valeur du condensateur au-delà de laquelle seule une augmentation **énorme** de ce dernier permettra une diminution **peu significative** de la tension d'ondulation.
En simple alternance (ce qui est le cas de notre expérience), on estime que la valeur **approximative** de la tension **efficace** de l'ondulation est de :

4,5 volts/milliampère/microfarad

Vérifions immédiatement cette affirmation.
Comme nous avons placé une résistance de 500 Ω en série dans le circuit afin de limiter les surcharges (figure 1), nous mesurons 310 volts en continu aux bornes de notre résistance de 5 kΩ après avoir placé un condensateur de 10 µF en filtrage, ce qui correspond à un courant de 62 mA (I = U/R).
Appliquons la formule précédente afin de calculer la valeur efficace de la tension d'ondulation.

$$V_{ond\ efficace} \cong 4,5 \times \frac{62}{10} = 27,9\ V$$

Or, nous avions mesuré pour 10 µF une tension de 28,2 volts, ce qui est très proche.
Avec 40 µF

$$V_{ond\ efficace} \cong 4,5 \times \frac{62}{40} = 6,97\ V$$

Nous avions mesuré 6,9 volts.

Attention, il s'agit de la valeur **efficace** de la tension d'ondulation et non de sa valeur **crête à crête.**
C'est pour cette raison qu'en simple alternance, la formule que vous devez appliquer pour obtenir la valeur approximative de la tension d'ondulation crête à crête est la suivante :

$$V_{cc} = 2\sqrt{2} \times 4,5 \times \frac{I\ ch}{C} = 12,7 \times \frac{I\ ch}{C}$$

Avec I en mA
C en µF
Halte là !, hurleront les mathématiciens ! Comment osez-vous assimiler l'horrible « sinuso - dent de scie » qui est la forme de la tension redressée en simple alternance (*Led* n°187) à une pure sinusoïde ! Tout simplement parce qu'on est au stade des **approximations** et qu'il y a une certaine logique derrière tout cela.
Comme dans nos électroniques, sauf cas particulier, nous n'utiliserons que le redressement double alternance, nous allons maintenant considérer une tension d'ondulation d'une fréquence de 100 Hz.
Reportez-vous à notre dernier cours (*Led* n°187, figure 6). Nous vous avions montré une photographie représentant le spectre d'une tension redressée à 100 Hz en coordonnées logarithmiques.
En **figure 3**, nous représentons le spectre de cette même tension en coordonnées linéaires. Que constate-t-on ? Le premier harmonique du secteur à 100 Hz (grand pic à gauche sur la photo) est suivi par un train d'harmoniques rapidement décroissants (échelle 50 Hz par carreau).
Pour les mathématiciens, il s'agit d'une analyse en série de Fourrier qui se décompose de la façon suivante (rassurez-vous, vous n'aurez jamais à utiliser ce genre de formule !) :
$V = 0,636\ V_{max} - 0,425\ V_{max} \cos 2\omega t + 0,085\ V_{max} \cos 4\omega t - 0,036\ V_{max} \cos 6\omega t$, etc.
Ce qui signifie, en clair, qu'une tension redressée en double alternance comporte :
- une composante continue (valeur moyenne) égale à 0,636 Vmax

- une composante alternative au double de la fréquence du secteur d'une amplitude de 0,425 Vmax (grand pic sur la photo), suivie d'un quatrième harmonique du secteur (200 Hz) d'amplitude 0,085 Vmax (deuxième pic).
- un sixième harmonique du secteur (300 Hz) d'amplitude 0,036 Vmax (troisième pic), etc.

En pratique, dans tous les calculs approximatifs (j'insiste !), on peut considérer, en ne tenant compte que de l'harmonique 2 (à 100 Hz : 0,425 Vmax cos 2 ωt), on obtiendra un résultat satisfaisant. Or, qui dit harmoniques d'un signal complexe suppose **somme de pures sinusoïdes**. D'où l'extrapolation qui consiste à considérer la tension d'ondulation comme une pure sinusoïde. C'est pour cette raison que l'on se permet de multiplier par $2,\overline{2}$ la valeur efficace de la tension d'ondulation afin d'obtenir une valeur dite « crête à crête ».

Avec un redressement double alternance à 100 Hz, la valeur efficace de l'ondulation est de :

1,7 volt/milliampère/microfarad

Certains auteurs indiquent 1,5 volt, d'autres 1,9 volt, au choix !

En partant de cette affirmation, pour avoir la valeur utile de cette ondulation il convient de calculer sa valeur crête à crête.

$$1,7 \times 2,\overline{2} = 4,80$$

On va donc pouvoir calculer la valeur **approximative** de la tension d'ondulation crête à crête de la façon suivante :

$$V_{ond\ cc} \cong 4,8 \times \frac{I\ (mA)}{C\ (\mu F)}$$

D'où, si on veut calculer C en µF pour un courant donné en fonction de la tension d'ondulation maximale crête à crête tolérée :

$$C\ (\mu F) \cong 4,8 \times \frac{I\ (mA)}{V_{ond\ cc}}$$

Attention, je le dis et le répète : cette formule est approximative, elle vous servira dans le cas de forts courants.

La seule formule exacte et véritable est :

$$V_{ond\ cc} = \frac{I\ ch}{f.C}$$

Or, se traîner des ampères et des farads est fort peu pratique. Pour faciliter vos calculs avec la formule **vraie**, en ramenant les unités en milliampères et microfarads, on obtient pour une fréquence d'ondulation de 100 Hertz :

$$V_{ond\ cc} = 10 \times \frac{I\ (mA)}{C\ (\mu F)}$$

D'où

$$C\ (\mu F) = \frac{10 \times I\ (mA)}{V_{ond\ cc}}$$

QUE FAIRE EN PRATIQUE ?

En pratique, on utilisera les deux formules pour le calcul de C, sans jamais descendre **au-dessous** du coefficient 4,8 ni dépasser le coefficient 10, ce qui ne servirait strictement à rien.

Juste un mot pour l'instant concernant les tensions nécessaires aux autres circuits de notre électronique.

Nous verrons plus loin comment les alimenter en partant de l'alimentation principale.

Dans le cas d'amplificateurs à grosses puissances, cela est difficile. Dans certains cas, le transformateur d'alimentation comporte plusieurs enroulements secondaires, les tensions annexes sont alors redressées et filtrées classiquement ou bien stabilisées, ce que nous étudierons plus tard. Dans le cas de petites et moyennes puissances, on utilisera une chaîne de filtrage à résistances et capacités, ce que nous allons étudier dès maintenant.

LE FILTRAGE PAR RÉSISTANCES ET CAPACITÉS

Maintenant, abandonnons les transistors et les amplificateurs consommant plusieurs ampères (sous de faibles tensions !) et revenons à nos honnêtes électroniques à tubes qui consomment des milliampères sous de hautes tensions.

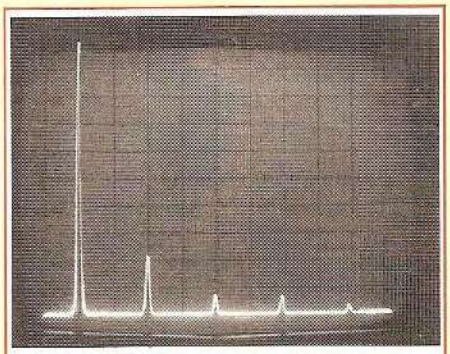


Figure 3 : Spectre harmonique en échelle linéaire d'une tension redressée à 100 Hz (double alternances). Echelle 50 Hz par carreau. Dès l'harmonique 4 (200 Hz, 2e pic), la valeur de crête de la tension n'est plus que de 0,085 fois la tension de crête de la tension alternative à 50 Hz, alors que l'harmonique 2 (100 Hz, 1er pic) est de 0,425 fois la tension de crête, ce qui est très important; C'est contre cet harmonique de 100 Hz que l'on va lutter avec le filtrage.

Imaginons un amplificateur, modeste push-pull de 30 watts, dont la consommation serait d'environ 100 milliampères sous 445 volts (ne soyez pas étonnés par les tensions et les courants, vous comprendrez plus tard !).

Nous désirons une tension d'ondulation sur les tubes de puissance de l'ordre de 0,5 %, soit 2,25 volts. Les étages d'entrée seront alimentés sous 345 volts pour lesquels on ne tolèrera pas plus de 0,01 %, soit 0,03 V d'ondulation... Tout un programme !

Or, nous avons décidé de travailler à l'ancienne, histoire de retrouver le « fruité du médium » si cher à une certaine presse spécialisée. Dans ce dessein, nous avons acheté à prix d'or une bonne vieille valve : une « 5U4 ».

Calculons la valeur du condensateur « réservoir » afin d'obtenir nos 0,5 % de tension d'ondulation... car nous détestons les ronflements !

En utilisant la formule de calcul vraie :

$$C\ (\mu F) = \frac{10 \times I\ (mA)}{V_{ond}}$$

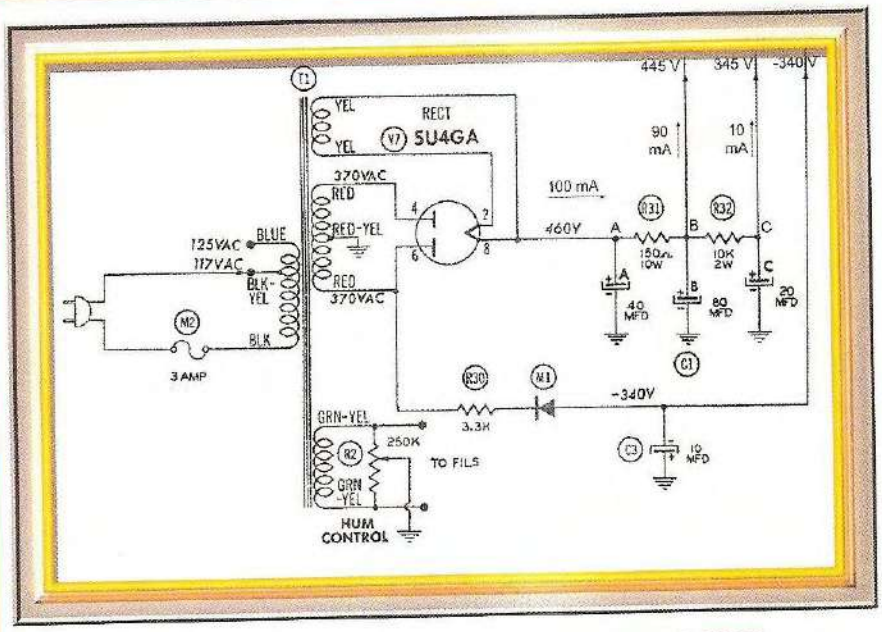


Figure 4 : Alimentation de l'amplificateur Mc Intosh MC30

Il vient :

$$C\ (\mu F) = \frac{10 \times 100}{2{,}25} = 444\ \mu F$$

Aïe ! Impossible, notre pauvre 5U4 ne supportera pas ce traitement, elle rendra l'âme en quelques heures... si nous avons de la chance ! Que faire ? Le constructeur nous précisant que la valeur maximale du condensateur « réservoir » ne doit pas excéder 75 µF, essayons la formule de calcul approchée :

$$C\ (\mu F) \cong \frac{4{,}8 \times I\ (mA)}{V\ ond}$$

Il vient :

$$C\ (\mu F) \cong \frac{4{,}8 \times 100}{2{,}25} = 213\ \mu F\ !$$

C'est encore trop !

Je vous rassure tout de suite : la solution existe et cela fonctionne très bien car l'amplificateur dont je vous parle est le célèbre MC30 de Mc Intosh dont nous reproduisons le schéma original de l'alimentation en **figure 4**.

Qu'observe-t-on sur cette alimentation ?

a) Le redressement de la haute tension réalisé par la 5U4 est à double alternance (*Led* n°185)

b) Accessoirement, une diode M1 **inversée** fournit la tension négative nécessaire au circuit et la polarisation des tubes de puissance.

c) Dans la H.T. : un premier condensateur réservoir de relativement petite valeur (40 µF), aux bornes duquel on mesure une tension continue de 460 volts, suivi par une résistance de 150 Ω (10 watts) et un condensateur de 80 µF, aux bornes duquel on mesure une tension continue de 445 volts qui alimentera l'étage de puissance (2 x 6L6) ; une résistance de 10 kΩ et un condensateur de 20 µF pour alimenter les étages préamplificateurs et inverseurs de phase... Et c'est tout !...

Vous devez faire erreur, me dites-vous ! Eh bien, pas du tout et nous allons vous expliquer tout cela.

Tout d'abord le condensateur « réservoir » de 40 µF, ridiculement petit par rapport aux 444 µF (coeff. 10) ou 213 µF (coef. 4,8) que nous avions calculé précédemment.

Calculons la tension d'ondulation au point A (figure 4).

Avec la formule vraie, elle est de :

$$V\ ond\ cc = \frac{10 \times 100}{40} = 25\ V$$

Ce qui est énorme et représente un pourcentage de

$$\eta = \frac{V\ ond\ cc}{U} = \frac{25}{460} \times 100 = 5{,}43\ \%$$

Avec la formule approchée, on obtiendrait (faites le calcul) :

$$V\ ond\ cc \cong 12\ V \quad et \quad \eta \cong 2{,}60\ \%$$

Ce qui est encore trop, bien que le montage push-pull que nous étudierons plus tard ait la propriété, c'est l'un de ses avantages d'annuler la composante alternative de l'alimentation dans le transformateur de sortie. Quelque 5,43 %, voire 2,60 %, c'est excessif.

De 0,5 % à 1 % est, en général, la valeur tolérée par les amplificateurs.

Permettez-moi ici un aparté. Dans le cas des amplificateurs « mono tube » (triode ou tétrode), la composante alternative de filtrage ne s'annulant pas dans le transformateur de sortie, on ne peut guère tolérer plus de 0,05 % de tension d'ondulation résiduelle. Ce qui complique terriblement l'alimentation.

Revenons à notre push-pull, il nous faut trouver une solution.

Tout d'abord, calculons la résistance équivalente de charge correspondant à un courant de 100 mA sous 445 volts (au point A), en appliquant l'habituelle loi d'Ohm sans laquelle l'électronique n'existerait pas.

$$U\ (V) = R\ (\Omega) \times I\ (A)$$

$$d'où\ R\ (\Omega) = \frac{U\ (V)}{I\ (A)} = \frac{445}{0{,}100} = 4450\ \Omega$$

Traçons le schéma équivalent correspondant aux deux premiers condensateurs de 40 µF et 80 µF sur la **figure 5a**.

Sur la **figure 5b**, nous avons représenté le schéma équivalent en courant continu. Les condensateurs ont disparu. En effet, ils forment un véritable barrage au courant continu. On dit que leur « réactance

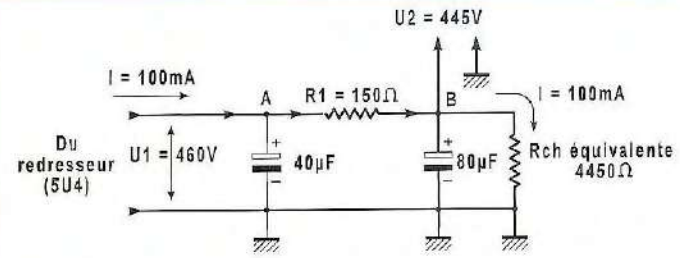


Figure 5a : Schéma équivalent. La tension de 445 volts est mesurée aux bornes de R ch

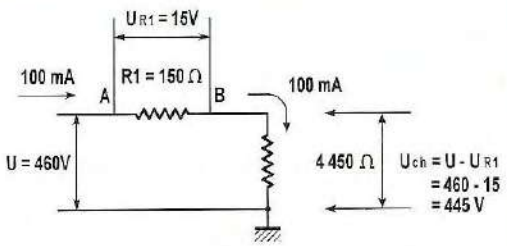
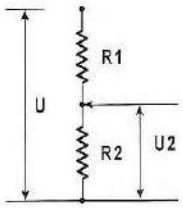


Figure 5b : Schéma équivalent en courant « continu ». Le condensateur de 80 µF est un véritable « barrage » au courant continu (Zc = ∞)

Figure 5c : Diviseur de tension



$$U2 = \frac{R2}{R1 + R2} \times U$$

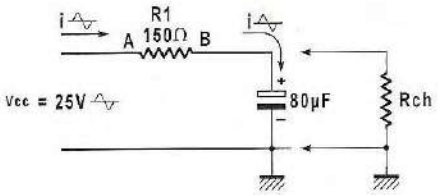


Figure 5d : Schéma équivalent en courant alternatif. Le condensateur de 80 µF est presque un court-circuit pour la composante alternative

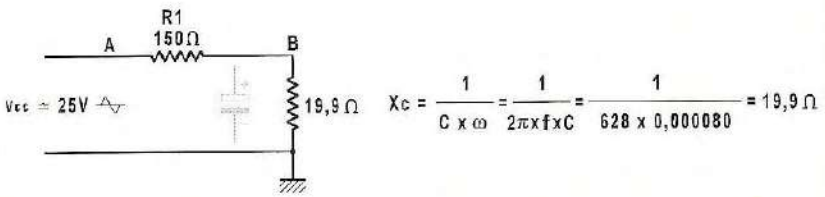


Figure 5e : La capacitance de C est de 19,9 Ω à la fréquence de 100 Hz. L'ensemble R1-Xc se comporte comme un diviseur de tension.

capacitive » ou capacitance à la fréquence « zéro » est infinie. Pour ceux qui l'auraient oublié, la formule de la capacitance d'un condensateur est la suivante :

$$Xc = \frac{1}{C.\omega}$$

Xc en ohms (Ω)
C en farads (F)
$\omega = 2\pi.f$
f = fréquence de la composante alternative en hertz (H)

On emploie souvent le terme « impédance » Zc au lieu de « capacitance », ce qui est un non-sens.

Dans le cas d'une tension continue, f est bien évidemment égale à « zéro »

$$Xc = \frac{1}{2\pi.f.C} = \frac{1}{0} = \infty$$

On peut donc calculer les valeurs des tensions continues sans se préoccuper de la tension d'ondulation résiduelle. Le calcul est extrêmement simple.

Le courant de 100 mA, qui traverse la résistance de 150 Ω, entraîne une chute de tension de :

U = R.I = 150 x 0,100 = 15 volts

On trouvera donc aux bornes de la résistance équivalente de notre circuit, une tension de 460 volts, diminuée de la chute de tension dans R1, soit :

Uch = 460 – 15 = 445 volts

Nous avons réalisé ce que l'on appelle un **diviseur de tension**. C'est pour vous en faire comprendre le principe que j'ai tenu compte du courant traversant le circuit, mais il aurait été bien plus élégant d'appliquer la formule classique du diviseur de tension qui a l'avantage de ne pas faire intervenir le courant circulant dans le montage.

Si vous avez deux résistances en série (dans notre exemple, R1 et Rch), qu'on applique une tension U aux bornes de ces deux résistances (ici 460 volts), pour calculer la tension aux bornes de Rch, il suffit d'appliquer la formule suivante :

$$U_{R\,ch} = \frac{R\,ch}{R\,ch + R1} \times U = \frac{4450}{4450 + 150} \times 460 = 445\ V$$

La formule du diviseur de tension est fondamentale en électronique, nous l'avons reportée sur la **figure 5c**.

$$U2 = \frac{R2}{R1 + R2} \times U$$

C'est cette formule qui nous permettra de calculer la tension d'ondulation résiduelle après avoir analysé le comportement en courant alternatif de notre montage.

Observez la **figure 5d** et oublions le courant continu.

Comme nous l'avons calculé précédemment aux bornes du condensateur « réservoir » de 40 µF, il nous reste un résidu de 25 volts à la fréquence de 100 Hz. Ce résidu, superposé au courant continu, va circuler à travers la résistance de 150 Ω et arriver au point B, c'est-à-dire au sommet du condensateur de 80 µF. Ce dernier, qui était un véritable barrage au courant continu, offrira, au contraire, une voie royale au courant alternatif qui sera ainsi dévié vers la masse sans atteindre Rch. Le point C va être choisi de façon à avoir une très faible « capacitance » à la fréquence de 100 Hz.

Sa capacitance à 100 Hz sera de :

$$X_c\,(\Omega) = \frac{1}{2\pi.f.C} = \frac{1}{628 \times 0{,}000080} = \frac{1}{628 \times 80.10^{-6}} = 19{,}9$$

Cette capacitance de 19,9 Ω est négligeable devant la résistance de Rch : 4450 Ω. Pour le calcul qui va suivre, nous ne tiendrons compte que de la résistance de 150 Ω.

En **figure 5e**, nous avons représenté le **diviseur de tension alternative**, car cela en est un, formé par la résistance de 150 Ω et la capacitance de 19,9 Ω.

Nous allons donc, comme précédemment en courant continu, calculer la valeur de la tension alternative développée en B. Ce sera la **vraie** valeur de la tension d'ondulation résiduelle qui affectera notre tension continue de 445 volts.

Pour satisfaire nos amis mathématiciens, normalement nous ne pouvons pas additionner telles quelles une réactance capacitive (condensateur) et une résistance parcourues par le même courant alternatif.

La formule du diviseur de tension est :

$$U_2 = \frac{R2}{R1+R2} \times U \text{ deviendrait}$$

$$v2 = \frac{Xc}{\sqrt{Xc^2 + R1^2}} \times v_{cc}$$

Cette formule est on ne peut plus ennuyeuse à calculer.

Or, que constate-t-on dans notre cas ?

$$\sqrt{Xc^2 + R1^2} = \sqrt{19{,}9^2 + 150^2} = 151{,}31\ \Omega$$

Soit une valeur très peu différente de 150.

On peut donc écrire que la valeur résiduelle de v_{cc} est de :

$$v_{cc\ residuelle} \cong \frac{Xc}{R1} \times v_{cc} \cong \frac{19{,}9}{150} \times 25 \cong 3{,}31\ V$$

La condition à respecter, dans le cas d'un filtrage par résistance et capacité, est que **la résistance utilisée doit avoir une valeur de l'ordre de dix fois la capacitance du condensateur à la fréquence de l'ondulation.**

Patatras ! Ce n'est pas le cas ici ! Mais si, voyons ! Le problème est l'Atlantique ! Eh oui, notre Mc Intosh est né aux Etats-Unis et là-bas, le secteur est à 60 Hz, la fréquence de l'ondulation en double alternance est de 120 Hz.

Dans ce cas, la capacitance de notre condensateur est à 120 Hz de :

$$X_c = \frac{1}{C.\omega} = \frac{1}{6{,}28 \times 120 \times 80.10^{-6}} = 16{,}58\ \Omega$$

Soit pratiquement 1/10e de 150 Ω.

Utilisé aux USA, la tension d'ondulation aux bornes du condensateur de 40 µF sera à 120 Hz de :

$$v_{cc} = \frac{I\,ch}{f.C} = \frac{0{,}100}{120 \times 40.10^{-6}} = 20{,}83\ V$$

Après le filtre RC, elle devient à 120 Hz de :

$$v_{cc\ residuelle} \cong \frac{16{,}58}{150} \times 20{,}83 = 2{,}30\ V$$

Ce qui représente :

$$\eta = \frac{v_{ond}}{U} \times 100 = \frac{2{,}30}{445} \times 100 = 0{,}51\ \%$$

Tel était le taux recherché.

Pour nous autres Européens, le taux sera, bien entendu, plus important à 100 Hz :

$$\eta = \frac{v_{ond}}{U} \times 100 = \frac{3{,}31}{445} \times 100 = 0{,}74\ \%$$

Ce qui reste plus qu'acceptable et croyez-moi un MC30, cela ne ronfle pas !

Si je me suis appesanti sur tous ces calculs, somme toute très simples, c'est pour vous habituer à manier sans crainte des notions élémentaires qui vous rendront d'énormes services et vous éviteront bien des déboires.

À propos, pourquoi avoir limité la valeur des capacités à 40 µF et 80 µF... Tout simplement pour respecter cette fichue courbe enveloppe du signal audio (*Led* n°185).

Nous avons mesuré la résistance équivalente du transformateur d'alimentation du MC30 et de la valve 5U4. On obtient une résistance totale de 215 Ω.

La constante de temps à l'entrée du filtre s'établit à :

τ = R.C = 215 x 0,000040 = 8,6 millisecondes.

Après le filtre RC, la constante de temps s'établit à :

τ = R.C = 150 x 0,000080 = 12 millisecondes

On est donc très proche du gabarit idéal.

La règle impérative, dans le cas de **filtres RC**, est la suivante pour **l'audio** :

Les constantes de temps doivent être croissantes de l'entrée vers la sortie de la série de filtres.

Ce qui est logique car, dans le cas d'une forte impulsion, l'attaque d'un piano, par exemple, le condensateur C1 doit se recharger plus vite que le condensateur C2 afin de pouvoir fournir toute l'énergie à ce dernier à l'arrivée de la seconde impulsion.

Et pour le reste du circuit alimenté par une seconde cellule RC de 10 kΩ et 20 µF, quelle sera la tension d'ondulation résiduelle ? Il est, bien évidemment, exclu de tolérer 0,5 % d'ondulation sur des étages préamplificateurs.

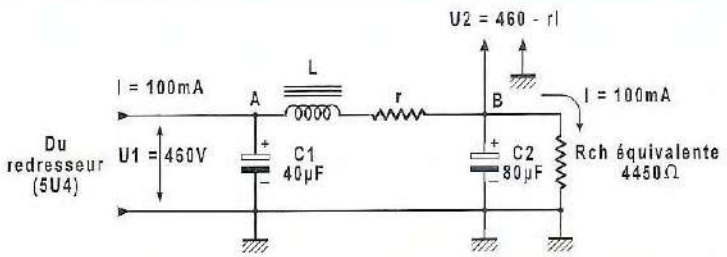


Figure 6 : Filtrage en « Π ». On a remplacé la résistance de 150 Ω par une inductance de filtrage, appelée communément « self ». Cette inductance bobinée sur un noyau de fer présente une impédance élevée à la valeur résiduelle de la composante alternative après filtrage par C1 et une faible résistance au courant continu uniquement limité par sa résistance interne (résistance de l'enroulement).

1) Calculons la capacitance du condensateur de 20 µF à 100 Hz :

$$X_C = \frac{1}{C.\omega} = \frac{1}{628 \times 0{,}000020} = 79{,}6\ \Omega$$

2) Quelle est la valeur de V_{cc} au point B ? Nous l'avons calculée, elle est de 3,31 volts à 100 Hz.

3) Valeur de V_{cc} en C :

$$\frac{79{,}6}{10\,000} \times 3{,}31 = 0{,}026\ V$$

4) Pourcentage d'ondulation pour une tension de 345 volts :

$$\eta = \frac{V_{cc\ ond}}{U} \times 100 = 0{,}0075\ \%$$

Autant dire une ondulation négligeable.

Et la constante de temps, me direz-vous ? A cet endroit elle est de :

$\tau = 10\,000 \times 20 . 10^{-6} = 200$ millisecondes

C'est très important, vous avez raison, mais à cet endroit du circuit, il n'y a pratiquement pas d'appels de courant (+/-1,5 mA), le condensateur de 20 µF va se comporter comme une batterie et la résistance de 10 kΩ l'isolera, en quelque sorte, du circuit principal d'alimentation. C'est ce que l'on appelle un condensateur « tampon ».

Pour que le système fonctionne correctement en dehors du fait que les appels de courant ne doivent pas excéder 10 à 15 % du courant débité, le courant en amont (ici au point B) doit être égal à au moins dix fois le courant aval (au point C). Car la tension en amont varie dans des proportions non négligeables en grande partie à cause de la résistance de 150 Ω. C'est le défaut majeur du filtrage par résistances et capacités. On ne l'emploiera donc que dans le cas de consommations faibles (maximum 100 à 150 mA).

Au-delà, le problème posé revient à ramener la résistance de 150 Ω à une valeur négligeable devant la consommation en courant continu et très élevée devant la composante alternative. Le composant qui permet la quadrature du cercle existe... Cela s'appelle une « inductance ». On l'utilise en lieu et place de la résistance de 150 Ω.

Sur notre schéma, l'ensemble « C1 + self + C2 » sera dénommé un filtre en « Π » (**figure 6**).

LE FILTRE EN Π À CAPACITÉ EN TÊTE (figure 6)

Qu'est-ce qu'une inductance de filtrage, appelée aussi, en bon franglais, « self de filtrage » ? C'est un enroulement de fil de cuivre, bobiné sur un noyau de fer... comme un transformateur, mais avec un simple enroulement.

La propriété principale d'une inductance est de s'opposer aux variations du courant qui la traverse, tant dans un sens que dans l'autre. En clair, la « self » va s'opposer aux augmentations du courant qu'on lui fournit et continuer à fournir du courant au circuit si on diminue le courant fourni. C'est idéal pour le filtrage de la composante alternative résiduelle que l'on trouve aux bornes de C1 (figure 6).

La « réactance inductive » ou « réactance », donc la résistance apparente en courant alternatif, sera égale au produit de son inductance en Henry par la pulsation de la fréquence à filtrer. Ce qui s'écrit :

$$X_L = 2\pi.f.L$$

Avec X_L en ohms (Ω)
f en hertz (Hz)
L en henry (H)

Amusons-nous à calculer la valeur de la self en henry, si nous voulions remplacer la résistance de 150 Ω dans le schéma Mc Intosh MC30 (figures 4 et 5a) afin d'obtenir les mêmes performances de filtrage (0,5 à 1 % au point B)

$$\text{De } X_L = 2\pi.f.L \text{ on tire } L = \frac{X_L}{2\pi.f}$$

La fréquence f est de 100 Hz, d'où :

$$L = \frac{150}{2\pi.100} = \frac{150}{628} = 0{,}24\ H$$

Magnifique me dites-vous, une self de 0,24 henry sera de petite taille et comportera peu de tours de fil, donc une résistance interne négligeable. Les chutes de tension seront, elles aussi, négligeables quels que soient les appels de courant...

Stop, **pas d'emballement...** En ce qui concerne le filtrage de la fréquence de 100 Hz, tout cela est vrai. Si vous aviez à alimenter **sous courant constant** votre circuit, cela serait très bien. Mais, nous, nous « faisons de l'audio » et là cela change tout car l'alimentation est en permanence sollicitée par des appels de courant qui suivent exactement le signal audio (sauf dans certains cas particuliers).

Or, comme nous vous l'avons signalé, une self va s'opposer à une baisse de tension brutale aux bornes du condensateur « tampon » de 80 µF, ce qui se passe exactement lorsque l'ampli est sollicité

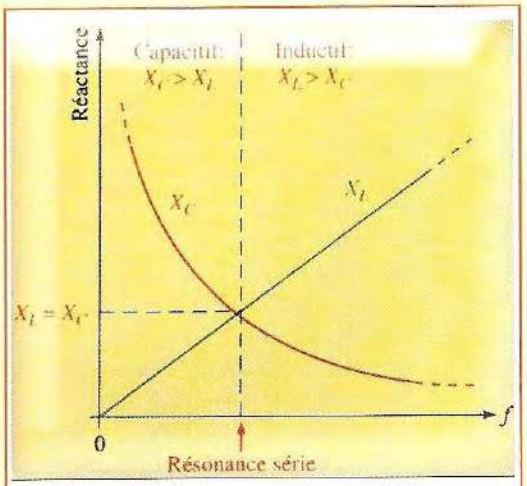


Figure 7 : A la fréquence de résonance $X_L (\Omega) = X_C (\Omega)$, soit $2\pi.f.L = \frac{1}{2\pi.f.C}$

par une impulsion (attaque de piano, par exemple).

Si on désire maintenir une tension suffisante aux bornes du condensateur, il faut considérer la self comme étant un générateur à **tension constante**, donc de **très grande impédance** à la fréquence la plus basse à transmettre.

C'est un des points les plus délicats à comprendre. Lorsqu'on utilise une self dans un filtrage en « Π », il faut bien séparer les deux fonctions de ce composant :

a) Son effet sur le filtrage

b) Son effet sur la réponse en fréquence de l'alimentation

Quelles sont les valeurs des réactances inductive et capacitive de la self et du condensateur « tampon » ?

Pour la self :

$$X_L = 2\pi.f.L$$

Pour le condensateur :

$$X_C = \frac{1}{2\pi.f.C}$$

Que constate-t-on ?

Lorsque la fréquence f augmente, la réactance de la self s'accroît, alors que la capacitance du condensateur diminue.

On démontre que lorsque :

$$X_L = X_C \quad \text{soit} \quad 2\pi.f.L = \frac{1}{2\pi.f.C}$$

On atteint la fréquence dite « de résonance » du circuit L/C (**figure 7**).

Ce qui se traduira par de très fortes perturbations dans la transmission des fréquences basses de l'amplificateur (figure 7).

En pratique, on va dimensionner la self non seulement en terme de « filtrage », mais aussi en terme de bande passante de l'alimentation grâce à un calcul simple en s'imposant la fréquence **basse inférieure** souhaitable pour l'ampli.

En partant de la résonance série du circuit LC à la fréquence de résonance

$$X_L = X_C$$

Il vient

$$2\pi.f_r.L = \frac{1}{2\pi.f_r.C}$$

D'où en connaissant C (F)

$$L = \frac{1}{4\pi^2.f_r^2.C} = \frac{1}{39,43 . f_r^2 . C}$$

Ou en connaissant L(H)

$$C = \frac{1}{4\pi^2.f_r^2.L} = \frac{1}{39,43 . f_r^2 . L}$$

Si vous connaissez L et C, la fréquence de résonance sera :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$$

Dans toutes ces formules :

L en henry (H)

C en farad (F)

fr en hertz (Hz)

Attention aux unités !

Pour en revenir au célèbre Mc Intosh MC30, si nous devions remplacer la résistance de 150 Ω par une self en fixant une fréquence basse de 10 hertz (c'est la norme !) pour la fréquence de résonance avec un condensateur « tampon » de 80 µF.

$$L = \frac{1}{39,43.fr^2.C} = \frac{1}{39,43 \times 10^2 \times 80.10^{-6}} = 3,17 \text{ henry}$$

La valeur de cette self étant bien plus importante que celle de 0,24 henry que nous avions calculée précédemment pour 0,5 à 1 % de valeur résiduelle de la tension redressée, calculons la valeur de cette tension résiduelle avec 3,17 henry :

1) Réactance X_L de la self à 100 Hz

$X_L = 2\pi.f.L = 6,28 \times 100 \times 3,17$

$= 1990,76\ \Omega$

2) Capacitance Xc du condensateur de 80 µF à 100 Hz

$$X_C = \frac{1}{2\pi.F.C} = \frac{1}{6,28 \times 100 \times 80.10^{-6}} = 19,9\ \Omega$$

Comme vous pouvez le constater, la réactance X_L est environ égale à cent fois Xc.

À 100 Hz, la self et le condensateur constituent un diviseur de tension.

L'ondulation résiduelle au condensateur de tête est identique, soit 25 V.

3) Valeur résiduelle de la tension d'ondulation

$$V_{cc} = \frac{X_C}{X_L} \times 25 = \frac{19,9}{1990,76} \cong 0,01 \text{ V}$$

La résistance ohmique de la self de 3,17 henry étant de 20 Ω

4) Chute de tension dans L

(I = 100 mA)

$U = R.I. = 20 \times 0,100 = 2$ V

La tension en B est de 460 V – 2 V = 458 V

5) Pourcentage d'ondulation au point B

$$\eta = \frac{V_{cc\ ond}}{458} \times 100 = \frac{0,01}{458} \times 100 = 0,002\ \%$$

Autant dire une ondulation quasi inexistante, d'où l'avantage de la self.

Et la constante de temps dans tout cela ?

Comme on considère la self au-delà de

la fréquence de résonance comme une source de **tension constante**, seule sa résistance ohmique intervient dans le calcul de la constante de temps, soit :
$\tau = R.C = 20 \times 80.10^{-6} = 1{,}6$ milliseconde.
Devant des résultats aussi remarquables, pourquoi le filtre en Π est-il si peu utilisé ? Essentiellement pour des problèmes de coût et de poids.
Il est évident que le filtrage par résistance et capacité est, à ce titre, imbattable. On le préférera donc pour des électroniques à tubes dont la consommation de courant n'excède pas 100 à 150 mA. De plus, le circuit en Π a le défaut de tous les circuits de redressement à condensateur en tête : surcharge du transformateur d'alimentation et des redresseurs, les courants transitoires de surcharge étant bien supérieurs aux courants consommés par le circuit.
En contrepartie, avec un filtrage en Π, on peut réduire la valeur du condensateur « réservoir » et augmenter la valeur de la self afin d'augmenter l'angle de conduction des diodes (*Led* n°187). En cas d'appels de forts courants, la tension au point B (figure 6) varie tout de même dans des proportions, certes nettement inférieures au circuit RC, mais relativement importantes tout de même.
Ce circuit sera utilisé pour des courants consommés de 150 mA à 400 mA.
Pour éviter des calculs fastidieux, la méthode approchée pour le calcul de la self dans un filtrage en Π est la suivante :
1) Calculer la valeur de l'ondulation résiduelle aux bornes du condensateur « réservoir » C1 (figure 6)

$$V_{cc\,1} = \frac{10.I\,(mA)}{C\,(\mu F)}$$

La valeur C1 étant définie afin de respecter la courbe enveloppe du signal audio (constante de temps 5 ms < τ < 10 ms)
2) Définir la valeur du condensateur « tampon » C2. En règle générale :

$$C2 = 2 \times C1$$

3) Calculer la capacitance du condensateur C2 à 100 Hz (en farad) :

$$X_{C2} = \frac{1}{C.\omega} = \frac{1}{628.C}$$

4) La valeur de la réactance de la self à 100 Hz est définie empiriquement de la façon suivante :

$$X_L = 100\ .\ X_{C2}$$

5) Calculer L (à 100 Hz)
$X_L\,(\Omega) = 2\,\pi.f.L$
D'où :

$$L\,(H) = \frac{X_L}{2\pi.f} = \frac{X_L}{628}$$

C'est tout ! ... Au-delà de 400 mA de consommation, la régulation de la tension d'alimentation devient insuffisante.

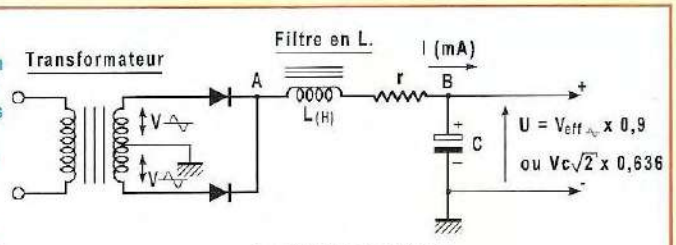


Figure 8 : Dans un filtre en L, grâce à la self, il n'y a plus de courants transitoires de surcharge, ni dans le transformateur ni dans les redresseurs dont l'angle de conduction est de 180°. En contrepartie, la tension filtrée n'est plus que de 0,9.Veff

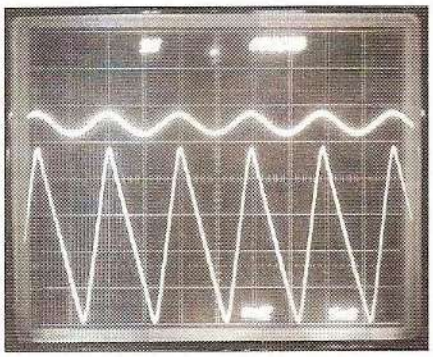


Figure 9a
En haut : Filtrage avec self de 2 H et condensateur de 100 µF. Aspect de la tension redressée et filtrée au point B de la figure 8 (débit : environ 180 mA). Cette ondulation est pratiquement une sinusoïde Vcc = 0,6 V sinus.
En bas : Filtrage avec un condensateur « réservoir » en tête de 100 µF (même courant). Ondulation en dent de scie de 5 Vcc.

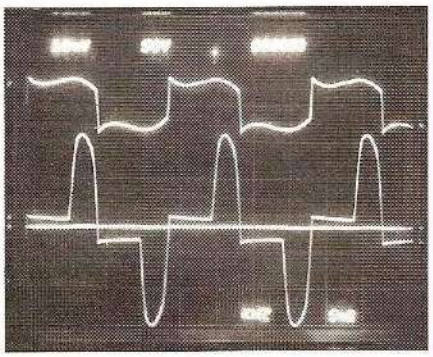


Figure 9b
En haut : Filtrage avec self de 2 H en tête. Courant de 180 mA effectivement consommé par le circuit.
En bas : Filtrage avec condensateur de 100 µF en tête. Courant consommé par le circuit de 180 mA et crêtes de courant dans le transformateur et les redresseurs de 425 mA.

Pour ces courants importants, seul le filtre avec inductance en tête est réellement efficace.

LE FILTRE EN « L » OU À INDUCTANCE EN TÊTE (figure 8)

Le plus grand défaut des filtres avec condensateur en tête est dû aux très importants courants transitoires de surcharge circulant dans les redresseurs et le transformateur. Les courants de surcharge, en dehors de leurs effets parfois destructeurs, sont une source de pollution sonore parfois difficile à éliminer (*Led* n°187).
Les oscillogrammes **9a** et **9b** parlent d'eux-mêmes.

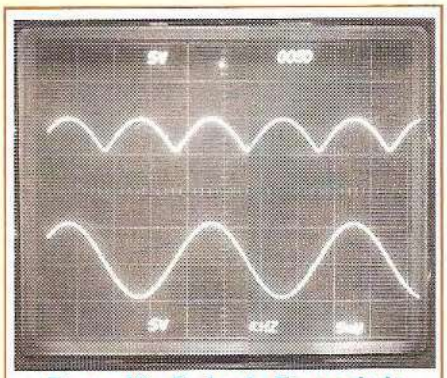


Figure 10 - En haut : Forme de la tension redressée à l'entrée de la self. C'est cette ondulation qui sera prise en compte pour le calcul de la self de filtrage.

Avec une self en tête, **il n'y a plus** de courants transitoires de surcharge, y compris à la mise sous tension de l'appareil. Cet avantage est primordial, il n'est plus nécessaire de sur-dimensionner le transformateur d'alimentation et les redresseurs.

Pour les redresseurs, ceci est particulièrement intéressant lorsque l'on utilise des valves.

Dans les circuits à condensateur en tête, les redresseurs et le transformateur fournissaient de courtes impulsions à chaque demi-alternance afin de maintenir la charge du condensateur, ce dernier fournissant seul **tout** le courant au circuit durant le reste du cycle pendant que les redresseurs étaient bloqués.

À l'inverse, avec une self en tête, les redresseurs n'étant jamais bloqués, car ils conduisent alternativement pendant **toute la durée** de l'alternance, soit 180°, le courant consommé par le circuit est effectivement fourni **intégralement** par l'alimentation (**figure 9b**) car il n'y a pas ici **stockage** d'énergie mais uniquement **filtrage**.

Le condensateur C n'est plus un condensateur « **réservoir** », c'est un condensateur « **tampon** » qui va parfaire le filtrage de la même manière que le condensateur C2 du filtre en « Π ». Tous les calculs que nous avons développés pour le filtre en « Π » sont les **mêmes**. L'ensemble « self » et condensateur « C » formant un diviseur de tension pour la composante résiduelle de filtrage, avec cependant une différence de taille : la tension pulsée à l'entrée de la self n'est plus un résidu de filtrage aux bornes du condensateur « réservoir », mais la **totalité** de l'ondulation en double alternance (100 Hz) en sortie des redresseurs (**figure 10**).

Afin de ne pas reprendre les calculs (fastidieux !) que nous avons développés pour le filtrage en Π, nous vous livrons ici la formule simple qui va vous permettre de calculer le facteur d'ondulation résiduelle (**figure 9a**) en sortie de filtre LC pour une fréquence de 100 Hz (double alternance) et ne reculant devant aucun mal de tête, nous vous livrons cette formule en **henry** et **microfarads**...

Facteur d'ondulation

$$\text{a 100 Hz} \cong \frac{1,2}{L_{(H)}.C_{(\mu F)}}$$

$$\text{\% d'ondulation} \cong \frac{1,2}{L.C} \times 100$$

Par exemple, quel est le pourcentage d'ondulation et la valeur de la tension résiduelle d'ondulation d'une alimentation dont la tension continue filtrée est de 400 volts, dont le filtre en « L » comporte une self de 10 henry et un condensateur de 100 µF

$$\text{\% d'ondulation} = \frac{1,2}{10 \times 100} = 0,0012\ \%$$

Soit une tension d'ondulation de :

$$\frac{400}{100} \times 0,0012 = 0,0048\ V$$

Vous remarquerez que cette tension d'ondulation est **indépendante** du courant consommé par le circuit. C'est l'avantage **majeur** du filtrage avec self en tête, la self se comportant comme une **source de tension,** la tension aux bornes de C ne dépend plus du courant consommé ; la self agit comme un véritable **régulateur de tension** (la chute de tension en fonction du débit dépend de la résistance ohmique de la self qui doit rester faible).

En audio, n'oubliez pas de tenir compte, comme pour le filtre en Π, de la fréquence de résonance série du circuit LC en appliquant :

$$X_L = 100 . X_C$$

Mais, me dites-vous, si le filtrage avec self en tête ne présente que des avantages, pourquoi ne pas l'utiliser plus souvent...

Votre bel enthousiasme est réjouissant, mais malheureusement il me faut tempérer votre emballement.

Tout d'abord, le volume de la self. Pour qu'une self soit efficace, il ne faut pas que son inductance « plonge » avec le courant qui la parcourt.

En effet, le circuit magnétique, donc le volume de fer, doit être important de façon à ce que la chute d'inductance soit la plus faible possible en fonction du courant.

D'autre part, il faut maintenir la résistance ohmique de l'enroulement à une valeur la plus faible possible, donc le fil de bobinage doit avoir une section suffisante. C'est d'ailleurs l'une des raisons (pas la seule) qui nous permet, dans les calculs, de confondre l'impédance Z (Ω) de la self avec sa réactance X (Ω) :

$$Z = \sqrt{X^2 + R^2}$$

Une self bien construite voit sa valeur chuter de l'ordre de moitié pour une augmentation de courant de 30 % environ. C'est pour cette raison que les constructeurs sérieux indiquent toujours la valeur de la self pour son courant nominal.

Deuxième inconvénient de la self en tête, là où la tension continue redressée dans le cas d'un condensateur « réservoir » était de :

$$U_C = V\ \text{eff.}\sqrt{2} = 1,414\ \text{Veff}$$

soit la valeur de la valeur crête de la tension au secondaire du transformateur. Dans le cas de la self en tête, la tension continue au point B (figure 8) est égale à

la valeur moyenne de la tension redressée en sortie des redresseurs au point A, soit : Uc ≅ 0,9 Veff ou Uc ≅ 0,636 V crête, ce qui revient au même.

À tension égale, pour obtenir en sortie de filtre la même tension qu'avec un filtrage par condensateur en tête, il sera donc nécessaire de prévoir un transformateur d'alimentation dont la tension secondaire soit plus élevée. Cependant, il ne faudra pas oublier que la self agissant comme un régulateur, la tension continue filtrée sera uniquement diminuée de la chute de tension provoquée par la résistance de cette dernière (sans omettre, bien entendu, la résistance des redresseurs et du transformateur).

À l'inverse, le filtrage par condensateur en tête voyait la tension redressée varier continuellement en fonction des appels de courant du circuit.

Troisième inconvénient majeur, la notion d' « inductance critique »

L'INDUCTANCE CRITIQUE

Observez la figure 8 et supposez que l'alimentation n'ait aucun débit (I = 0).

À la mise sous tension, le condensateur C est totalement déchargé. Il est donc équivalent à un court-circuit franc à la sortie de la self au point B. Le fort appel de courant de charge de C va effectivement être freiné par la self puisque, par principe même, elle va s'opposer au passage du courant. Mais plus le condensateur se charge, plus le courant diminue. À pleine charge, le courant est égal à **zéro**.

Tout se passe à cet instant **comme si la self n'existait pas**. Quant au condensateur, il s'est chargé à la valeur maximale de la tension de **crête**, soit :

$$U = V\,eff.\sqrt{2}$$

L'effet de la self va effectivement se faire sentir à partir d'un courant minimum consommé par le circuit. C'est en fonction du courant consommé par le circuit, donc de la résistance équivalente de charge, que sera définie la valeur **minimale** de l'inductance en dessous de laquelle on ne peut pas descendre ou bien du courant minimum qui doit être consommé par le circuit pour une inductance donnée.

On démontre que « l'inductance est critique », c'est-à-dire l'instant où la self agit comme une honnête self lorsque le courant consommé par le circuit est égal au courant de l'ondulation filtré par la self, ce qui s'écrit :

$$I\ continu = I\ filtré$$

Ce qui se traduit par une simple application de la loi d'Ohm, en ne tenant compte que du premier harmonique du courant pulsé à filtrer, soit 100 Hz (figure 3).

$$I = \frac{U}{R} \rightarrow I_{continu} = \frac{0{,}636.Vc.\sqrt{2}}{R_{L(\Omega)}}$$

(R_L : résistance équivalente de charge)

$$i = \frac{v}{X_L} \rightarrow i = \frac{0{,}425.Vc.\sqrt{2}}{X_L}$$

$$\text{donc } \frac{0{,}636.Vc.\sqrt{2}}{R_L} = \frac{0{,}425.Vc.\sqrt{2}}{X_L}$$

d'où avec $X_L = 2\,\pi.f.L$:

$$X_L = 0{,}666\,R_L$$

A 100 Hz

$$L_{(H)} = \frac{0{,}666\,R_L}{2\,\pi.f} = \frac{0{,}666\,R_L}{628} = \frac{R_L}{1060}$$

En général, on arrondit :

$$L_{(H)} = \frac{R_L}{1100}$$

Je sens que vous arrivez à saturation ! Désolé, mais avec un petit exemple pratique tout va s'éclairer, du moins je l'espère...

Reprenons notre exemple précédent, c'est-à-dire une alimentation constituée d'une self de 10 henry, d'un condensateur de 100 µF apte à délivrer 200 mA sous 400 volts.

Supposons que cette alimentation soit destinée à un amplificateur puissant en classe B.

A pleine puissance, le courant va swinguer allègrement de 40 mA à 200 mA en fonction du signal audio. L'intensité minimale est donc de 40 mA.

Calculons la résistance équivalente du circuit lorsque ce dernier consomme 40 mA.

$$R_{L(\Omega)} = \frac{U}{I} = \frac{400}{0{,}040} = 10\,000\ \Omega$$

Quelle est la valeur de la self critique ?

$$L_{(H)} = \frac{R_L}{1\,100} = \frac{10\,000}{1\,100} = 9{,}09\ H$$

Avec 10 henry ... on est bon ! Victoire !

Mais supposons que le courant minimum consommé par l'ampli soit 20 mA.

Dans ce cas :

$$R_L = \frac{400}{0{,}020} = 20\,000\ \Omega$$

La self critique sera de :

$$L_{(H)} = \frac{20\,000}{1\,100} = 18{,}18\ H$$

Là on est trop juste avec notre self de 10 henry.

Deux solutions s'offrent à nous.

- La première est de prévoir une self de ≅ 19 henry. Difficile, l'ampli est déjà construit !
- La seconde solution, la plus usitée, est de prévoir ce que les Anglo-saxons appellent une résistance « Bleeder », textuellement un « drain ».

Cette résistance va « tirer » du courant de l'alimentation en permanence de façon à permettre à la self de jouer son rôle de self.

En pratique, dans notre exemple, avec une self imposée de 10 henry, calculons R_L critique :

$$L_{(H)} = \frac{R_L}{1\,100} \rightarrow R_L = 1\,100.L_{(H)} =$$
$$1\,100 \times 10 = 11\,000\ \Omega$$

Ce qui correspondrait à un débit minimum de :

$$\frac{400}{11\,000} = 0{,}036\ A\ (36\ mA)$$

Or, notre circuit consomme au minimum

20 mA et, pour être efficace, la self doit être parcourue par un courant minimum de 36 mA.
La différence de courant demandé sera de :

$$36\ mA - 20\ mA = 16\ mA$$

Pour consommer ces 16 mA manquants, il faudra installer une résistance **maximale** en parallèle sur le circuit de :

$$\frac{400}{0,016} = 25\,000\ \Omega$$

N'oubliez pas que cette résistance parcourue par ce courant de 16 mA va dissiper de la puissance :
$P_{(W)} = R.I^2 = 25\,000 \times 0,016^2 = 6,4$ watts.
Pour être en sécurité, nous choisirons une résistance normalisée de :

22 000 Ω / 10 watts

EN CONCLUSION

Je me suis longuement étendu sur les alimentations car, comme vous l'avez compris, **l'alimentation est le cœur des montages électroniques,** surtout en audio où l'on ne peut pas se satisfaire d'approximations au risque d'obtenir des résultats médiocres.
Très souvent, par expérience, le fait d'intervenir sur des alimentations en **réduisant** la valeur de certains composants sur-dimensionnés, apporte des résultats spectaculaires, en particulier en terme de rendu des transitoires.
Il existe bien d'autres types d'alimentations, notamment les doubleurs de tension souvent fort utiles pour réduire la résistance des enroulements des transformateurs.
Ces derniers ne doivent délivrer, dans ce cas, que la moitié de la tension utile pour le même courant.
Nous verrons tout cela plus tard, au fur et à mesure de nos cours.
Les alimentations régulées et les alimentations stabilisées **à manier avec précaution** ne seront étudiées qu'après l'étude des circuits, car leur mise en œuvre demande une parfaite maîtrise des circuits amplificateurs.
Dans notre prochain cours, nous aborderons (enfin !) l'étude des circuits amplificateurs en gardant toujours à l'esprit que nous traitons de **l'audio.**
Ce qui diffère bien souvent des règles établies de l'électronique générale. Laquelle s'occupe rarement des signaux fortement transitoires, bien loin des sages sinusoïdes et signaux rectangulaires couramment utilisés.

Bonne lecture
Rinaldo Bassi

Et si on parlait tubes...

En 11 cours,
apprenez à connaître et à maîtriser
le fonctionnement des tubes
électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt,
charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____
N° : _____ Rue : _____
Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque bancaire ❒ CCP ❒ mandat - Union européenne : règlement uniquement par mandat postal
A retourner accompagné de votre règlement à : EDITIONS PÉRIODES 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

16ÈME PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
IL FAUT AMPLIFIER... ALORS AMPLIFIONS !

Du modeste gazouillis d'une cellule de tourne-disques aux milliers de watts d'un concert rock, il faut amplifier... Alors amplifions ! Tous les éléments actifs en électronique, en particulier les tubes, sont « amplificateurs ». C'est leur fonction première et leur propriété de base. Sans cette caractéristique, il n'y aurait pas d'électronique, ni analogique, ni numérique... Sans pouvoir amplificateur, il n'y aurait ni radio, ni télévision, ni ordinateur, ni satellite, ni chaîne hi-fi, ni baladeur... *Led* n'existerait pas ! Ce serait bien triste, bien que certains pensent que c'était mieux avant, quand tout cela n'existait pas... Mais c'est un autre sujet ! Pour nous, « cela existe », il faut faire avec et tenter de « maîtriser »... Tout un programme !

Qu'est-ce que l'amplification ? À question imbécile, réponse idiote : « L'amplification sert à amplifier ! » Oui, mais... Quoi ? Pourquoi ? Comment ?

Comme nous « faisons » de l'audio, nous laisserons de côté les oscillateurs, générateurs d'impulsions ou de signaux divers, émetteurs HF, ordinateurs, missiles téléguidés et autres fantaisies qui représentent la grosse partie émergée de l'iceberg électronique. Nous nous intéresserons à la partie **immergée : le traitement analogique du signal** et, qui plus est, le traitement analogique du signal audio avec **des tubes** !

Pour en revenir à l'audio, quoi que l'on fasse (du moins pour l'instant), les sons émis dans l'air sont « analogiques », nos oreilles ne réagissent qu'à des signaux « analogiques ».

Le traitement analogique du signal audio est donc primordial. Pour prendre un exemple, il y a belle lurette (plus de dix ans) que le traitement numérique du signal est parfaitement au point. En dehors des limitations congénitales des procédés numériques, on peut dire que les convertisseurs dont nous disposons aujourd'hui sont au maximum des possibilités imposées par les standards en vigueur. On peut aussi affirmer, sans se tromper, que les résultats comparatifs de qualité des lecteurs CD, DVD ou SACD ne dépendent que de la constitution de leurs étages analogiques de sortie.

Cet exemple pourrait être décliné à l'infini, il est valable de l'entrée à la sortie de nos chers engins ! Si, par exemple, le préamplificateur analogique d'un micro, placé en amont d'un convertisseur numérique, est médiocre, le convertisseur, malgré sa bonne volonté, ne pourra « numériser » qu'un signal médiocre, le résultat final sera, bien entendu, médiocre !

Donc, pour revenir à nos moutons, en analogique on amplifie :

Quoi ? Des signaux dont **l'énergie** est trop faible pour être utilisable telle quelle. Notez que l'on parle d'**énergie**, c'est cela qui est important.

Pourquoi ? Parce que, par exemple, l'énergie fournie par un micro dont la puissance atteint quelques microwatts

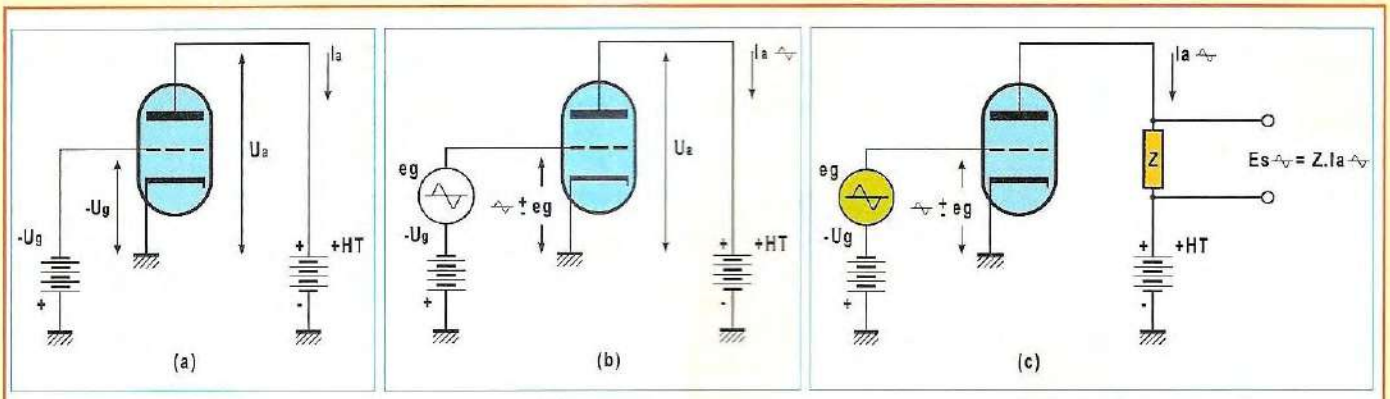


Figure 1a :
Fonctionnement statique d'une triode, au repos le courant « Ia » est constant

Figure 1b :
Si on introduit une source alternative eg dans le circuit de grille, la tension de cette dernière « swinguera » de -Ug ± eg. Le courant « Ia » swinguera de la même manière : « Ia » augmente lorsque eg augmente et « Ia » diminue lorsque eg diminue. Mais Ua reste constante, il n'y a pas « amplification ».

Figure 1c :
En introduisant une impédance Z dans le circuit, la variation de courant « Ia » dans Z va, selon la loi d'Ohm, entraîner une variation de tension au bord de cette dernière. Comme par principe Es > eg, il y a amplification.

est insuffisante pour faire bouger un haut-parleur qui demande un apport d'énergie bien plus important qui se traduit par une demande de puissance électrique de plusieurs dizaines de watts. **Comment ?** En empruntant l'énergie d'une source extérieure bien plus puissante que le signal à amplifier, en l'asservissant grâce à un élément actif, tube ou transistor. C'est cette notion qu'il faut toujours avoir à l'esprit lorsque l'on traite d'éléments amplificateurs, l'énergie est **fournie par la source d'alimentation** (pile, batterie, secteur...) **et non pas par le circuit amplificateur**.

Un amplificateur **n'est pas** un transformateur d'énergie, contrairement à un haut-parleur qui **transforme** l'énergie électrique en **énergie acoustique**. L'amplificateur, lui, **utilise** de l'énergie électrique et ne fait que la traiter le plus fidèlement possible afin que le signal introduit à l'entrée soit reproduit à la sortie sans altération, mais possédant une énergie bien plus importante qui lui aura été fournie par l'alimentation.

C'est pour cette raison que l'alimentation est certainement la clé du fonctionnement correct de nos électroniques.

Nous avons étudié, tout au long de nos onze premiers cours, les caractéristiques des éléments actifs que nous allons employer : les tubes.

Nous ne reviendrons pas sur l'ensemble de leurs caractéristiques. Nous allons donc plonger très vite et joyeusement (du moins je l'espère...) dans les arcanes de l'amplification avec des tubes, en gardant toujours à l'esprit que, bien que les règles de l'électronique générale soient immuables, il existe une masse d'informations qui n'appartiennent qu'au traitement spécifique du signal audio.

Pour ceux qui douteraient encore et si vous en avez la possibilité, tentez l'expérience suivante : prenez un oscilloscope et entrez un signal à amplifier sur son entrée verticale. Beaucoup de ces engins possèdent une sortie marquée « signal out » qui correspond à la sortie du préamplificateur « vertical ». Vous vous dites : voici un engin capable de « passer » un signal du continu à plusieurs dizaines de mégahertz, affecté d'un taux de distorsion à faire pâlir d'envie tout audiophile épris de perfection et souvent non mesurable.

Cet appareil vous affiche des signaux rectangulaires plus que rectangulaires, des temps de montée de l'ordre de la nanoseconde, un respect de la phase ahurissant... Le pied, quoi ! Vous décidez de l'utiliser comme préampli. Et là, l'horreur ! Le son qui sort de cet engin est parfaitement indigeste, rapapla, nul ! Pourtant, il s'agit d'une électronique parfaite, sauf qu'elle n'a pas été étudiée pour traiter de l'audio... Et c'est là où cela devient passionnant !

Trêve de digressions, posons-nous la première question : comment utiliser l'énergie fournie par l'alimentation ?

L'IMPÉDANCE DE CHARGE (figure 1)

Si vous vous reportez à nos cours concernant la triode, vous comprendrez immédiatement ce que représente la **figure 1a** : une triode polarisée par une tension négative « - Ug » et alimentée par une haute tension « Ua ». Un courant « Ia » s'établit dans le circuit.

En **figure 1b,** nous avons introduit un générateur de tension alternative « eg » en série avec la tension négative de polarisation. La tension de la grille va donc « swinguer » autour de « - Ug » en prenant les valeurs suivantes :

$$Eg = - Ug \pm eg$$

Ce qui signifie qu'autour de « -Ug », la grille deviendra plus ou moins négative en fonction de « eg ».
Par principe, lorsque Eg sera moins négative, le courant « Ia » augmentera et lorsque Eg sera plus négative, le courant « Ia » diminuera en fonction des caractéristiques du tube : pente et résistance interne.
Cela dit, ce que nous avons réalisé là sert uniquement à faire swinguer le courant dans le circuit. L'énergie fournie par la source sera inutilisable.
En **figure 1c**, nous avons introduit une **impédance Z** dans le circuit.
Cette impédance dite de « charge » peut être plein de choses : une résistance, un transformateur, une lampe d'éclairage, la bobine d'un relais, etc.
À partir de cet instant, tout change car nous amplifions. Aux bornes de Z, parcourue par le courant variable « ± Ia », va se développer une tension variable selon la loin d'Ohm :
± Es = Z. (± Ia)
Comme ± Es est nécessairement plus grand que ± « eg », puisque nous avons choisi Z en conséquence, nous avons « amplifié » la tension « eg ». Nous pourrons l'utiliser telle quelle.
Mais cette amplification en tension a un prix ! Je m'en explique. Qu'est-ce qui permet au courant Ia de traverser le circuit ou, plutôt, quelle est la source d'énergie qui permet l'amplification ?
Ce n'est pas ± « eg », car, comme vous le savez, dans un tube utilisé normalement, il n'y a pas de courant de grille.
C'est donc l'alimentation HT qui fournit l'énergie nécessaire au circuit pour fonctionner.
Dans le cas d'une amplification en tension si, par exemple, Z est une résistance R, cette dernière sera parcourue par le courant « I ».
Elle s'échauffera, la puissance fournie par la source d'alimentation sera dissipée en pure perte car :

$P = R.I^2$ avec P en watts (W), R en ohms (Ω), I en ampères (A)

Ce qui permet d'affirmer que, quel que soit le type d'amplification, **la source d'alimentation doit fournir de la puissance à la charge dans tous les cas de figure.**

AMPLIFICATEURS DITS DE TENSION OU DE PUISSANCE

En réalité, il n'existe que des amplificateurs de puissance puisque tout dépend de la charge **et uniquement d'elle.**
Rien ne vous empêche d'utiliser un tube « dit » de puissance comme amplificateur de tension.
Cela ne serait pas rationnel car, pour que le tube fonctionne correctement, le courant « Ia » devrait être relativement élevé, mais c'est possible.
À l'inverse, un tube « dit » amplificateur de tension peut délivrer de la puissance, à condition de limiter le courant qui le traverse afin de ne pas le faire exploser !
Certains amplificateurs « dits » de ligne sont, en réalité, des amplificateurs de petite puissance et les tubes, en général des 12AU7, sont chargés par un transformateur.
Certains amplificateurs célèbres utilisent un tube de puissance en inverseur de phase dit cathodyne (que nous étudierons plus tard) afin de profiter de la faible impédance de sortie de ces tubes que l'on intitule « tubes de puissance » ou « tubes amplificateurs de tension » avec la notion d'amplification de puissance et d'amplification de tension qui, elle, ne dépend que de la nature de la charge.
En audio, nous utiliserons des tubes « dits » de puissance construits spécialement pour supporter de forts courants.
La charge sera le plus souvent constituée par un transformateur car, dans ce cas, on essaiera d'extraire le maximum d'énergie de la source.
Ce n'est pas le gain en tension que l'on recherche, mais on utilisera à fond la variation « Ia » du courant afin de tirer le maximum de puissance pour une variation de tension d'entrée ± « eg » donnée.
À l'inverse, dans un amplificateur de tension, on essaiera d'obtenir une importante variation de tension de sortie pour une faible tension d'entrée de façon à obtenir le « gain » maximum en tension au prix d'importantes « pertes » d'énergie dans les charges, en général, résistives.

LE TRANSFERT TENSION/PUISSANCE...

....Ou comment obtenir le maximum de tension ou le maximum de puissance d'une source d'énergie donnée.
Si vous vous reportez à la figure 1, nous vous avons montré qu'une impédance de charge est nécessaire pour que le circuit « amplifie ».
En conséquence, c'est la valeur de cette impédance de charge qui va déterminer la puissance ou la tension utilisable fournie par la source + HT. Une impédance de charge nulle (figure 1b) ne donnera à utiliser que **« rien du tout »**.
À l'inverse, supposons que l'impédance Z de la figure 1c soit infiniment grande, obtiendrons-nous une amplification infiniment grande ? Certainement pas ! Ce serait trop beau...
Afin que vous compreniez ce qui va se passer, nous allons effectuer une expérience simple que tout étudiant en électronique élémentaire a réalisée en laboratoire.
Cette expérience est **fondamentale** parce qu'elle vous permettra dans le futur de comprendre bien des phénomènes affectant les amplificateurs de tension ou de puissance.
Cerise sur le gâteau, cette expérience vous permettra de mesurer **l'impédance** caractéristique d'une source, en pratique l'impédance de sortie d'un amplificateur ou d'un préamplificateur. Cette notion **fondamentale** vous permettra d'éviter bien des déboires lors du couplage des circuits ou des appareils entre eux.
Tout d'abord, prenons une source de haute tension capable de délivrer, disons 600 volts, un courant disons de 1 ampère et présentant une **résistance interne**, par exemple, de 1000 Ω. Je vous rassu-

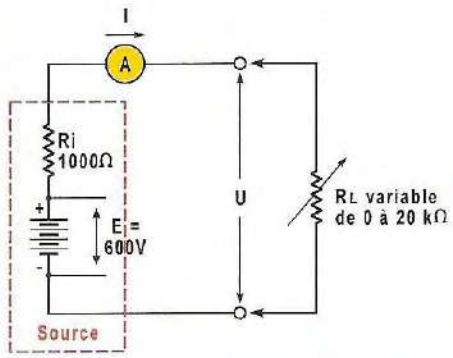


Figure 2a
Le courant dans le circuit est :

$$I = \frac{E}{Ri + RL}$$

La tension aux bornes de RL est :
U = RL x I

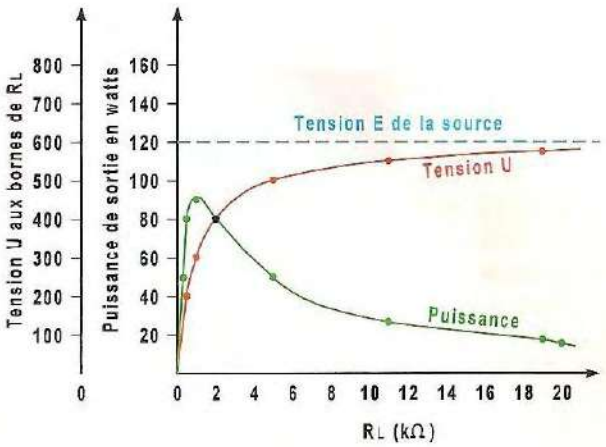


Figure 2b

Courbe de puissance : elle atteint son maximum lorsque RL = Ri

Courbe de tension : elle ne peut jamais atteindre la tension maximale de la source E (voir texte)

RL (Ω)	RT = Ri + RL	I (mA)	U (volts)	P (watts)
0	1 000	600	0	0
200	1 200	500	100	50
500	1 500	400	200	80
1 000	2 000	300	300	90
2 000	3 000	200	400	80
5 000	6 000	100	500	50
11 000	12 000	50	550	27,5
19 000	20 000	30	570	17,1
20 000	21 000	28	560	15,6

Tableau A

re tout de suite, cela est théorique. Vous pouvez reproduire cette expérience avec des valeurs de courant et des tensions plus modestes !

Nous allons « charger » notre source par une résistance **variable** de, par exemple, 20 000 Ω (**figure 2a**).

Nous pourrions mesurer le courant « I » dans le circuit à l'aide d'un ampèremètre et la tension « U » aux bornes de la résistance, mais en réalité il est inutile de le faire car nous allons **calculer** ce qui se passe dans le circuit grâce aux formules archi-simples déduites de la loi d'Ohm (encore !).

Observez la figure 2a, vous pouvez constater qu'à tout instant, le courant qui parcourra le circuit traversera en permanence **deux résistances en série** : la résistance interne de la source Ri et la résistance de charge RL. On pourra donc écrire que « I » sera égale à « E » (tension de la source à vide sans courant débité), divisée par la somme des résistances Ri et RL :

$$I = \frac{E}{Ri + RL}$$

I : ampères (A)
E : volts (V)
Ri/RL : ohms (Ω)

La tension U aux bornes de la résistance de charge RL sera à tout instant égale au produit du courant « I » (calculé plus haut) par la résistance RL.

$$U = RL \times I$$

La puissance dissipée dans la résistance RL, donc fournie par la source, sera égale au produit de cette résistance par la tension U développée à ses bornes.

$$P = U.I \text{ (P en watts)}$$

Ou

$$P = RL.I^2$$

Ce qui revient au même. Donc inutile de calciner le potentiomètre de 20 kΩ que vous avez dégotté dans un tiroir, prenons notre calculette et calculons !

Nous allons reporter sur le **tableau A** le résultat de nos cogitations. Ce qui nous intéresse au premier chef, ce sont les valeurs de la tension et de la puissance en fonction de la valeur de la charge RL. Si vous observez ce tableau, vous remarquerez un point remarquable que nous avons encadré. **Lorsque la résistance RL est égale à la résistance interne de la source**, la tension aux bornes de RL est égale à la **moitié** de la tension de la source à vide, soit 300 volts. La puissance « P » délivrée par la source est à cet instant **maximale**, soit 90 watts.

Reportons sur un graphique les courbes de tension et de puissance en fonction de la résistance RL (**figure 2b**).

Tout d'abord, examinons la **courbe de puissance** délivrée par la source ou dissipée dans la charge, ce qui revient au même. À zéro : pas de puissance, c'est normal, le circuit est ouvert, la source ne délivre aucune puissance. Puis, la courbe grimpe très vite pour atteindre son maximum lorsque la résistance ou la

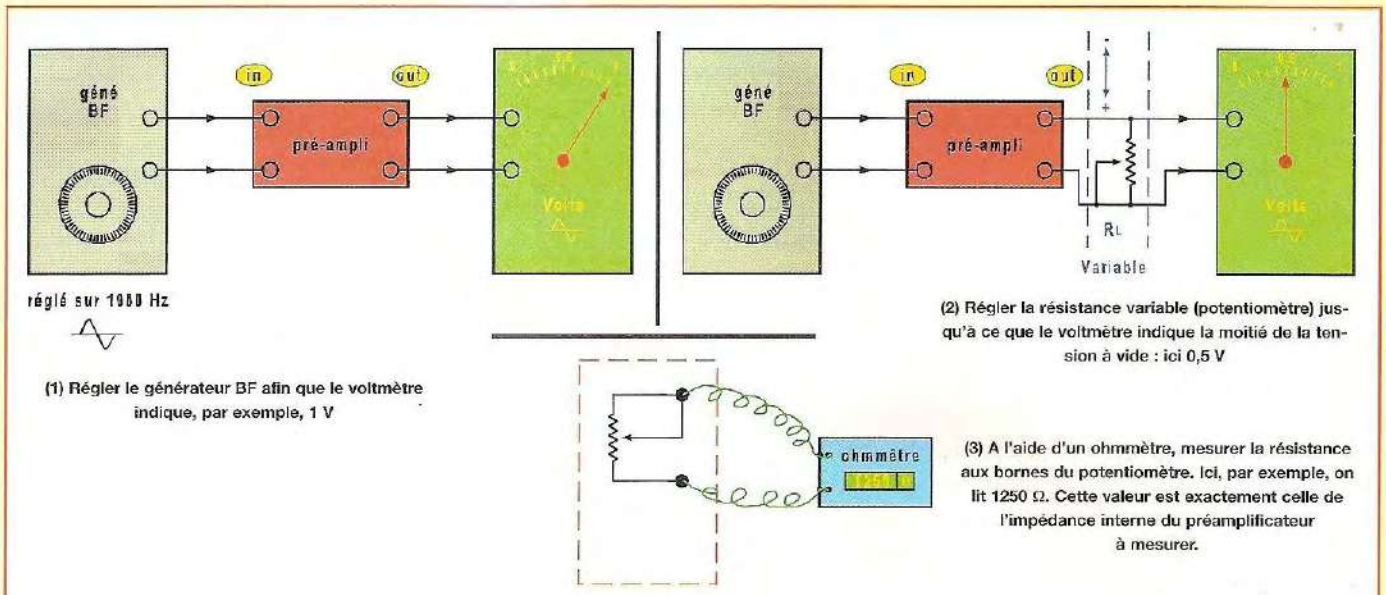


Figure 3 : Mesure de l'impédance de sortie d'un préamplificateur

charge est égale à la résistance interne de la source (1000 Ω). La courbe ensuite descend doucement plus la charge augmente. Il y a cependant un point remarquable qu'il faut noter : la source délivre la **même puissance** pour deux valeurs de la charge. Elle délivre 80 watts pour une charge de 500 Ω, elle va délivrer ces mêmes 80 watts pour une charge de 2000 Ω. De même, elle délivre 50 watts pour une charge de 200 Ω et ces mêmes 50 watts pour une charge de 5000 Ω. Ceci est très important, nous reviendrons là-dessus lorsque nous étudierons les **amplificateurs de puissance.**

La **courbe de tension** grimpe relativement vite et, plus la charge augmente, plus elle va se rapprocher de la tension de la source **sans jamais l'atteindre.** Nous nous sommes arrêtés à 20 kΩ de charge, supposons que la charge ait été de, par exemple, 100 kΩ. Le calcul est simple : la valeur du courant serait de :

$$I = \frac{600}{100\,000 + 1000} \approx 0{,}0059\text{A}$$

Soit 5,9 mA

La tension U serait de :

U = 100 000 x 0,0059 = 590 volts

On ne peut donc jamais atteindre la tension de la source, la courbe de la tension est dite « assymptote ».

Pour l'instant, retenons les deux règles suivantes qui seront tempérées par la suite en fonction de l'étude des circuits audio à tubes :

1) Dans les **amplificateurs de tension**, pour obtenir le maximum de tension, **l'impédance de charge doit être la plus élevée possible.**

2) Dans les **amplificateurs de puissance**, le transfert maximum de puissance sera atteint lorsque **l'impédance de charge sera égale à l'impédance de la source.**

C'est ce que l'on appelle **l'adaptation d'impédance**. Mais me direz-vous, la démonstration prend en compte des tensions et des courants continus. Or, nous avons à amplifier des tensions et des courants alternatifs. Vrai ! C'est pourquoi, on emploie le terme générique d'**impédance**. Tout ce que nous avons étudié s'applique à toutes sortes de tensions, continues ou variables. En conséquence, si l'on considère tout générateur de tension **quel qu'il soit**, il est affecté d'une impédance interne.

Dans le cas d'un tube amplificateur, ce dernier peut être considéré comme un générateur alimentant le circuit dans lequel il est intégré. Ce générateur possède une résistance interne (ρ) dont il faudra tenir compte, en particulier pour un transfert optimal de la puissance dans un transformateur de sortie. Attention ! On verra plus tard qu'en audio, afin de minimiser les distorsions, on s'écartera en plus ou en moins du point de transfert maximal de la puissance.

COMMENT MESURER EXPÉRIMENTALEMENT L'IMPÉDANCE DE SORTIE D'UN MONTAGE

Cette méthode de mesure archi simple vous permettra de mesurer expérimentalement l'impédance de sortie de vos montages sans avoir à effectuer des calculs souvent fastidieux.

Le principe est le suivant : comme le transfert de puissance est maximum lorsque l'impédance de la charge est égale à l'impédance interne de la source et qu'à ce point la tension aux bornes de la charge est égale à la **moitié** de la tension de la source à vide (ce qui se

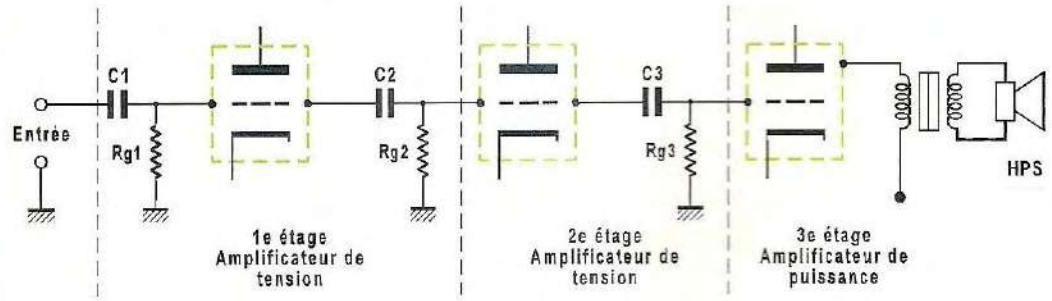


Figure 4
Synoptique d'un amplificateur de puissance mono-triode à liaisons RC

démontre mathématiquement), en mesurant la tension aux bornes de sortie du montage et en faisant varier la charge jusqu'au moment où la tension mesurée est égale à la **moitié** de la tension à vide, la mesure de la charge en ohms nous donnera la valeur rigoureusement exacte de l'impédance interne de la source.

En **figure 3,** nous avons représenté le montage à réaliser et la suite des opérations à effectuer. Une seule précaution est à prendre :comme vous ne savez pas quelle puissance peut délivrer le montage sans se « mettre à genoux », limitez la tension de sortie à un minimum « lisible ».

Dans le cas du préamplificateur de notre exemple, la tension de sortie sera ajustée à une valeur maximale de 1 volt pour une fréquence du générateur de 1000 Hz.

Si vous possédez un oscilloscope, vous pourrez contrôler la forme du signal aux bornes de la charge. En cas de déformation de celui-ci, diminuez la tension d'entrée. La charge sera constituée par un potentiomètre de quelques milliers d'ohms.

Si vous êtes gêné parce que votre potentiomètre est presque à zéro pour obtenir la moitié de la tension, c'est que l'impédance interne de la source est très basse. Dans ce cas, prenez un potentiomètre de plus faible valeur afin d'avoir une plage de réglage plus fine.

LES AMPLIFICATEURS DE TENSION

Nous entrons maintenant dans le vif du sujet. Supposons que nous disposions d'une source audio, un lecteur CD par exemple, qui nous délivre une tension de l'ordre de 1 volt efficace.

Or, nous avons besoin d'une tension de l'ordre de 50 volts efficaces pour moduler une triode de puissance (que nous avons payé fort cher !).

Il va donc nous falloir amplifier cette tension de 1 volt pour l'amener aux 50 volts dont nous avons besoin.

Le synoptique de notre montage est représenté en **figure 4.**

Dans chaque boîte, il y a un tube dédié, la sortie de chaque étage est couplée au suivant par un condensateur de liaison.

L'étage de puissance est couplé au haut-parleur par un transformateur.

Cette représentation, je l'avoue un peu bébête et élémentaire, présente un avantage : elle nous montre les résistances « Rg » qui sont les résistances de fuite de grille des tubes contenus dans les boîtes.

Or, que constatez-vous ? La résistance **Rg2 appartient au premier étage.** De même, **la résistance Rg3 appartient au second étage.**

Nous verrons plus loin que ces résistances font partie, pour Rg2, de l'impédance de charge du tube 1 et, pour Rg3, de l'impédance de charge du tube 2.

Nous allons nous occuper pour le moment de l'étage 1. Ce type d'amplificateur de tension est appelé amplificateur à couplage **RC.**

C'est le plus simple des amplificateurs de tension et aussi le plus utilisé. Il a, en théorie, une bonne stabilité et une bande passante correcte.

En audio, il faudra lui appliquer des règles spécifiques en n'oubliant jamais que ce ne sont pas de sages sinusoïdes ou signaux rectangulaires que nous avons à amplifier, mais des trains d'impulsions souvent asymétriques.

AUTOPSIE D'UN ÉTAGE AMPLI DE TENSION RC

De notre synoptique, extrayons l'étage 1 et représentons-le dans son intégralité (**figure 5**).

Nous allons analyser ensemble, point par point, chaque élément du montage. N'hésitez pas à vous reporter à la première partie de nos cours en cas de difficulté de compréhension.

N'oubliez cependant pas que tous les courants se bouclent par la masse et circulent dans les tubes dans le sens réel du courant, c'est-à-dire du moins (masse) vers le plus (+ HT) et non l'inverse, ce qui peut être perturbant pour ceux qui sont habitués aux semi-conducteurs.

RK, LA RÉSISTANCE DE POLARISATION AUTOMATIQUE DU TUBE

La grille « G » du tube doit être à un potentiel négatif par rapport à la cathode afin de travailler au point choisi dans la partie droite de la caractéristique dynamique du tube. Or, le tube est parcouru par le courant « I ». La résistance RK accuse une différence de potentiel de :

$$U_K = R_K.I$$

Le courant circulant du moins vers le plus, donc de la masse vers la cathode,

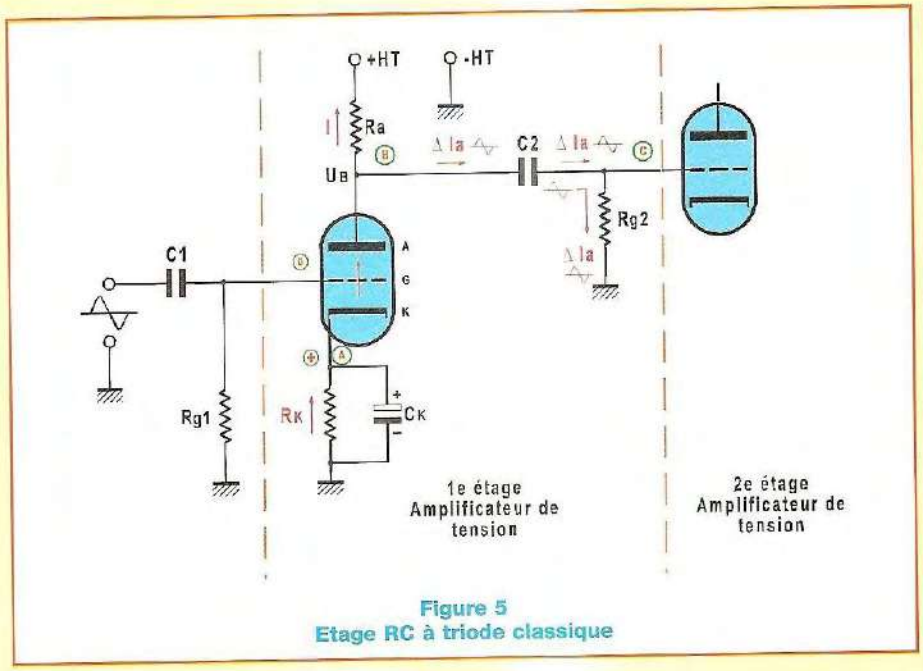


Figure 5
Etage RC à triode classique

cette dernière va être portée à un potentiel **positif** par rapport à la masse (signe + sur la figure 5).

La grille est reliée à la masse par la résistance de « fuite » Rg1. Comme, par principe, **aucun** courant ne parcourt cette résistance, la grille se trouve au potentiel de la masse, donc à 0 volt. La cathode étant positive, la tension **relative** de la grille par rapport à la cathode est donc bien **négative**.

Le tube est correctement polarisé, RK est appelée la résistance de **polarisation automatique**.

Cette résistance présente un avantage certain par rapport à la polarisation fixe qui consistait à polariser la grille avec une source de tension auxiliaire négative. En effet, lorsque le tube vieillit, c'est-à-dire lorsque le flux électronique émis par la cathode diminue, le courant dans le tube a tendance à baisser. Dans ce cas, la tension aux bornes de Rk **diminue**, ce qui a pour conséquence de rendre la tension relative de la grille **moins** négative. Le courant dans le tube a alors tendance à augmenter, compensant ainsi la perte de débit due au vieillissement de la cathode. RK va, de la même façon, compenser dans une moindre mesure certaines variations de l'alimentation haute tension.

LE CONDENSATEUR CK

Ce condensateur dit **condensateur de découplage** shunte la résistance Rk. Pourquoi donc ? Tout simplement parce que nous sommes passés aux choses sérieuses et que dorénavant nous « amplifions », c'est-à-dire que nous appliquons à la grille de notre tube notre musique préférée.

Plus sérieusement, la grille va « swinguer » au rythme du signal alternatif que nous lui injectons. Or, lorsque la grille « swingue », cela signifie que toute variation instantanée de la tension de grille va se traduire par une variation tout aussi instantanée du courant traversant le tube. Or, si le courant dans le tube change, la chute de tension aux bornes de Rk va changer, elle aussi, donc la polarisation de la grille au rythme de la modulation. Nous verrons plus tard qu'en audio, nous utiliserons avec succès ce phénomène appelé « contre-réaction », mais pour l'instant restons dans le classique ! Le condensateur Ck est destiné à supprimer le « swing » da la cathode. Comment agit-il ? Tout simplement en court-circuitant la composante alternative prenant naissance aux bornes de la résistance Rk, la composante continue ne pouvant le traverser.

La réactance d'un condensateur est :

$$Xc = \frac{1}{C\omega}$$

Xc en ohms (Ω)
C en farads (F)
$\omega = 2\pi.f$ avec f en hertz (Hz)

Supposons que notre résistance Rk ait une valeur de 1000 Ω. On estime que la réactance du condensateur doit être au minimum de l'ordre de 1/10e de la résistance Rk à la fréquence **la plus basse à amplifier**.

Si notre amplificateur doit, par exemple, passer une fréquence basse sans atténuation de, par exemple, 20 Hz, à cette fréquence, Xc doit être égale à 100 Ω

D'où :

$$C = \frac{1}{Xc.\omega} = \frac{1}{100.6,28.20} = 80\ \mu F$$

Pourquoi la fréquence la plus basse ? Tout simplement parce que si vous vous reportez à la formule de Xc, vous constaterez que si la fréquence « f » augmente, « w » augmente d'autant, donc Xc diminue, le condensateur Ck est de plus en plus efficace.

La chute de tension alternative dans

$$Xc = i \sim .Xc$$

étant négligeable, la polarisation fixe aux bornes de Rk reste fixe, cette dernière n'étant parcourue que par la composante continue du courant de plaque.

Quel type de condensateur utiliser ? Compte tenu de la valeur nécessairement élevée de ce composant, seuls des condensateurs électrochimiques (ou tantales), donc polarisés, sont utilisés en « **découplage** », sans oublier deux points importants :

1) Le pôle positif du condensateur doit être réuni à la cathode du tube, elle-même se trouvant grâce à la résistance de polarisation Rk à un potentiel **positif** par rapport à la masse.

2) La tension d'isolement du condensateur doit tenir compte non seulement de la tension de repos du circuit, mais, en plus, de la **tension de crête maximale** de la tension alternative à amplifier qui se retrouvera, bien évidemment, aux bornes du condensateur.

Exemple : vous utilisez un tube dont la tension de polarisation est de - 10 volts, vous trouverez au point A (figure 5) une tension de + 10 volts. Or, en supposant que vous vous trouvez au milieu de la caractéristique Ia = f(Ug) à Ua constante (cf. notre première série de cours), vous pourrez, **en théorie**, pour moduler votre tube à fond, appliquer à la grille une tension alternative de ± 10 volts.

Le condensateur **verra** à ses bornes une tension continue de 10 volts (polarisation), augmentée de 10 volts de crête, lors des excursions positives du signal, donc **20 volts en tout**.

Vous choisirez donc un condensateur **isolé au minimum** à 20 volts. Par sécurité, on se donne une marge en général de 25 %. On installera donc un condensateur isolé à **25 volts**.

Souvent oubliée, cette règle élémentaire est la cause de bien des déboires, surtout lorsqu'il s'agit de tubes de puissance polarisés en **classe A** par une résistance Rk de polarisation automatique. Dans ce cas, en effet, il n'est pas rare de trouver des tensions de repos sur la cathode de l'ordre de 30 à 50 volts.

Le condensateur de découplage doit alors impérativement être isolé au minimum au double de la tension de polarisation, majorée de 25 %.

Soit, pour 50 volts de polarisation, un condensateur isolé à 125 volts. Ce qui n'est pas sans poser de multiples inconvénients : un condensateur électrochimique de, par exemple, 100 µF isolé à 125 volts est de taille importante si on veut que sa résistance série soit faible afin qu'il soit efficace (voir, à ce sujet, l'article de Jérôme Gest paru dans *Led* n°188), sans compter son **courant de fuite** qui, dans le cas d'un condensateur de **super qualité et neuf,** est de l'ordre de **2 micro-ampères par microfarad**. Ce qui est loin d'être négligeable et ne peut qu'augmenter avec la température et le vieillissement du composant. C'est, entre autres, pour cette raison que l'on omet souvent le condensateur de découplage dans les montages des préamplificateurs au prix d'une diminution du **gain** de l'étage. Nous étudierons cela plus tard lorsque nous aborderons l'étude de la **contre-réaction**.

Dans les étages de puissance, on préfère souvent utiliser une source de tension négative appliquée à la grille. Dans ce cas, la cathode du tube est directement reliée à la masse avec l'inconvénient majeur, que constatent les utilisateurs d'amplificateurs trop simplifiés, de la non compensation des caractéristiques du tube lors de son vieillissement. Ce qui les oblige à intervenir en permanence sur les réglages de polarisation de grille afin de compenser la dégradation des caractéristiques des tubes. Nous étudierons ensemble, dans le futur, les circuits permettant de s'affranchir de ces défauts.

LA RÉSISTANCE DE CHARGE Ra

Dans le précédent chapitre, nous avons vu que pour obtenir une « **amplification** », il était nécessaire d'introduire une impédance de charge entre l'alimentation haute tension (+ HT) et l'élément actif qu'est le tube.

Dans le cas de l'amplificateur dit de « tension » RC, on introduit donc une simple résistance entre le + haute tension et l'anode du tube. Attention, cette résistance n'est pas **l'impédance totale de charge en alternatif.** Nous verrons cela plus loin. Pour l'instant, raisonnons en courant continu de repos du circuit.

La polarisation du tube ayant été définie par Rk, un courant va s'établir dans le circuit, les électrons circulent dans le tube de la cathode vers l'anode, la résistance Ra étant parcourue par ce courant, une chute de tension va s'établir à ses bornes :

$U_{Ra} = Ra.I$

La tension au point (B) sera donc égale à la haute tension **diminuée** de la chute de tension dans Ra, soit :

$$U_{HT} - U_{Ra} = U_B$$

La tension au point (B) sur l'anode du tube sera donc obligatoirement inférieure à la haute tension, sans jamais pouvoir atteindre cette dernière, comme nous l'avons vu dans le précédent chapitre.

D'ores et déjà, nous pouvons vous indiquer l'ordre de grandeur de cette résistance dans le cas d'un amplificateur RC de tension **à triodes, et uniquement à triodes.**

Ra peut être égale de deux à dix fois la **valeur de la résistance interne du tube au point de fonctionnement choisi** (voir cours 1 à 11).

En audio, pour des raisons de bande passante, on limite en général cette résistance à trois fois la résistance interne du tube **au point de fonctionnement choisi** (j'insiste !) car n'oubliez pas que la résistance interne (ρ) du tube varie énormément en fonction de sa polarisation, **donc de son débit.**

L'IMPÉDANCE DE CHARGE Ra/C2/Rg2

Voyons maintenant ce qui se passe lorsqu'un signal musical est appliqué sur la grille du tube. Vous le savez déjà, le flux d'électrons va être modulé en fonction des variations de la tension de grille, le courant va « swinguer » au rythme de la modulation.

Cette variation de courant « Δla » va donc entraîner une variation de la chute de tension dans Ra, donc de la tension au point (B)

$$\Delta U_B = Ra..\Delta Ia$$

Nous ne reviendrons pas sur les généralités concernant les tubes, la tension ΔU_B sera le reflet exact **amplifié mais inversé** (en opposition de phase) de la tension alternative appliquée sur la grille. Simple, me direz-vous ! Pas si simple car, en alternatif, on parle d'**impédance de charge**. Je m'explique.

En continu, nous n'avons considéré que

AMPLIFICATEURS DE TENSION OU DE PUISSANCE

Ra, le courant s'établissait sagement à travers Rk, le tube, Ra, le + HT, retour par la masse et le cycle recommençait.
En alternatif, les choses se compliquent. Le courant « swinguant » se referme à travers Ck, le tube, Ra, retour par la masse à travers le dernier condensateur réservoir de l'alimentation que nous n'avons pas représenté sur le schéma. Et, **en parallèle** sur tout cela, le courant Δla emprunte le chemin C2, Rg2, masse et retour.
Vous voyez que **l'impédance** de charge en alternatif est bien plus complexe que la charge en continu.
Pour que vous assimiliez bien ces phénomènes, nous vous apprendrons, dans le prochain cours, à tracer les schémas équivalents des circuits à tubes en alternatif.
Pour l'instant, ignorons les condensateurs et, en particulier, le condensateur de liaison C2 qui doit être théoriquement un barrage à la tension continue en (B) et ne « laisser passer » que la composante alternative vers (C).
Ce condensateur, d'une importance **primordiale en audio** et responsable de bien des déboires, fera l'objet d'un long chapitre lors de notre prochain cours.
En attendant et en considérant les condensateurs Ck et C2 comme **parfaits**, sachez qu'en alternatif on ne peut se permettre de considérer la résistance Ra seule comme résistance de charge du tube, mais bien la résistance Ra en parallèle avec la résistance Rg2, ce qui est souvent oublié lors du tracé de la résistance de charge et de la courbe de transfert. Donc en terme de résistance de charge, la charge réelle du tube est

$$R_{ch} = \frac{Ra.Rg}{Ra + Rg}$$

Voilà !... C'est tout pour aujourd'hui... Méditez mes amis, méditez ! La route est encore longue et je peux vous avouer qu'en audio elle n'est jamais terminée... Même pour moi !

À bientôt
Rinaldo Bassi

Et si on parlait : « tubes »

17ÈME PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATEUR DE TENSION « R/C »

CE MÉCONNU

Quoi de plus simple, en apparence, que l'amplificateur de tension à couplage « Résistance / Capacité » appelé familièrement « R/C », dont nous avons commencé l'autopsie dans le précédent numéro de Led. Je vous rassure tout de suite, comme tout ce qui semble simple, le « RC » est bougrement plus complexe qu'il n'y paraît...

Désolé ! La simplicité apparente du « RC » est la source de bien des déboires en audio. Ceci, en raison de l'asymétrie congénitale du signal musical qui refuse obstinément de se laisser amplifier comme d'honnêtes sinusoïdes ou signaux rectangulaires et de cette fichue courbe enveloppe (voir *Led* n°185) qui ondule gracieusement au rythme aléatoire et imprévisible de la musique, de la parole et des bruits... Un vrai cauchemar pour mathématiciens !

Dans l'amplificateur de tension « RC », le trouble-fête, celui par lequel la bouillie sonore arrive s'il est mal calculé, est le condensateur de liaison « C » (**figure 1**). Des pages et des pages de calculs complexes lui ont été consacrées faisant pour la plupart intervenir le théorème de développement d'Heaviside dont les conclusions mathématiques sont les suivantes :

- Pour que **la fidélité de transmission dans les basses fréquences** soit maximale, le produit R x C doit être très grand, donc C doit être grand.
- Pour que la **phase** soit respectée, ici aussi R x C doit être très grand.
- De même, pour la **réponse transitoire**...

Ces réflexions mathématiques, au demeurant parfaitement exactes, ne s'appliquent que pour la transmission de **tensions périodiques symétriques**.

Ce qui n'est absolument pas le cas du signal musical qui est formé d'une multitude d'impulsions de durée variable et parfaitement asymétriques (voir *Led* n°185).

Les conclusions mathématiques faisant foi, c'est néanmoins pour cette raison que l'on voit encore des préamplificateurs et des amplificateurs qui, sous prétexte de passer des « super basses », ont des condensateurs de liaisons de trop forte valeur, accompagnés d'une multitude de condensateurs de « races » différentes destinés à rendre les « gros » plus rapides.

Cette accumulation de condensateurs en parallèle ne fait qu'augmenter la valeur des condensateurs de liaisons. Elle ne rend pas la transmission « plus rapide », bien au contraire.

Cette multiplication ne fait qu'augmenter les capacités parasites de câblage et, comme nous le verrons plus loin, dégrader la transmission des hautes fréquences du spectre sonore. Ceci, sans gain vers les basses fréquences, comme nous allons le voir de suite.

Tout d'abord : comment ça marche ?

LE COUPLAGE RC AU TRAVAIL

En réalité, il s'agit d'un « filtre » formé par « RL » la résistance de charge du tube, « C » le condensateur de liaison et « Rg » la résistance de fuite de grille du tube suivant (figure 1).

Raisonnons maintenant de façon élé-

mentaire. Quel est le but de ce filtre ?
Il est de :
1) Transmettre, au point (B), la copie exacte de la variation de tension produite en (A), aux bornes de RL, pour toutes les fréquences, de la plus basse à la plus élevée.
2) Bloquer la composante continue présente en (A), sur notre schéma 170 V, et de l'empêcher d'atteindre (B). En (B), on recueillera donc uniquement la composante alternative du signal.
La formulation simpliste est la suivante : un condensateur bloque le continu et ne laisse passer que l'alternatif. C'est apparemment juste lorsqu'il s'agit de tensions périodiques, mais ce raisonnement est (en partie) erroné lorsqu'il s'agit de passer des « impulsions » ou un signal musical. Il nous faut donc étudier plus à fond la physique du fonctionnement du montage RC.
Sur la figure 1, nous avons représenté un montage simple et théorique sur lequel nous avons fait figurer des tensions. Tout d'abord, une haute tension de 360 volts. Lorsque le tube débite, la chute de tension dans la résistance de charge RL est de 190 volts, ce qui amène la tension de la plaque de T1 à 170 volts.
Nous avons représenté à gauche de la figure un « swing » de ±100 volts lorsque le tube fonctionne. La tension de la plaque de T1 varie donc autour du point de repos à 170 volts de ±100 volts, soit de 70 volts à 270 volts. À gauche, entre les temps 1 et 2, il y a une zone rouge. On suppose que le tube étant chauffé, prêt à fonctionner, on enclenche la haute tension de 360 volts.
Instantanément, le tube débitant, la tension au point A va s'établir à +170 volts. Que va-t-il se passer aux bornes de C ?
C et Rg forment un circuit capacité-résistance entre le point (A) à + 170 volts et la masse à 0 volt.
Comme tout honnête condensateur, ce dernier va se charger **à travers** la résistance Rg pendant un temps t, dépendant de la constante de temps du produit C x Rg.

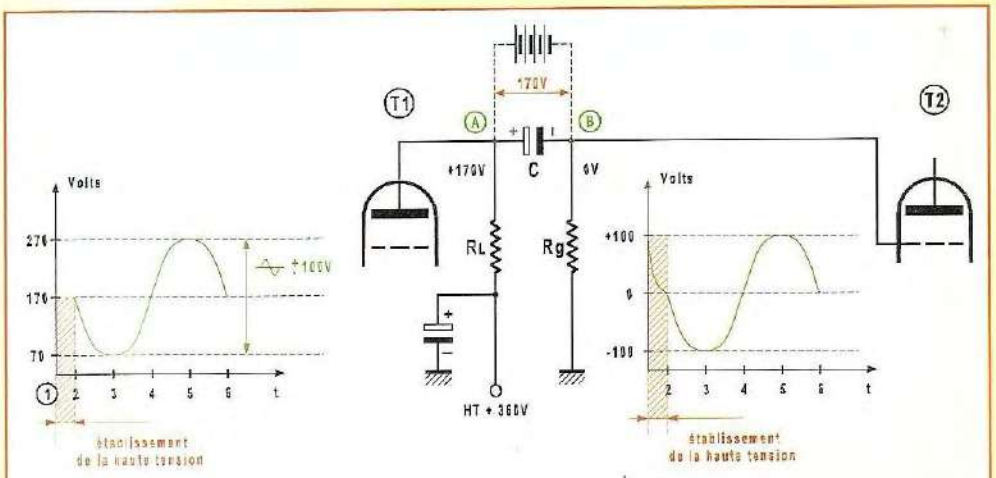


Figure 1 : Analyse d'un couplage RC imaginaire. La tension au point (A) varie de ± 100 V lorsque le tube T1 est excité. Cette variation de tension est transmise par C en (B) sans atténuation, à condition que la constante de temps T = R x C soit très supérieure à la période la plus basse de la fréquence à transmettre. C se comporte alors comme une batterie chargée en opposition à la tension présente au point (A), ici 170 V

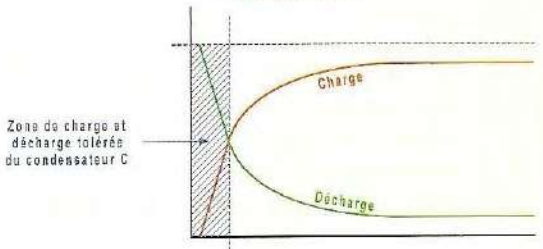


Figure 2 : Courbe de charge et de décharge d'un condensateur

En prenant des valeurs classiques, soit C = 0,1 µF et Rg = 500 000 Ω, cela nous donnerait un temps de :

$$T = 500\,000 \times 0{,}1.10^{-6} = 50 \text{ ms}$$

Retenez bien ceci, nous en reparlerons tout à l'heure.
Que va-t-il se passer lorsque C sera chargé et que le circuit sera au repos (aucun signal) ou, plus précisément, quelle sera la tension au point (B) ?
Sera-t-elle de + 170 volts, - 170 volts ou 0 volt ? Eh bien, elle sera exactement de 0 volt car, une fois C chargé, plus aucun courant ne traversera Rg. **Le point (B) sera au potentiel de la masse.**
Voyez tout de suite l'avantage pour la grille du tube suivant T2. Comme par principe (pieux !), il n'y a pas de courant de grille, celle-ci est bien au potentiel fixe de la masse **lorsque le système est au repos.**
Faisons maintenant fonctionner le système. Au point (A), la tension va « swinguer » de ± 100 volts autour du point de repos à 170 volts.
Le condensateur C va tendre à se décharger à travers Rg lorsque la tension descend à 70 volts et à se charger lorsqu'elle monte à 270 volts, mais tout va dépendre de la constante de temps C x Rg. Si cette constante de temps est **beaucoup plus longue que la période la plus basse** du signal à transmettre, C n'aura pas le temps matériel de se charger et de se décharger.
La tension continue à ses bornes, dans notre cas de figure, restera pratiquement à 170 volts (**figure 2**). Le condensateur C agit comme une **contre-batterie**, en opposition avec la tension de plaque au repos de 170 volts. C'est cette notion de « contre-batterie » qui est importante pour comprendre le fonctionnement du couplage RC.
Que se passe-t-il en pratique ?
Aux instants 2-4-6, la tension de plaque est de 170 volts. C étant chargé à 170 volts en opposition, il ne se décharge pas, aucun courant ne traverse Rg qui reste à zéro en 2-4-6 (à droite, sur la figure).

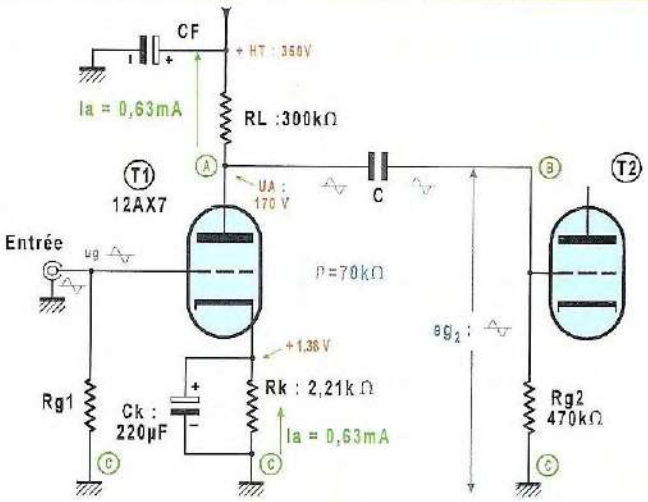


Figure 3a :
Couplage RC entre T1 et T2. Au point de fonctionnement choisi, la résistance interne du tube est d'environ 70 kΩ

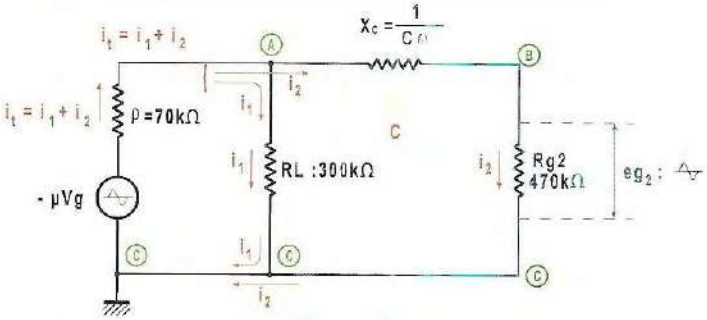
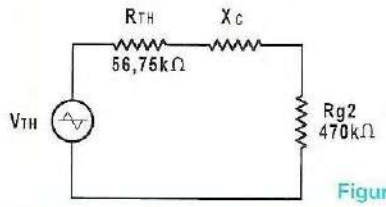


Figure 3b :
Schéma équivalent en alternatif de celui de la figure 3a. Le condensateur C a été remplacé par sa capacitance Xc



$$V_{TH} = \dots \left(\frac{RL}{\rho + RL} \right)$$

$$R_{TH} = \frac{\dots \times RL}{\dots + RL} = \frac{70 \times 330}{70 + 330} = 56,75\ k\Omega$$

Figure 3c : Schéma équivalent simplifié de Thévenin

Lorsque, entre 2 et 4, la tension de la plaque est en dessous de 170 volts, C a tendance à commencer de se décharger le courant circule à travers Rg dans le sens (B) vers la masse, la tension en (B) baisse. À l'inverse, en 4 et 6, la tension monte au-dessus de 170 volts, C commence à se charger, le courant va circuler dans Rg de la masse vers (B). La tension en (B) augmente.

Les variations de la tension en (B) sont donc le reflet exact des variations en (A).

Dans une description littéraire (si l'ose dire) ce qui importe est la notion « **commence** » à se charger et « **commence** » à se décharger car la charge et la décharge d'un condensateur suivent une courbe exponentielle (figure 2).

Le système fonctionne correctement tant que l'on se trouve dans la partie quasi rectiligne de ces courbes.

Nous avons vu que la constante de temps C x Rg doit être beaucoup plus longue que la période de la fréquence la plus basse à transmettre. Comme la constante de temps

$$\tau = R \times C$$

Il faudrait faire R ou C très grand.

Si R est très grand, on est limité par les tubes eux-mêmes car il y a toujours un courant de grille très faible, certes, mais suffisant pour provoquer l'apparition d'une tension positive en (B).

Les constructeurs indiquent les valeurs à ne pas dépasser. Elles sont de l'ordre de 1 MΩ pour les tubes amplificateurs de tension et de 150 à 300 kΩ pour les tubes de puissance

Reste à augmenter la valeur de C, d'où les énormes condensateurs de liaisons des électroniques mal fichues !

Car il y a bien d'autres problèmes

Dans l'ordre, on va d'abord apprendre à calculer C et l'on verra ensuite les problèmes posés par un C surdimensionné.

Tout d'abord, il faut que je vous précise que tout ce que je vous ai dit jusqu'ici est (presque !) faux, car nous n'avons tenu compte que de Rg en ignorant RL et la résistance interne du tube T1

Désolé, mais c'était plus simple comme cela !

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE : CALCUL DE C

Je précise que tout ce que nous avons étudié jusqu'ici concerne la transmission fidèle des **fréquences basses**.

Nous parlerons plus loin de ce qui concerne la transmission des fréquences élevées.

Pour illustrer le calcul de C, nous avons choisi un exemple pratique qui est représenté sur la **figure 3a**.

Un tube (1/2 12AX7/ECC83) est alimenté par une tension de 360 volts à travers une résistance de charge RL de 300 kΩ.

La tension sur sa plaque est de 170 V, ce qui correspond à un courant de repos de :

$$\frac{U_{HT} - U_p}{300\,000} = \frac{360 - 170}{300\,000} = 0,63\ mA$$

Le tube est polarisé par une résistance

Rk de 2,21 kΩ, la tension de polarisation est donc de :

$Ug = Rk \times Ia = 2200 \times 63.10^{-4} = 1,38$ V

Cette résistance est découplée par un condensateur de 220 µF isolé à 25 V. Un condensateur C, dont nous allons calculer la valeur, transmet le signal amplifié par le tube au tube suivant aux bornes de sa résistance de fuite de grille de 470 kΩ. Cet exemple pratique n'est pas une vue de l'esprit, il est l'étage d'entrée d'un préamplificateur connu : le SP16 d'Audio Research. Sur le schéma original, seul le condensateur Ck est absent car on utilise l'effet de contre-réaction provoqué par la résistance de 2,21 kΩ si elle n'est pas découplée.

Nous étudierons les techniques de contre-réaction dans les prochains chapitres. Pour l'instant, notre but est de calculer C dont la valeur sera la même, avec ou sans contre-réaction.

Pour calculer ce dernier, il nous faut tracer ce que l'on appelle le **circuit équivalent** de notre étage amplificateur. Nous l'avons représenté en **figure 3b**. Pour le représenter, rien de plus simple. On raisonne ici en **tensions alternatives**, on ne tient donc pas compte des tensions continues. Ne pas oublier qu'en alternatif, les courants se referment par la masse à travers les condensateurs de filtrage de la haute tension : CF.

On considère, pour tracer un circuit équivalent, que le tube devient un pur générateur de tension alternative dont la tension est le produit du coefficient d'amplification du tube multiplié par la tension appliquée à son entrée :

Generateur pur : $-\mu.Vg$

Le signe « - » indique simplement que le tube est inverseur de phase.

Quel chemin empruntera le courant généré par µ.Vg ?

Tout d'abord, un courant i1 va traverser la résistance interne ρ du tube (dans notre exemple, ρ = 70 kΩ **au point de fonctionnement choisi**, valeur extraite des Data du constructeur). Ensuite, i1 va emprunter le chemin AC en traversant la résistance RL de 300 kΩ. Mais il y a l'autre branche, celle qui nous intéresse au premier chef : la branche ABC. Le courant i2 va traverser le condensateur C dont la capacitance sera de :

$$Xc = \frac{1}{C.\omega}$$

C = Farads

$\omega = 2.\pi.f$ avec f en Hertz

puis la branche BC en traversant la résistance de fuite de grille Rg2 de 470 kΩ.

Le courant alternatif total qui traversera le tube et sa résistance interne ρ sera, bien entendu, de : it = i1 + i2

Vous pouvez constater dès maintenant que Xc et Rg2 forment un diviseur de tension. Logiquement, on constate que plus Xc sera faible devant Rg2 pour **la fréquence la plus basse à transmettre**, donc pour une valeur de C élevée, plus la tension au point (B) se rapprochera de la tension au point (A), donc plus la transmission sera fidèle. Mais ce n'est pas tout puisque tout dépend du courant qui traverse Xc et Rg2 et que ce courant dépendra entièrement de la tension en (A). On pourrait calculer les tensions et les courants en raisonnant « maille par maille », ce qui serait long et fastidieux. Je vous rassure, il y a beaucoup plus simple.

En 1883, en pleine période d'expansion du téléphone, un monsieur appelé Thévenin, qui en avait assez de calculer des courants et des tensions empruntant des circuits compliqués, eut l'idée de simplifier tout cela. Sachez que l'idée de Thévenin fut de calculer la tension en (A), lorsque la charge Xc + Rg2 est déconnectée. On obtient alors ce que l'on appelle la tension de Thévenin (VTH)

Du coup, on considérera que la tension au point (A) sera produite par un nouveau générateur de résistance interne constituée par deux résistances en parallèle, ρ et RL, qu'on appellera la « résistance Thévenin : RTH » égale à :

$$R_{TH} = \frac{\rho \times RL}{\rho + RL}$$

Et dont la tension à ses bornes AC sera :

$$V_{TH} = -\mu Vg \left(\frac{RL}{\rho + RL}\right)$$

ρ et RL formant un diviseur de tension.

Le nouveau schéma équivalent simplifié est représenté en **figure 3c.** Ce qui nous importe ici est de connaître la valeur de RTH. Elle est, dans notre exemple, de :

$$R_{TH} = \frac{\rho \times RL}{\rho + RL} = \frac{70 \times 300}{70 + 300} = 56,75\ k\Omega$$

Car maintenant, je vais vous demander d'oublier Thévenin ! Sans oublier la valeur de RTH, car d'après notre schéma équivalent simplifié par Thévenin, vous constatez le point fondamental suivant : **La capacitance Xc est en série avec la résistance RTH et la résistance de fuite de grille de T2.** On estime que la valeur de Xc à la plus petite valeur de la fréquence que l'on veut transmettre avec une atténuation de 3 dB, **doit être égale au 1/10e de la somme de la résistance de grille Rg2 et de la résistance constituée par la mise en parallèle de la résistance de charge RL et de la résistance interne du tube ρ (RTH).**

C'est ce que l'on appelle un couplage **soutenu**. La norme adoptée en **audio (et uniquement en audio)** fixe cette fréquence basse à 3 Hz pour – 3 dB d'atténuation, ce qui assure une transmission correcte du signal, des transitoires et de la phase tout au long du spectre audio et, en particulier, vers 20 Hz.

Calculons la valeur de C dans l'exemple choisi. Nous avons déjà calculé RTH : 56,75 kΩ. Nous connaissons Rg2 : 470 kΩ. La résistance totale placée en serie avec notre condensateur C est de :

R TOTALE = Rg2 + RTH = 470 + 56,75 = 526,75 kΩ (526 750 Ω)

On prendra donc Xc égale au 1/10e de cette valeur à 3 Hz.

$$Xc = \frac{1}{2\pi.f.C} = \frac{1}{2\pi.3.C} = 52\ 675\ \Omega$$

D'où

$$C = \frac{1}{2\pi \times 3 \times 52675} = 1.10^{-6}\text{F soit } 1\ \mu F$$

LE COUPLAGE RÉSISTANCE-CAPACITÉ

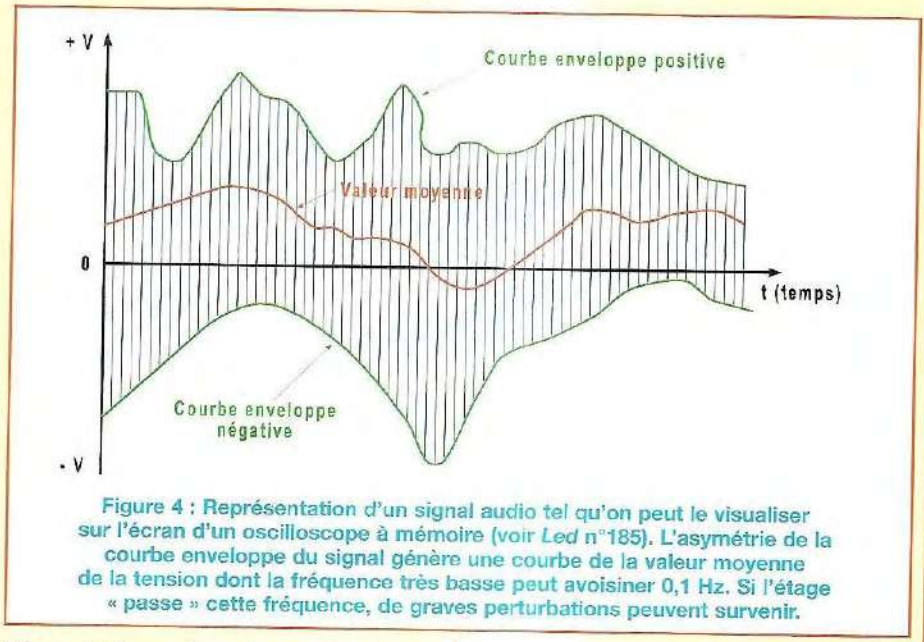


Figure 4 : Représentation d'un signal audio tel qu'on peut le visualiser sur l'écran d'un oscilloscope à mémoire (voir *Led* n°185). L'asymétrie de la courbe enveloppe du signal génère une courbe de la valeur moyenne de la tension dont la fréquence très basse peut avoisiner 0,1 Hz. Si l'étage « passe » cette fréquence, de graves perturbations peuvent survenir.

C'est d'ailleurs la valeur adoptée par Audio Research pour le SP16.

Le contraire m'eut étonné !

Vous comprenez maintenant pourquoi les grandes électroniques classiques emploient des condensateurs de liaisons de relativement faible valeur. Par exemple, si la résistance Rg2 avait été de 1 MΩ, ce qui est une valeur courante, la valeur du condensateur aurait été de 0,5 µF pour la même atténuation de 3 dB à 3 Hz.

En **audio**, il y a danger à utiliser des condensateurs de liaisons de trop fortes valeurs sous prétexte de « passer des basses » pour trois raisons :

La première raison est caractéristique du signal audio. Tout signal audio est constitué d'une série d'impulsions **asymétriques** qui peuvent être analysées de la façon suivante (**figure 4**).

Tout d'abord, une courbe enveloppe du signal (voir *Led* n°185) dont les temps de montée sont de l'ordre de 15 à 20 millisecondes pour les plus rapides, une série de partiels dont le temps de montée est de l'ordre de 25 microsecondes pour les plus rapides (20 kHz) et **une composante de la valeur moyenne** du signal. Laquelle est appelée, à tort, composante continue, ce qui n'est valable que pour un signal formé d'impulsions toujours positives ou négatives. Cette composante de la valeur moyenne du signal est assimilable à une très basse fréquence, surtout lorsque le signal est la représentation de la voix humaine, d'instruments à vent ou de cordes attaquées par un archet.

Si cette très basse fréquence était périodique, elle ne poserait aucun problème car, par principe même, sa propre valeur moyenne serait nulle. Hélas ! Elle va se situer dans une zone, soit toujours positive par rapport au 0 du signal, soit dans une zone toujours négative en fonction du signal qui lui a donné naissance.

Le condensateur de liaison C va réagir comme un honnête condensateur, c'est-à-dire qu'il va se charger à la valeur de cette valeur moyenne en plus ou en moins de sa valeur de charge au repos (figure 1). S'il s'agissait d'une tension continue, cela ne poserait aucun problème car, une fois la tension stabilisée, C se comporterait comme une contre-batterie d'une tension plus élevée que la tension de repos. C'est ce qui se passerait si on passait un signal rectangulaire toujours « positif » ou « négatif ».

Mais en audio, notre condensateur va avoir tendance à se charger ou à se décharger à travers la résistance du circuit R TOTALE, en fonction de la constante de temps $\tau = C \times R_{TOTALE}$.

Or, ce qui importe est la tension continue au point (B) de la figure 1 qui doit rester dans **toute la mesure du possible à 0 V** en permanence, afin de ne pas influer sur la polarisation du tube T2.

La fréquence limite inférieure de 3 Hz a été choisie de façon à respecter, d'une part la phase du signal à 20 Hz et, d'autre part, à empêcher des fluctuations à très basse fréquence de la tension au point (B). Expérimentalement, en effet, on enregistre des fréquences de fluctuations de la valeur moyenne du signal de l'ordre de 0,1 Hz sur certains programmes musicaux, avec des amplitudes parfois très importantes.

Une variation aussi lente de la tension de polarisation de T2 ne peut être qu'une source de distorsions d'intermodulation importante absolument impossible à mettre en valeur avec des mesures traditionnelles utilisant des signaux périodiques sinusoïdaux ou rectangulaires, la tension au point (B) de la figure 1 restant constante, la valeur moyenne de ces signaux étant nulle, la valeur moyenne du signal audio n'étant **jamais nulle** et de très basse fréquence.

Il est donc nécessaire de ne pas laisser passer une fréquence aussi basse, ce que ne manquerait pas de faire un condensateur de très forte valeur.

La deuxième raison concerne directement la constante de temps du circuit $R_{TOTALE} \times C$.

Supposons qu'une forte impulsion positive soit générée par le tube T1 et que son amplitude soit telle que le tube T2 voit sa tension normalement négative de la grille par rapport à sa cathode atteindre une valeur proche de 0, sinon positive. À cet instant, un courant de grille prend naissance et va traverser la résistance Rg2 (figure 1). Une tension **positive** va s'établir au point (B), le condensateur va se charger à la valeur de cette tension et ensuite se décharger à travers R TOTALE, d'autant plus lente-

ment que la constante de temps R x C sera longue.

Dans l'exemple que nous avons choisi, en supposant qu'une forte impulsion excède la polarisation du tube de, par exemple, 0,2 volt (ce qui est plus fréquent qu'on le pense), le courant de grille de notre 12AX7 va atteindre une valeur de l'ordre de 5 µA, ce qui génèrera aux bornes de la résistance de fuite de 470 000 Ω une tension de :

Ug = Rg.Ig = 470 000 x 0,000005 = 2,35 V

En ayant limité notre bande de fréquence à 3 Hz, la constante de temps pour 1 µF et R TOTALE : 526 750 Ω sera de :

$$\tau = 526\,750 \times 1.10^{-6} = 526 \text{ ms}$$

soit une demi-seconde, ce qui est déjà très long pour permettre à la tension de grille de se stabiliser à sa valeur originelle. Mais, supposons que nous ayons utilisé un condensateur de, par exemple, 5 µF pour passer des soit disant « super basses » (on a vu pire !), la constante de temps atteindrait 2,63 secondes ! Inutile de vous décrire la bouillie sonore d'un tel étage amplificateur !

C'est pour cette raison que certains constructeurs préfèrent calculer C à une fréquence supérieure à 3 Hz au détriment de la rotation de phase à 20 Hz, mais assurant une sécurité accrue des tubes en cas de courant de grille. C'est aussi pour cette raison que les fabricants de tubes indiquent la valeur maximale de la résistance de fuite de grille, surtout pour les tubes de puissance qui ont toujours un faible courant de grille, **quelle que soit la tension négative.**

La troisième raison qui limite la capacité du condensateur de liaison, ce sont... les capacités parasites ! Eh oui, il semble étrange de parler de capacités parasites lorsqu'il s'agit d'un condensateur, et pourtant...

Qu'est-ce qu'un condensateur ? Quelle que soit la technique de fabrication, il présente deux armatures ou séries d'armatures isolées entre elles. On peut facilement imaginer ce qui se passe par rapport au châssis de l'appareil ou du plan de masse, ce qui revient au même (**figure 5**). Plus la taille du condensateur est importante, plus la surface de ses armatures par rapport à la masse de l'appareil est importante et donc plus la **capacité parasite** est élevée. Or, qui dit « gros » condensateur, suppose condensateur de forte capacité.

Avouez qu'il semble bizarre d'augmenter la capacité du condensateur de liaison pour obtenir des basses pour ensuite perdre des aigus !

Donc, pour vos montages, calculez les condensateurs de liaisons au plus juste (bande passante 3 Hz). N'oubliez pas que vous devez conserver cette même valeur da bande passante **pour tous les étages**. Choisissez les condensateurs de liaisons les plus petits possibles pour une tension et une capacité données. Entre nous, les pires sont les condensateurs au papier huilé dont la capacité parasite par rapport à la masse est la plus importante.

N'oubliez pas que la tension d'isolement des condensateurs de liaisons doit tenir compte de la valeur maximale de la haute tension. Dans notre exemple, lorsque le tube est froid, la tension au point (A) grimpe à 360 volts avant de se stabiliser à 170 volts lorsque le tube débite. Tenez compte aussi de la valeur de **crête** de la tension amplifiée par T1 qui **s'ajoute** à la tension du condensateur au repos.

LE COURANT DE FUITE DU CONDENSATEUR DE LIAISON

En principe, les techniques de fabrication modernes des condensateurs non-polarisés, utilisés comme condensateurs de liaisons (polyester, polypropylène, mylard, etc.) ne « fuient » pas s'ils sont utilisés **en dessous** de leur valeur maximale de tension. Ce n'est pas le cas des anciens condensateurs au papier métallisé ou à feuilles d'étain qui étaient utilisés il y a une trentaine d'années et que l'on trouve dans pratiquement toutes les

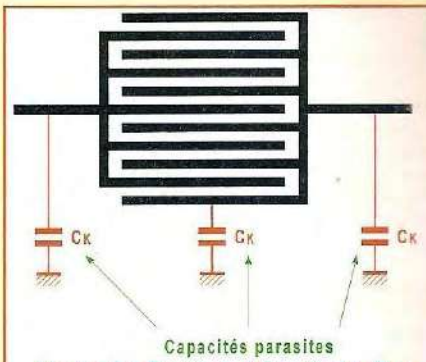


Figure 5 : Coupe schématique d'un condensateur théorique. Sur certains condensateurs « audiophiles » de forte capacité, la valeur cumulée des capacités parasites peut atteindre 100 pF !

électroniques « vintage », y compris les plus célèbres d'entre elles.

Avec le temps, quelles que soient les techniques de traitement du papier et du corps du condensateur afin de le rendre étanche, des traces d'humidité apparaissent et rendent l'isolant papier... plus isolant du tout ! Ce qui est on ne peut plus fâcheux ! Le condensateur fuit...

C'est-à-dire qu'un courant continu va le traverser. Ce courant qui aura tendance à s'écouler à travers Rg va donc polariser la grille de T2 à une valeur positive non prévue par le concepteur !

Si vous restaurez un appareil ancien, mesurez la tension continue au point (B) de chaque tube. S'il s'agit d'un montage classique (sans polarisation négative de grille), cette tension doit être **rigoureusement de 0 V** au repos, sans signal, bien entendu. Si vous détectez au point (B) **une tension positive**, c'est que le condensateur « fuit ». N'hésitez pas à le changer pour un modèle de même valeur, mais de fabrication moderne. Celui-là ne fuira pas et votre appareil retrouvera toutes ses qualités.

Notre prochain article étudiera le problème du gain de l'étage amplificateur, de la résistance de charge réelle du tube qui doit tenir compte de RL et Rg2 montées en parallèle et de la transmission des fréquences élevées... Tout un programme !

À bientôt

Rinaldo Bassi

18ème PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATEUR DE TENSION « R/C »

CE MÉCONNU (suite)

Votre amplificateur et votre préamplificateur, qui avaient pourtant un comportement très honnête lorsque vous écoutiez la petite flûte ou la chanteuse un peu anémique accompagnée par un piano lointain, vous délivraient soudain des sons bizarres et fort désagréables dès que vous passiez aux choses sérieuses : l'orchestre symphonique de cent vingt musiciens déchaînés ou la grande formation de jazz non moins excitée. Comme on le dit vulgairement en studio d'enregistrement : « Cela ne passait plus dans les tuyaux ! ».

Lecteur assidu de *Led* pour qui cette bouillie sonore est insupportable, vous vous êtes précipité dans les entrailles de vos appareils et vous êtes amusé à recalculer les condensateurs de liaisons selon la méthode que nous avons étudiée ensemble dans notre précédent cours.

Bien évidemment, ils étaient pratiquement tous « surdimensionnés ».

Là où un 0,1 µF aurait été suffisant, vous avez trouvé des valeurs dix fois, voire cinquante fois supérieures. Vous avez donc remplacé ces derniers par des valeurs **normales et suffisantes**.

Un petit miracle s'est alors produit, vous avez immédiatement gagné en clarté, définition et rapidité du message sonore. Pourtant, il reste encore quelque chose qui ne va pas.

Nous verrons plus loin pourquoi.

Cela dit, cet exemple un peu caricatural ne doit pas vous faire croire que **seuls** les condensateurs de liaisons sont responsables des mauvais résultats que vous constatez. Bien d'autres facteurs interviennent.

Une électronique de traitement du son doit être considérée comme un **tout**. Par exemple, si les condensateurs d'alimentation ou de liaisons sont bien calculés mais que les circuits sont « mal fichus », le résultat sera médiocre.

Tout au long de nos cours, nous mettons le doigt sur des points bien précis qu'il est délicat de transgresser pour le **traitement de l'audio et uniquement pour l'audio**. Mais il faut que vous sachiez que lors du couplage de l'extraordinaire circuit « A » avec le non moins fantastique circuit « B », il va nécessairement se produire des interactions qui affecteront le résultat « C » sur une échelle du « lamentable » au purement « génial ». Mais trêve de digressions, revenons à nos moutons.

Pourquoi donc, malgré des condensateurs de liaisons correctement dimensionnés, certaines distorsions audibles sont-elles encore présentes ? Tout simplement parce que nous n'avons pas tenu compte de la « charge dynamique » de notre étage d'amplification.

LA CHARGE DYNAMIQUE

Rappel. Nous avons un étage d'amplification constitué par une 12AX7 chargée par une résistance RL de 300 kΩ, attaquant à travers un condensateur de 1 µF un second étage dont la résistance de fuite de grille est de 470 kΩ (voir *Led* n°190).

Question : Comment avez-vous défini la valeur de la résistance de charge RL de 300 kΩ ?

Réponse : La résistance interne de la 12AX7 étant de l'ordre de 75 kΩ au point optimum de fonctionnement selon le DATA des constructeurs, on sait que

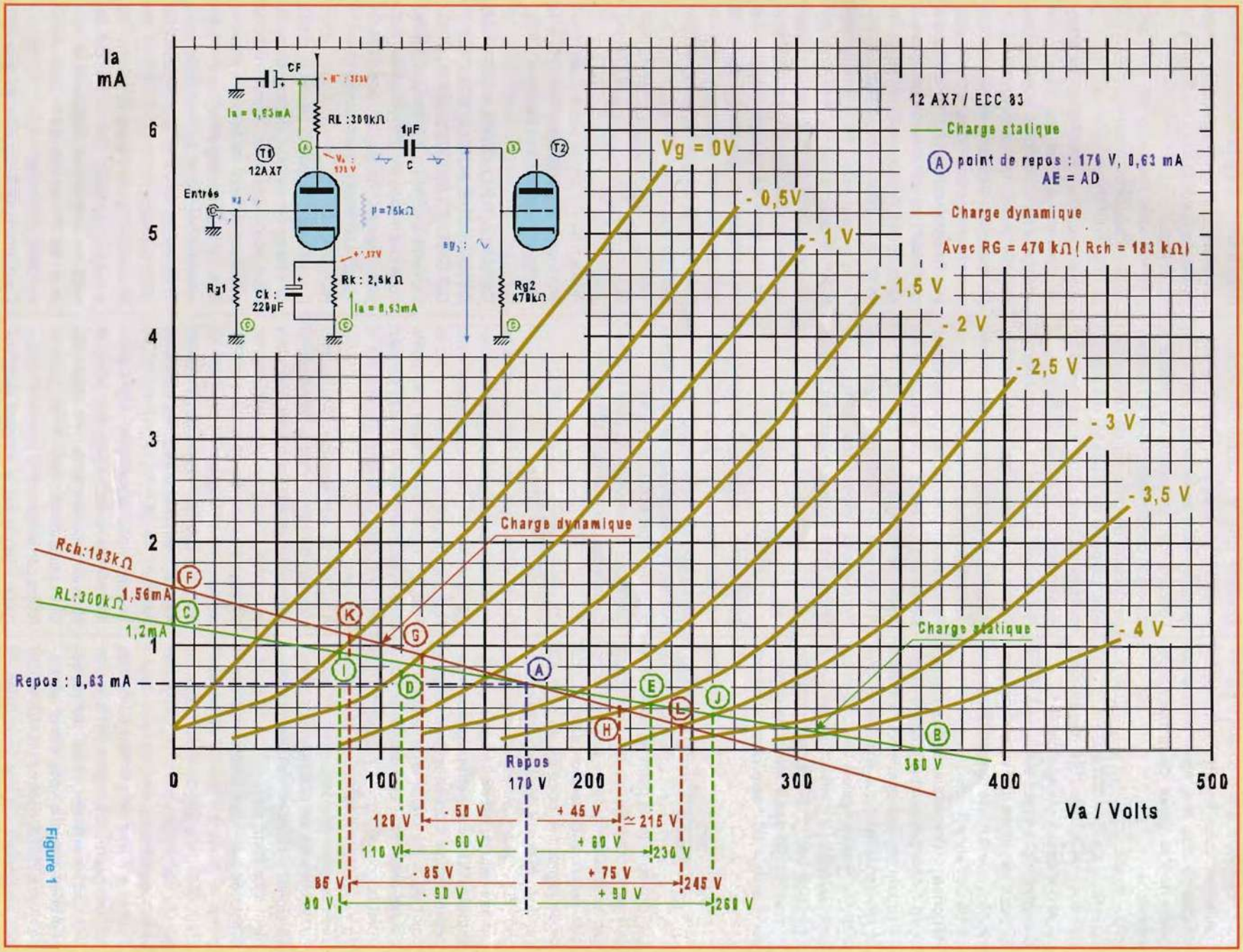

Ia mA
12 AX7 / ECC 83
Charge statique
A point de repos : 176 V, 0,63 mA
AE = AD
Charge dynamique
Avec RG = 470 kΩ (Rch = 183 kΩ)
Vg = 0V
- 0,5V
- 1 V
- 1,5 V
- 2 V
- 2,5 V
- 3 V
- 3,5 V
- 4 V
Charge dynamique
Charge statique
Rch:183kΩ
RL:300kΩ
1,56mA
1,2mA
Repos : 0,63 mA
Repos
170 V
360 V
Va / Volts
0
100
200
300
400
500
120 V
- 50 V
+ 45 V
≃ 215 V
110 V
- 60 V
+ 60 V
230 V
85 V
- 85 V
+ 75 V
245 V
80 V
- 90 V
+ 90 V
260 V
CF
RL :300kΩ
1µF
C
T1
12AX7
T2
Entrés
µ=75kΩ
Rg1
Ck : 220µF
Rk : 2,5kΩ
Ia = 0,63mA
Rg2 470kΩ

Figure 1

pour une triode, afin d'obtenir un fonctionnement quasi linéaire, la résistance de charge doit être égale à trois ou quatre fois la valeur de la résistance interne ρ.
Ici ρ = 75 kΩ,
donc RL = 4 x 75 = 300 kΩ.
Très bien ! Je constate que nos dix-sept cours ont servi à quelque chose !
Question : Comment avez-vous défini le point de repos de votre montage, sachant que la haute tension disponible est de 360 volts ?
Réponse : Graphiquement, en cherchant d'abord le point (C) (**figure 1**), en partant du principe que le courant dans la résistance RL, qui entraînerait une chute de tension égale à Va = 360 volts, sera le point d'intersection de l'axe « Ia » (voir *Led* n°182) et de la droite de charge RL. Ce point théorique correspond à Va = 0. Il sera placé sur l'axe « Ia » à :

$$Ia = \frac{Va}{RL} = \frac{360}{300\ k\Omega} = 1{,}2\ mA \text{ point (C)}$$

On joint ensuite ce point au point Va = 360 volts, point (B), ce qui est évident car, à cet instant, « Ia » = 0. Il n'y a donc plus de chute de tension dans RL. La droite joignant le point (B) au point (C) est donc la droite de charge pour RL = 300 kΩ. Quant au point de repos, compte tenu du fait qu'il s'agit d'un préamplificateur **pour petits signaux** n'excédant jamais 1,5 volt crête à crête, le point (A) a été choisi en s'aidant d'un double-décimètre. Les distances entre (A) et la courbe Vg = - 1 V, point (D) et Vg = - 2,5 V étant égales, on peut considérer qu'entre ces deux points la courbe de transfert est pratiquement droite. Le signal sera donc amplifié pratiquement sans distorsion.
C'est très bien, vous avez correctement placé la droite de charge et parfaitement défini le point de repos. Pourtant je suis désolé, lorsque vous analyserez le fonctionnement réel, ce sera faux ! Pourquoi ? Tout simplement parce que ce que vous avez tracé ne sert à rien en fonctionnement réel, **sauf au repos**. N'oubliez pas que vous devez concevoir votre circuit comme un tout et non pas en l'isolant. Ce que vous faites en ignorant que la magnifique tension amplifiée que vous allez obtenir va fournir du **courant** au circuit qui suit. Ici, en l'occurrence, ce courant va circuler à travers le condensateur C et la résistance de fuite de grille Rg de l'étage suivant. Le **point de repos** (A) est absolument exact, c'est lui qui nous servira de référence pour ce qui va suivre.
Reprenons, si vous le voulez bien, le schéma équivalent de notre montage tel qu'il a été établi lors de notre dernier cours (**figure 2a**).
Parlons tout d'abord du condensateur de liaison C. Nous avions calculé sa valeur de façon à ce qu'à 3 Hz, l'atténuation soit de 3 dB par rapport aux **fréquences moyennes.** D'après la simple formule de la capacitance :

$$Xc = \frac{1}{2\pi.f.C}$$

Xc en ohms, f en Hertz, C en farads.
Il tombe sous le sens que si f augmente, la valeur de Xc diminue.
À 3 Hz, la valeur de Xc était de 52 675 Ω pour C = 1 µF, soit 1.10^{-6} Farad.
Calculons la valeur de Xc pour une fréquence de, par exemple, 100 Hz :

$$Xc = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 1.10^{-6}} = 1592\ \Omega$$

Or, si vous vous reportez au schéma équivalent de la figure 2a, vous constatez que Xc est monté **en série** avec Rg2, le courant i2 traverse donc Xc et Rg2. La valeur de Xc étant très petite (1592 Ω) devant Rg2 (470 kΩ), on peut se permettre, sans faire d'erreur, de la négliger.
À 1000 Hz, par exemple, Xc ne sera plus que de 159 Ω. Plus la fréquence va augmenter, **plus la valeur de Xc tendra vers zéro**. C'est pour cette raison qu'en langage courant, on dit qu'un condensateur « laisse passer l'alternatif et bloque le continu ». En effet, à l'inverse, lorsque f tend vers zéro, Xc tend vers l'infini.
Comme nous admettons qu'en fonctionnement Xc est négligeable, le circuit équivalent devient celui de la **figure 2b**.
Que constatons-nous ? Le courant fourni par la source (le tube et sa résistance interne) est la **somme** des courants traversant RL et Rg2. On va donc considérer que la résistance de charge **réelle** résulte de la mise en parallèle de RL et Rg2.

$$RCH = \frac{RL \times Rg2}{RL + Rg2}$$

RCH est appelée « **Résistance de charge dynamique** » car elle n'existe que lorsque le tube " amplifie " une tension variable, ce pourquoi il a été créé !
En revanche, **au repos**, le tube ne voit comme charge que RL, que l'on appelle « **Résistance de charge statique** » car C étant un véritable blocage au courant continu, le courant de repos traverse RL et ne peut atteindre Rg2.
Ce que vous avez tracé amoureusement de façon à avoir le moins de distorsion possible sur le réseau de caractéristiques Ia = f(Va) à Vg = constante est la droite de charge statique, car vous n'avez tenu compte que de RL, de 300 kΩ dans notre exemple.
Calculons la charge dynamique RCH, sachant que Rg2 = 470 kΩ.

$$RCH = \frac{RL \times Rg2}{RL + Rg2} = \frac{300 \times 470}{300 + 470} = 183\ k\Omega$$

Avouez qu'il y a une sacrée différence entre la charge statique de 300 kΩ et la charge dynamique de 183 kΩ.

COMMENT PLACER LA CHARGE DYNAMIQUE SUR LE RÉSEAU DE CARACTÉRISTIQUES ?

Le point (A) (figure 1) que vous avez obtenu au repos est, bien entendu, toujours valable, puisque sans tension variable, la charge statique est bien :
RL = 300 kΩ.
Il nous faut maintenant placer la droite de charge dynamique. Dans ce dessein, nous allons utiliser la même méthode que pour le tracé de la droite statique avec cependant **une différence fondamentale** : le signal alternatif que nous recueillerons va « swinguer » autour du point de repos (A).
Il atteindra donc, dans le cas d'une excursion positive, une valeur **qui ne peut en aucun cas dépasser la tension de repos Va** soit, dans notre exemple, 170 volts.
Calculons donc le courant qui va entraî-

ner cette variation de tension de 170 V.

$$\Delta Ia = \frac{\Delta Va}{R_{CH}} = \frac{170}{183\ k\Omega} = 0{,}93\ mA$$

Ces 0,93 mA vont venir **s'ajouter** aux 0,63 mA du courant de repos. Le point (F) sur l'axe Ia pour Va = 0 se situera à

$$I_D = I_{repos} + \Delta Ia = 0{,}63 + 0{,}93 = 1{,}56\ mA$$

On va joindre le point 1,56 mA, point (F) au point (A) et tracer cette droite qui représentera **la charge dynamique** du tube en fonctionnement. Comme vous pouvez le constater, cette droite s'écarte nettement de la droite de charge statique, ce qui est fâcheux car elle ne coupe plus le réseau de caractéristiques aux mêmes points.

Sur la charge statique, vous aviez placé avec précision le point de repos (A) de façon à rendre le segment AD égal au segment AE afin que le « swing » de grille de –1 V à –2,5 V entraîne une variation de ± 60 V, symétrique par rapport au point de repos à 170 V.

Ceci vous garantissait une quasi-absence de distorsion pour un gain de :

$$A = \frac{\Delta Va}{\Delta Vg} = \frac{230-110}{(-2{,}5)-(-1)} = \frac{120}{1{,}5} = 80$$

Ce n'est malheureusement plus tout à fait le cas au long de la droite de charge dynamique. En mesurant les segments AG et AH aux points d'intersections Vg = -1 V et Vg = -2,5 V, vous constaterez leur inégalité. Ce qui se traduit par un « swing » de –50 V et +45 V, donc un transfert asymétrique du signal amplifié, source de distorsions non linéaires avec, en prime, une perte de gain :

$$A = \frac{\Delta Va}{\Delta Vg} = \frac{215-120}{(-2{,}5)-(-1)} = \frac{95}{1{,}5} = 63$$

Ceci est encore plus net si vous considérez un « swing » de - 0,5 à - 3 V, soit 2,5 V crête à crête. Au long de la charge statique de AI à AJ, le « swing » ΔVa est d'environ 90 volts, alors qu'au long de la charge dynamique, le « swing » de AK à AL est de :

ΔVa = - 85 volts/+ 75 volts.

Il faut signaler ici que **seule** l'analyse graphique d'un tube triode « chargé » vous donne des résultats rigoureusement exacts, à condition, évidemment, d'une bonne précision des tracés et des relevés.

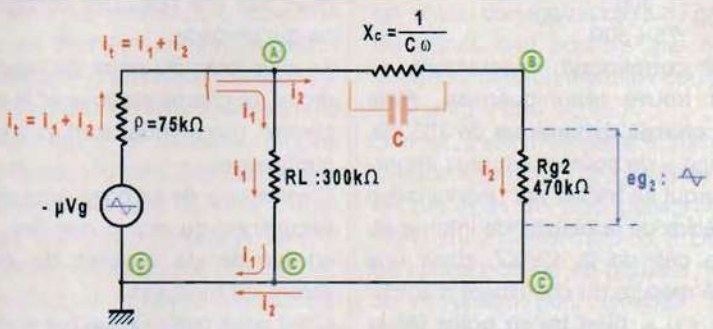


Figure 2a : Schéma équivalent en **alternatif** de celui de la figure 1. Le condensateur C a été remplacé par sa capacitance Xc

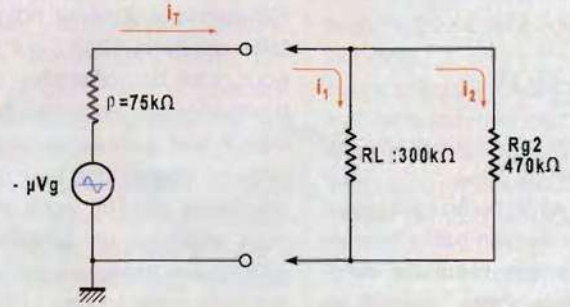


Figure 2b : Si C a été correctement calculé pour la basse fréquence, sa capacitance diminuant avec la fréquence, sa valeur est négligeable devant Rg2 aux fréquences moyennes

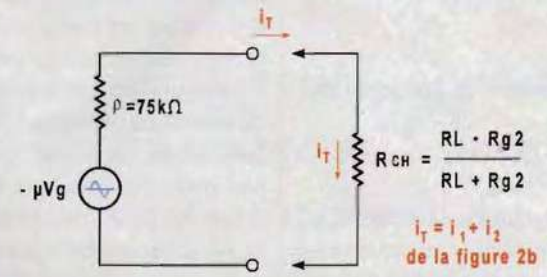


Figure 2c : Le courant fourni par la source circulera dans la résistance équivalente R_{CH} résultant de la mise en parallèle de R_L et Rg2. R_{CH} est la **« Résistance dynamique de charge » pour les fréquences moyennes**

Il faut souligner ici un point très important et souvent négligé par les concepteurs : **l'analyse mathématique des circuits n'est valable que dans le cas où l'on traite de très petits signaux**, c'est-à-dire lorsque l'on peut considérer comme constants les paramètres du tube (voir *Led* n°178) :

ρ : Résistance interne

μ : Coefficient d'amplification

S : Pente

Ceci se vérifie si l'on applique la formule du gain aux différents exemples cités plus haut.

La formule du gain d'une triode que nous rappelons ici est :

$$A = \mu \frac{R_{CH}}{\rho + R_{CH}}$$

Au point de repos choisi, la 12AX7 a un coefficient d'amplification « μ » de 100 et une résistance interne « ρ » de 75 kΩ. Le premier exemple, en ne considérant que la charge statique de 300 kΩ, nous donne :

$$A = 100 \frac{300}{75+300} = 80$$

Ce qui correspond exactement au résultat trouvé graphiquement. Mais avec la **charge dynamique** de 183 kΩ, le « swing » de courant est plus important. Ce qui se traduit par une variation non linéaire de la résistance interne et, dans le cas de la 12AX7, dans une moindre mesure du coefficient d'amplification « μ », **bien qu'au point (A) la résistance interne reste bien de 75 kΩ pour un « μ » de 100.**

En appliquant la formule classique, on obtiendrait :

$$A = 100 \frac{183}{75+183} \cong 71$$

alors que l'analyse graphique nous donnait un gain A réel de 63.

Plus on s'écarte en (+) ou en (-) du point (A), plus le calcul du gain par la formule basique donnera des **résultats erronés**. Lorsque nous avons imaginé un « swing » de grille de 2,5 volts crête à crête (de Vg = - 0,5 V à Vg = - 3V), nous trouvions un gain de :

$$A = \frac{260 - 80}{2,5} = 72$$

pour la charge statique de 300 kΩ et de :

$$A = \frac{245 - 85}{2,5} = 64$$

pour la charge dynamique de 183 kΩ.

Ceci, alors que le calcul classique nous aurait donné, respectivement, un gain immuable pour les deux charges de 80 pour 300 kΩ et 71 pour 180 kΩ.

Nous avons déjà évoqué cette dissymétrie dans les résultats lors de l'étude générale des tubes. Cette différence est due à l'adoption pour le calcul du gain d'un réseau de caractéristiques dit **« idéalisé »**, alors que le réseau réel intègre les véritables variations des paramètres en fonction du courant débité par le tube.

Mais il y a plus important : l'analyse graphique peut **seule** vous permettre de mettre en évidence la dissymétrie du signal amplifié et donc d'évaluer les taux de distorsions non linéaires avec précision.

Avant d'attaquer ce nouveau chapitre, il nous faut tirer quelques conclusions de ce qui précède.

Au plus près du point de repos (A), la droite de charge statique et la droite de charge dynamique sont pratiquement confondues.

C'est autour de ce point pour de petites excursions du signal que les résultats en termes de gain et de distorsion seront les meilleurs.

C'est pour cette raison (ce n'est pas la seule !) que l'on choisira un tube plutôt qu'un autre en fonction du type de signal que l'on aura à amplifier.

Par exemple, il serait ridicule d'utiliser **telle quelle** la 12AX7 qui nous a servi pour notre démonstration comme tube d'amplification en sortie de préamplificateur, son gain serait bien trop élevé. Vous ne sauriez que faire d'une tension de l'ordre de 100 volts crête à crête pour attaquer un amplificateur dont l'admission maximale est de l'ordre de 2,5 volts crête à crête ! Pire encore, ce serait dangereux !

Selon notre schéma de la figure 1, ce tube ne sera utilisé que comme amplificateur de très petits signaux tels ceux délivrés par un micro, une tête de lecture magnétique ou une cellule de lecture de disques dont le signal est de l'ordre de quelques millivolts.

Telle quelle, la 12AX7 pourra être utilisée avec des résultats honnêtes pour driver un tube de puissance du type EL84. C'est un montage qui a été utilisé avec succès dans énormément d'amplificateurs bon marché, la EL84 ne demandant qu'une tension de l'ordre de 20 volts crête à crête (7volts efficaces), pour être modulée à fond en classe A.

Le couple 12AX7/EL84 a fait la joie de bien des électrophones des années 60.

En effet, contrairement à beaucoup de tubes de puissance, la EL84 présente une quasi-absence de courant de grille, ce qui permet d'utiliser une résistance de fuite Rg2 de 470 kΩ à 1 MΩ, la résistance de charge dynamique de la 12AX7 restant très proche de la résistance de charge statique.

C'est le second point que je voulais vous signaler : il est évident que l'on a intérêt à obtenir une droite de charge dynamique la plus proche possible de la résistance de charge statique. Pour ce faire, deux solutions se présentent :

Augmenter la valeur de Rg2

1MΩ est une valeur maximale à ne pas dépasser. Au-delà, le courant de fuite de grille risquerait de porter cette dernière à une tension de polarisation incontrôlable. Dans notre schéma de la figure 1, si Rg2 était portée à 1 MΩ, la valeur de la résistance dynamique de charge deviendrait :

$$R_{CH} = \frac{RL \times Rg2}{RL+Rg2} = \frac{300 \times 1000}{300+1000} = 230\ k\Omega$$

Amusez-vous à reporter cette nouvelle valeur de R_{CH} sur le réseau de caractéristiques Ia = f(Va) à Vg = cte en calculant le courant pour Va = 0, soit :

$$\Delta Ia = \frac{\Delta Va}{R_{CH}} = \frac{170}{230} = 0,73\ mA$$

que l'on ajoute au courant de repos 0,63 mA

soit Ia ≡ 1,36 mA

En traçant la droite joignant le point 1,36 mA au point (A), vous constaterez que cette nouvelle droite de charge dynamique se confond pratiquement avec la droite de charge statique.

Diminuer la résistance de charge RL

Ceci dépend essentiellement du tube que vous avez sélectionné car le choix de RL sera fait en fonction de la résistance interne « ρ » de ce dernier. Par exemple, si vous choisissez une 12AT7 en lieu et place de la 12AX7, au prix d'un courant de repos plus élevé et d'un coefficient d'amplification plus faible (μ = 60), la résistance interne de la 12AT7 sera de l'ordre de 15 kΩ.

La charge RL que nous adopterons sera de l'ordre de quatre fois la valeur de « ρ », soit 60 kΩ. Dans ce cas, il est bien évident que si Rg2 de l'étage suivant est de 470 kΩ, la résistance dynamique de charge sera de :

$$R_{CH} = \frac{RL \times Rg2}{RL+Rg2} = 53\ k\Omega$$

On pourra, dans ce cas, considérer la charge statique (53 kΩ) et la charge

dynamique (60 kΩ) comme une seule et même droite.

EN CONCLUSION

Comme vous avez pu vous en rendre compte, le placement du point de repos sur le réseau de caractéristiques revêt une importance fondamentale. C'est de ce point de repos que seront définis les paramètres clés des constantes du tube et **à ce point uniquement**.

Les questions qui se posent sont les suivantes : Pourquoi avoir choisi ce point où « ρ », « μ » et « S » ont une valeur définie par les caractéristiques du tube ? D'autres valeurs de ce point de repos (donc de polarisation) de résistance de charge, de tension sur l'anode donneraient-elles des résultats meilleurs en termes de gain et de plus ou moins de distorsion ?

Vous comprendrez vite qu'il existe une quasi-infinité de solutions, c'est justement ce qui donne un certain « piment » à la conception d'un circuit d'amplification. Cependant, le choix reste somme toute assez limité car il faudra compter avec les capacités parasites qui deviendront gênantes lorsque RL et Rg2 augmenteront de valeur, ce que nous étudierons dans notre prochain cours.

La conception d'un étage d'amplification est un long travail de patience et d'expérimentations. Il vous faudra sélectionner les éléments actifs, en l'occurrence les tubes, en fonction des résultats que vous voudrez obtenir. Vous devrez ensuite faire varier, tant graphiquement qu'expérimentalement, les valeurs de Va, Ia, RL, Rg2, Rk, tout en restant réaliste.

Par exemple, RL pourra varier de deux à cinq fois la valeur de la résistance interne du tube et Rg2 de 100 kΩ à 1 MΩ. Le point de repos sera, en général, choisi de façon à ce que l'excursion du signal, tant positive que négative, coupe symétriquement les courbes Ia = f(Va) à Vg = cte.

Surtout, vous maîtriserez le gain de vos circuits en mettant le bon tube au bon endroit. Rien de plus désagréable, en effet, qu'un ensemble d'amplification où l'on est obligé de pousser le niveau au maximum pour entendre quelque chose ou, à l'inverse, un engin qui passe de zéro à un gain terrifiant dès que l'on effleure le potentiomètre de volume. Seule une analyse graphique bien maîtrisée peut vous éviter bien des déboires.

Notre prochain cours traitera de l'évaluation graphique des distorsions ainsi que de l'influence des capacités parasites sur la transmission de fréquences aiguës de nos montages.

À bientôt

Rinaldo Bassi

Et si on parlait tubes...

En 11 cours, apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque bancaire ❒ CCP ❒ mandat - Union européenne : règlement uniquement par mandat postal

A retourner accompagné de votre règlement à :

TRANSOCÉANIC 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

19ème PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATEUR DE TENSION « R/C »

LES DISTORSIONS HARMONIQUES

À ce stade de notre étude destinée à l'utilisation des tubes en audio, et en audio uniquement (j'insiste !), nous nous aventurons maintenant, avec beaucoup de prudence, dans le monde contestable des distorsions et autres bandes passantes. Quantité « d'engins » hors de prix affichent des taux de distorsion harmonique à peine mesurables, des bandes passantes de plusieurs mégahertz, des temps de montée vertigineux... Pourtant, ils « sonnent » comme de vieilles casseroles asthmatiques ! Cela étant, ne me faites pas dire ce que je ne veux pas dire, les distorsions existent et elles sont quantifiables.

Dans toute la mesure du possible, nous tenterons d'éviter les distorsions, en gardant cependant à l'esprit que le signal que nous avons à traiter en audio est très différent des sages sinusoïdes et signaux rectangulaires qui nous permettent de les mesurer.

LA COURBE DE TRANSFERT DYNAMIQUE

Reportez-vous à notre dernier cours paru dans *Electronique Pratique* n°299. Nous avons tracé sur le réseau Ia = f(Va) à Vg = cte d'une 12AX7, la droite de charge dynamique correspondant à la **charge réelle** de notre montage, soit 183 kΩ.

Nous allons tracer la courbe de transfert dynamique qui sera **l'exacte représentation** du fonctionnement de notre montage tel que nous l'avons construit. Dans ce dessein, munissez-vous d'une feuille de papier millimétré, puis relevez le courant « Ia » correspondant à l'intersection de la droite de charge dynamique (183 kΩ) avec les courbes Vg.

On obtient :

Vg = 0 V	Ia = 1,3 mA
Vg = - 1 V	Ia = 0,9 mA
Vg = - 1,5 V	Ia = 0,7 mA
Vg = - 2 V	Ia = 0,5 mA
Vg = - 2,5 V	Ia = 0,38 mA
Vg = - 3 V	Ia = 0,2 mA
Vg = - 3,5 V	Ia = 0,17 mA

Sur votre feuille de papier millimétré, vous allez tracer deux axes perpendiculaires (**figure 1**).

Sur l'axe vertical « y », vous reporterez l'échelle de courant « Ia » de 0 à 2 mA. Sur l'axe horizontal « x », vous reporterez l'échelle de tensions négatives de grille – Vg de 0 à – 4 volts. Portez alors les points que vous avez extraits plus haut. En joignant ces points, vous obtenez la **courbe de transfert dynamique de votre montage.**

Observation n°1 : cette courbe n'est pas une droite mais un arc de parabole.

Observation n°2 : seule une petite portion de cette courbe, située autour du point de repos, pourra être considérée comme une droite.

Plus on s'écartera du point de repos avec un swing de plus en plus grand et **plus le taux de distorsion augmentera.**

En effet, nous avons représenté sous l'axe Vg, une sinusoïde ABCDE représentant l'excursion maximale théorique possible au long de la courbe de transfert. Si l'on reporte, à droite de la figure, les variations de courant « Ia » correspondantes, on obtient la courbe A'B'C'D'E' qui ressemble beaucoup à la sinusoïde originale, mais qui cependant n'en est plus tout à fait une !

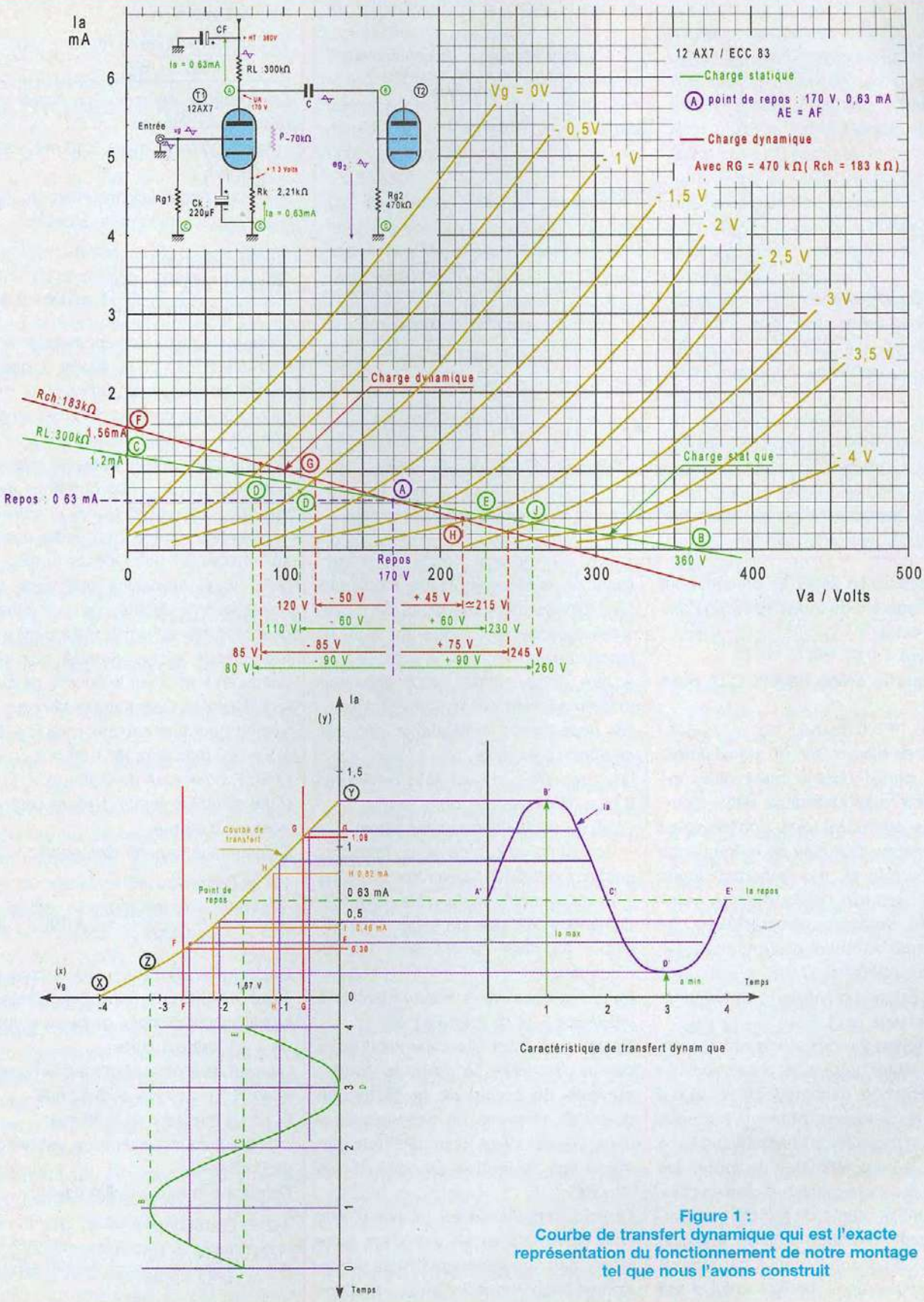


Figure 1 :
Courbe de transfert dynamique qui est l'exacte représentation du fonctionnement de notre montage tel que nous l'avons construit

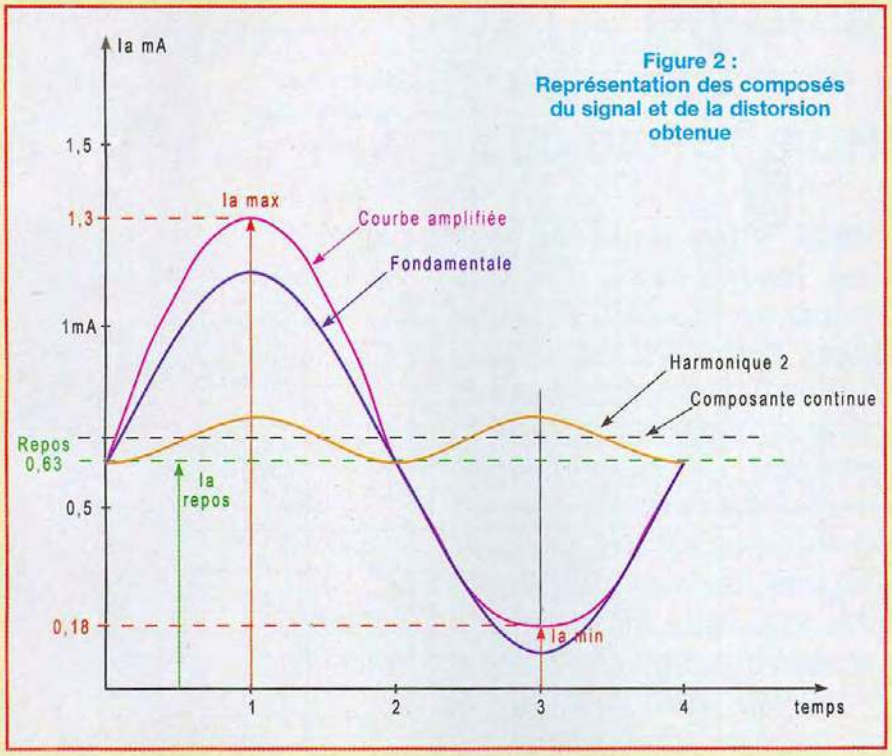


Figure 2 :
Représentation des composés du signal et de la distorsion obtenue

Examinons la en détail. En prenant pour base le courant de repos, le swing positif A'B' est de :

1,3 – 0,63 = 0,67 mA

Alors que le swing négatif C'D' n'est que de :

0,63 – 0,18 = 0,45 mA.

Il y a donc dissymétrie du signal amplifié. Le signal obtenu n'est plus une sinusoïde, mais une onde dite « complexe » contenant des composantes harmoniques multiples de la fréquence fondamentale et, très important (nous verrons plus loin pourquoi), une **composante continue** caractéristique de toute onde complexe dissymétrique, les surfaces A'B'C' et C'D'E' n'étant pas égales (lire nos précédents cours parus dans la revue *Led*).

Sur la **figure 2**, nous avons représenté, en exagérant un peu les proportions, la représentation décomposée du signal et de la distorsion obtenue. Ici, nous avons en majorité de l'harmonique 2, ce qui est la caractéristique de **toutes** les triodes sans exception utilisées en classe A dont la courbe de transfert va **toujours** avoir tendance à aplatir le signal lors de l'excursion négative par rapport au point de repos lorsque celui-ci est situé au centre de la partie quasi rectiligne de la courbe. Nous étudierons plus loin les différents types de distorsions obtenus en fonction du point de repos choisi.

À titre documentaire, pour nos amis mathématiciens qui voudraient s'amuser, nous livrons ici l'équation générale de l'onde complexe :

ia = I repos + Cc + A1 sin ωt – A2 cos 2 ωt – A3 sin ωt, etc. où :

- I repos est le courant sans signal
- Cc est la valeur de la composante continue due à la dissymétrie du signal
- A1 est l'amplitude de crête de la fondamentale, A2 celle du second harmonique, A3 celle du troisième harmonique, etc.

Rassurez-vous, vous n'aurez jamais à utiliser ce type de formule !

Néanmoins, c'est elle cependant qui a permis d'extraire **la formule fondamentale du calcul de la distorsion** que vous utiliserez en permanence si vous voulez éviter bien des tâtonnements lors de la mise au point de vos circuits.

La voici, recopiez-la sur un papier que vous collerez bien en vue dans votre laboratoire : pourcentage (%) de distorsion en harmonique 2 dans le cas d'une triode polarisée en classe A.

$$H2\ \%\ \text{Distorsion} = \frac{1/2\ (I\ max + I\ min) - I\ repos}{I\ max - I\ min} \times 100$$

Dans notre exemple, si vous vous reportez aux figures 1 et 2 :

I max = 1,3 mA, I min = 0,18 mA, I repos = 0,63 mA

Pour une excursion maximale du signal d'environ 3,3 volts crête à crête.

$$H2\ \%\ \text{Distorsion} = \frac{1/2\ (1,3\ +\ 0,18) - 0,63}{1,3 - 0,18} \times 100 = 9,8\ \%$$

Ce taux de distorsion est, bien entendu, trop élevé car nous avons à dessein balayé la courbe de transfert au maximum pour les besoins de la démonstration.

Soyons plus raisonnables et, par rapport au point de repos que nous avons choisi, limitons le signal d'entrée à 1 volt crête, soit 2 volts crête à crête, soit encore 0,7 volt efficace (0 dB).

Nous vous rappelons que c'est pour traiter ce type de signal qu'a été théoriquement mis au point notre petit montage. Nous avons reporté ces deux points en F et G sur la courbe de transfert (figure 1). Calculons le taux de distorsion pour une excursion de F à G.

a) En G, I max sera de 1,08 mA

b) En F, I min sera de 0,30 mA

c) Le point de repos, I repos, est toujours de 0,63 mA

Calculons le taux de distorsion :

$$H2\ \%\ \text{Distorsion} = \frac{1/2\ (1,08\ +\ 0,30) - 0,63}{1,08 - 0,30} \times 100 = 7,6\ \%$$

Ce taux de distorsion est encore trop élevé. Réduisons donc l'excursion du signal autour du point de repos et fixons-le à 1 V crête à crête.

Ce sont les points H et I sur la figure 1.

a) en H, I max sera de 0,82 mA

b) en I, I min sera de 0,46 mA

c) le point de repos, I repos, est toujours de 0,63 mA.

Calculons le taux de distorsion :

$$H2\ \%\ \text{Distorsion} = \frac{1/2\ (0,82\ +\ 0,46) - 0,63}{0,82 - 0,46} \times 100 = 2,77\%$$

Nous allons maintenant tirer des

conclusions de cet ensemble de résultats.

CONCLUSIONS ET MÉTHODES CORRECTIVES

Tout d'abord, vous êtes étonnés par l'importance des taux de distorsion obtenus. Si vous vous reportez à notre dernier cours, vous vous souviendrez que la mauvaise surprise est due au calcul de la **charge dynamique**.

Rappelez-vous, nous avions placé avec amour la droite de charge statique correspondant à une charge de 300 kΩ sur le réseau de caractéristiques Ia = f(Va) à Vg = cte de notre 12AX7 de façon à ce que l'intersection de cette droite avec les courbes Vg détermine des segments égaux.

Patatras ! La droite de charge dynamique a jeté aux oubliettes cette belle symétrie ! **Existe-t-il des solutions ?** Bien sûr !

La première solution consiste à déplacer le point de repos **vers la droite de la courbe de transfert**, donc vers des valeurs **moins négatives** de la tension de grille.

En effet, comme vous pouvez le constater (figure 1), plus la courbe de transfert s'élève, plus elle s'apparente à une ligne droite.

Attention, deux écueils vous guettent ! Tout d'abord, plus vous diminuez la tension négative de grille, moins l'excursion du signal sera importante.

En aucun cas (sauf montages spéciaux dits en « classe B2 » que nous étudierons plus tard), vous ne pouvez atteindre des valeurs de **tension de grille positives**.

Ensuite, reportez-vous au numéro 179 du magazine *Led*, la majorité des tubes ont ce que l'on appelle « un potentiel de contact » de l'ordre de 0,1 microampère pour une tension de grille de l'ordre de – 1,3 volt.

Autrement dit, un courant de grille va prendre naissance au-delà de cette tension et augmenter très vite.

Ce courant va parcourir la résistance de fuite de grille et provoquer une chute de tension à ses bornes, ce qui entraînera un changement parfois très important de la polarisation du tube, source de distorsions.

Dans certains tubes comme la 12AX7/ECC83, on a limité par construction ce potentiel de contact, ce qui permet de la faire travailler avec un très faible courant de grille jusqu'à environ – 0,5 volt.

La deuxième solution consiste à rendre la valeur de la résistance dynamique la plus proche possible de la résistance statique.

La valeur de la résistance dynamique que je vous rappelle ici vaut :

$$R\,dyn = \frac{RL.Rg2}{RL + Rg2}$$

(voir *Electronique Pratique* n°299 et figure 1)

RL étant la résistance de charge du tube et Rg2 la résistance de fuite de grille de l'étage suivant.

Augmenter RL n'est pas la bonne solution, nous verrons plus loin l'effet néfaste de la capacité parasite anode-cathode du tube amplificateur pour la transmission de fréquences élevées.

Reste donc à augmenter Rg2, la fuite de grille du second étage, en restant dans les limites imposées par le constructeur du tube (1 MΩ pour les tubes amplificateurs de tension, 150 à 350 kΩ pour les tubes amplificateurs de puissance), afin que le faible courant de grille qui la traverse n'altère pas le point de polarisation choisi.

Dans notre cas, effectuons le calcul de la charge dynamique avec une résistance de fuite de grille de 1 MΩ.

$$R\,dyn = \frac{300\ k\Omega \times 1000\ k\Omega}{300 + 1000} = 230\ k\Omega$$

Si vous tracez cette nouvelle droite de charge dynamique, vous remarquerez qu'elle se rapproche de très près de la droite statique. La courbe de transfert se redressera d'autant.

La troisième solution consiste à accroître la tension d'alimentation haute tension du montage.

Elle était ici de 360 V, ce qui assurait sur l'anode du tube une tension de 170 V au point de fonctionnement choisi.

Si vous augmentez la tension d'alimentation, il vous faudra aussi déplacer le point de repos, ce qui vous obligera à un nouveau tracé et à un nouveau calcul de la résistance de polarisation Rk.

Attention, si vous augmentez la tension d'alimentation n'oubliez jamais qu'à froid **toute** la haute tension est appliquée entre l'anode et la cathode du tube. Pour la 12AX7, cette tension ne peut en aucun cas excéder 550 volts.

À chaud, la tension maximale à appliquer sur l'anode du tube ne doit pas excéder 350 volts.

Quatrième et dernière solution, la 12AX7/ECC83, **telle qu'elle a été utilisée ici**, ne donnera des résultats corrects que pour l'amplification de petits signaux.

Si vous vous reportez à la courbe de transfert (figure 1), vous constaterez que vous aurez le minimum de distorsion lorsque le segment OH sera égal au segment OI, c'est-à-dire en reprenant la formule de calcul de la distorsion pour H2 :

$$\%\ Distorsion = \frac{1/2\ (I\,max + I\,min) - I\,repos}{I\,max - I\,min}$$

Lorsque :

1/2 (I max + I min) = I repos

Dans ce cas, on aurait :

$$\%\ Distorsion = \frac{0}{I\,max - I\,min}\ \text{soit}\ 0$$

C'est un **vœu pieux**, irréalisable quel que soit le tube en raison de la courbe de la caractéristique de transfert.

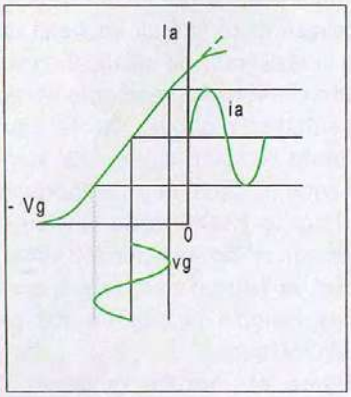
La distorsion minimale ne sera possible que pour une excursion du signal très petite, de l'ordre de 0,3 volt crête à crête autour du point de repos.

C'est pour cette utilisation qu'a été créée la 12AX7.

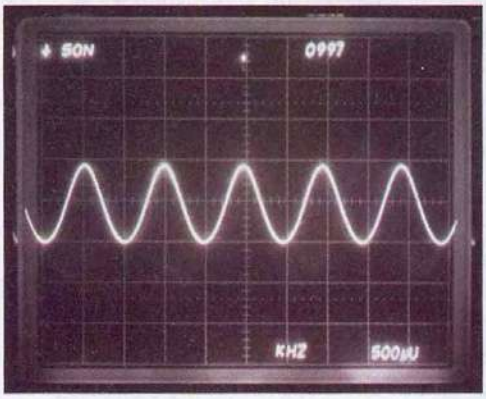
C'est un tube à grand gain, peu bruyant et non microphonique, idéal comme préamplificateur micro, cellule de tourne-disque ou, à la rigueur, un signal très atténué par un potentiomètre à l'entrée.

Si vous avez besoin d'une tension d'admission plus élevée, **il vous faudra choisir un autre tube**.

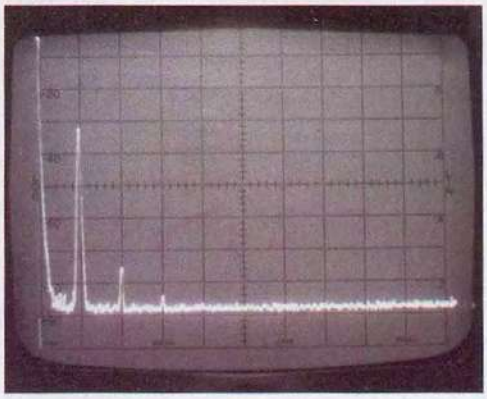
À titre indicatif, voici l'admissibilité maximale de ce tube pour un taux de distorsion minimum de 1 % à 100 % de signal.



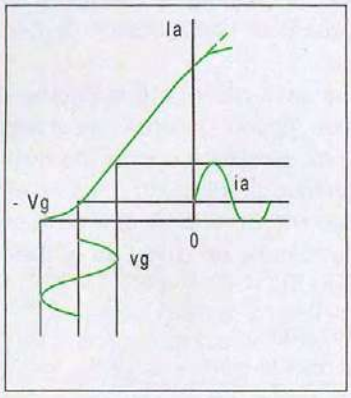
3a : Tube correctement polarisé



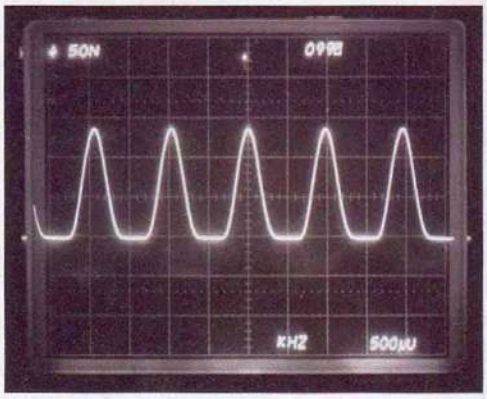
Signal de sortie



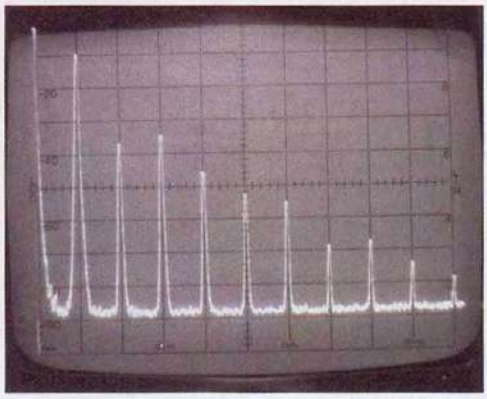
Spectre de distorsion : essentiellement H2



3b : Tube sur-polarisé



Signal de sortie



Spectre de distorsion : H2 dominant et H4 (paris)

Figure 3 : Oscillogrammes enregistrés *in vivo* sur notre montage d'essai

Selon les datas des constructeurs :

Tension d'alimentation (HT) :	400 volts
Résistance de charge RL :	220 kΩ
Tension sur l'anode :	175 volts
Résistance de cathode Rk :	1200 Ω
Courant Ia (Irepos) :	1,02 mA
Tension de polarisation :	1,22 volt
Résistance d'entrée de l'étage suivant Rg2 :	680 kΩ
Condensateur de liaison :	0,1 µF/600 V
Tension maximale d'entrée : (1,414 V crête à crête)	0,5 volt
Tension de sortie : (108 V crête à crête)	38,25 V
Gain :	76,5
% Distorsion H2 :	1,1 %

Nous étudierons plus tard comment, grâce entre autres aux procédés de contre-réaction, on va pouvoir ramener le gain de cet étage et faire baisser d'autant le taux de distorsion à des valeurs raisonnables.

N'oublions pas que l'admission maximale du tube employé dans ces conditions ne doit pas excéder une tension de 0,5 Veff (1,414 V.c.c.).

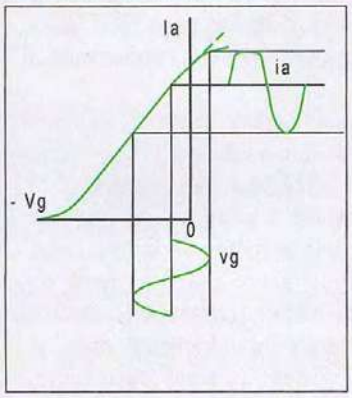
COMMENT REPÉRER FACILEMENT LA LIMITE DE DISTORSION

Si vous vous reportez à la figure 2, vous constaterez que le produit de la distorsion générée par un signal de sortie aplati d'un seul côté (dans le cas d'un point de fonctionnement choisi sur la courbe de transfert sans que le signal d'entrée ne dépasse le point - 4 V de cut-off du tube ni le point 0 V) est constitué de la fréquence fondamentale de l'harmonique 2 de cette fréquence et **d'une composante continue**, valeur moyenne de cet harmonique.

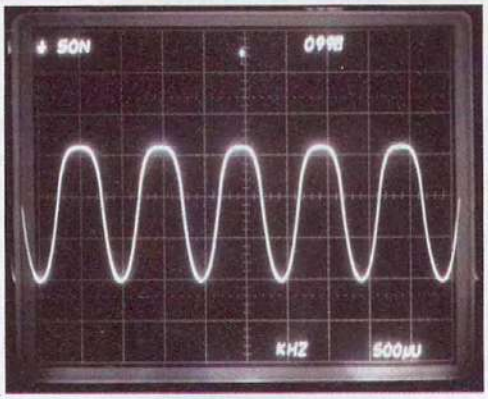
C'est justement la présence de cette composante continue qui va nous permettre de détecter facilement le point où le tube va commencer à tordre. Reportez-vous à la figure 1 et observez la caractéristique de transfert dynamique. Supposons que nous n'ayons pas de distorsion. Dans ce cas, sur l'axe vertical, le segment OH sera égal au segment OI, ce qui signifie une déviation de courant en plus ou en moins par rapport au courant de repos (ici de 0,63 mA) rigoureusement identique.

Un milliampèremètre pour courant continu (à aiguille !) ne bronchera pas, il vous indiquera 0,63 mA, valeur du courant de repos, l'inertie de l'équipage mobile de l'appareil de mesure étant trop grande pour suivre la déviation en plus ou moins autour du point de repos à une fréquence de, par exemple, 1000 Hertz.

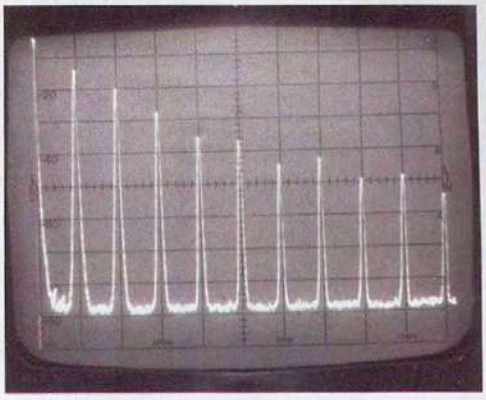
Maintenant, supposez que vous augmentez la tension alternative d'entrée. Immanquablement, vous allez introduire une distorsion (les segments OH et OI ne seront plus égaux). L'harmonique 2 qui sera généré introduira une compo-



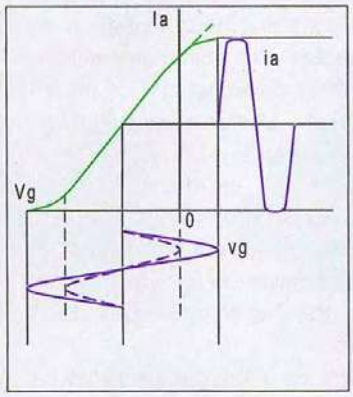
3c : Tube sous-polarisé



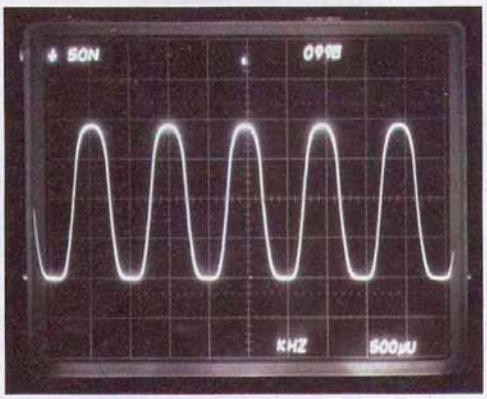
Signal de sortie



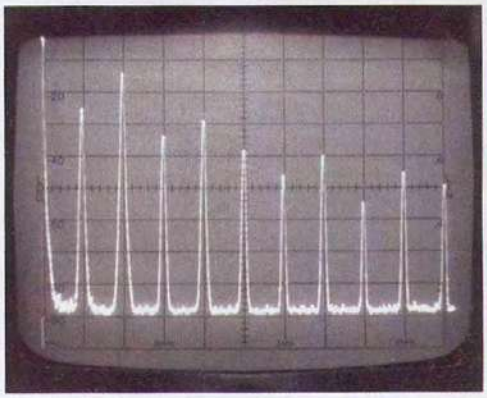
Spectre de distorsion : dégradé H2, H3, H4, etc.



3d : Tube sur-modulé



Signal de sortie



Spectre de distorsion : dominante H3, H5 (impaire)

sante continue, valeur moyenne de H2 **qui se rajoutera au courant de repos**. L'aiguille de votre milliampèremètre vous indiquera un courant plus élevé, **l'augmentation étant proportionnelle au taux de distorsion**.

Vous pourriez calculer ce dernier, ce qui ne présente pas un grand intérêt, mais cette méthode rapide permet de limiter les dégâts. **Toute augmentation du courant de repos signifie la présence de distorsion par harmonique 2.** C'est un truc utile lorsque l'on veut mettre au point rapidement un montage d'essai. Malheureusement, cela ne fonctionne que **lorsqu'on reste dans les limites de la courbe de transfert**, si vous dépassez les limites en écrêtant, d'un côté, vers le cut off (classe AB ou B), dans l'autre sens, au-delà de 0 V grille (grille positive classe AB2 ou B2) ou, dans les deux sens, écrêtage symétrique (surmodulation), la distorsion sera affectée d'harmoniques de rangs supérieurs pairs H4, H6, etc. et impairs H3, H5, H7, etc. C'est ce que nous allons analyser maintenant.

LES FACTEURS CAUSE DE DISTORSIONS

Comme vous l'avez compris, l'amplitude de la distorsion harmonique dépend essentiellement de **la non-linéarité de la courbe de transfert**. Dans le cas de la triode, en restant dans les limites xy de la courbe de transfert (figure 2), on peut se permettre de négliger l'harmonique 3 (impair) devant l'harmonique 2, son niveau étant bien inférieur à ce dernier, **mais toujours présent** (figure 3a). La légende qui consiste à dire qu'**une triode ne génère pas d'harmonique impair est fausse**. Tout dépend de la courbure de la caractéristique car, si vous vous reportez aux figures 1 et 2, vous constaterez que nous n'avons considéré et mesuré le signal qu'aux instants 0, 1, 2, 3, 4, ce qui correspond à la fréquence fondamentale (0 - 90 ° et 180 °). Or, la sinusoïde se déforme tout au long de la courbe de transfert.

Pour l'harmonique 3, il nous aurait fallu effectuer le tracé en prenant les instants 0-0,5-1-1,5-2-2,5-3-3,5 et 4.

Travail fastidieux au possible ! Je ne vais pas vous infliger cela ! Sachez que le taux de distorsion réel est de :

$$\%d\ total = \sqrt{(\%dH2)^2} + \sqrt{(\%dH3)^2} ...etc.$$

Les harmoniques impairs et, en particulier, l'harmonique 3, sont donc **toujours** présents, bien que d'un niveau relativement faible tant que l'on travaille dans la partie relativement rectiligne de la caractéristique. Ce n'est plus du tout le cas lorsque le tube est drivé au cut off (- 4 V sur la figure 1) et/ou au-delà de 0 V, zone de grille positive. Ce qui correspond aux classes AB, B, AB2 et B2 que nous étudierons lorsque nous abor-

derons les amplificateurs de puissance. Les figures et les oscillogrammes enregistrés *in vivo* sur notre montage d'essai résument ce qui précède (**figure 3**).
Lorsque nous étudierons les pentodes et les tétrodes, nous constaterons que la courbe de transfert présente une courbure en « S » qui se traduit par un taux de distorsion à prédominance H3 (impair) bien que très inférieur à celui des triodes. Voici quelques observations concernant les oscillogrammes de la figure 3 .
Vous remarquerez (3a) que l'harmonique dominant d'une triode est l'harmonique 2 (pair). L'harmonique 3 est présent, mais très atténué. On peut donc le négliger.
Ensuite, lorsque la sinusoïde n'est tronquée que d'un seul côté (3b, 3c), l'harmonique 2 (pair) reste toujours dominant bien que le train d'harmoniques, tant pairs qu'impairs, est présent et important.
La formule de calcul de la distorsion ne tenant compte que de l'harmonique 2 est, dans ces cas extrêmes, **inutilisable**.
C'est pour cette raison que dans la figure 1, on se limite à une excursion de la tension de grille ne descendant jamais en dessous du point Z, avant le coude inférieur de la courbe de transfert.
La figure (3d) est intéressante, car son spectre de distorsion est caractéristique de toutes les courbes de transfert en « S » (triode saturée, pentode, transistors, Fet, Mos Fets). Ici, les harmoniques impairs sont dominants (H3, H5).
Vous éviterez, bien entendu, de surmoduler vos tubes en audio.
Si les cas des figures (3b) et (3c) peuvent être corrigés en agissant sur la polarisation du tube, le cas (3d) est incurable. La seule solution : choisir un autre type de tube à l'admission de grille plus importante.
Nous verrons plus tard que c'est justement le cas (3d) qui est la cause de **l'injuste mauvaise réputation** de la contre-réaction car quantité de circuits mal fichus utilisent cette dernière pour corriger les distorsions inhérentes à leur mauvaise conception.
Vous serez étonnés de savoir le nombre d'amplificateurs et de préamplificateurs mal calculés qui « sur-modulent » leurs circuits sur de brèves impulsions.
La contre-réaction, dans ce cas, est une véritable catastrophe car elle accentuera le phénomène et augmentera le taux de distorsion.
Mais n'allons pas trop vite... La contre-réaction, c'est pour plus tard !

ET MAINTENANT... RETOUR À L'AUDIO !

Tout ce que nous venons de voir appartient à l'électronique générale.
Il faut le savoir et bien le comprendre, afin de pouvoir « jouer » avec !
Comment cela, « jouer avec » ? Les distorsions sont les distorsions, il faut les éviter comme la peste... Je suis désolé, mais c'est là où vous vous trompez, car **toutes** les grandes électroniques les utilisent... intelligemment !
N'oubliez pas que ce que vous avez à amplifier ce ne sont ni des sinusoïdes, ni des signaux rectangulaires, mais des impulsions parfaitement aléatoires, parfois positives, parfois négatives et d'amplitudes on ne peut plus variables.
Or, en amplification d'impulsions aléatoires, les notions de distorsions (sauf à l'écrêtage) sont on ne peut plus vides de sens et pratiquement impossibles à mesurer.
En reprenant la figure 1 et à cause de la courbure de la caractéristique de transfert, vous admettrez que le signal que vous recueillez à la sortie est toujours déformé dans le même sens (d'où H2).
Eh bien, nous allons nous en servir en audio uniquement car, si en électronique générale industrielle et dans la construction des appareils de mesure, on s'évertue à bloquer les courbes de transfert et les points de polarisation, en audio, au contraire, nous tenterons de faire « swinguer » les points de polarisation au rythme du signal afin de rendre les excursions positives et négatives égales en amplitude.
Nous essaierons, en outre, d'utiliser symétriquement cette sur-amplification de l'excursion positive afin d'obtenir un effet « d'expansion de la dynamique ».
Toutes les grandes électroniques audio « expansent ».
Pour ce faire, on utilise des « sources de courant » ou certains circuits appelés un peu abusivement « contre-réaction d'intensité » et surtout des « charges actives » qui vont agir sur la pente de la caractéristique de transfert au rythme du signal, dont le circuit le plus connu est le célèbre « SRPP» (il en existe bien d'autres !) et les circuits pseudo-symétriques ou symétriques...
La liste est longue ! Promis, nous étudierons tout cela lorsque nous aurons fait le tour des bases et des généralités... Tout un programme !

À bientôt
R. Bassi

APPRENEZ À CONNAÎTRE ET À MAÎTRISER LE FONCTIONNEMENT DES TUBES ÉLECTRONIQUES
Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Les 11 premiers cours « Et si on parlait tubes... » en CD-ROM

BULLETIN DE COMMANDE PAGE 92

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATEUR DE TENSION « R/C »

LA TRANSMISSION DES FRÉQUENCES ÉLEVÉES

Habitués à la lecture d'ouvrages d'électronique générale, vous vous êtes peut-être étonnés de nous voir adopter, pour l'étude de l'amplificateur de tension RC, une démarche non conventionnelle consistant à étudier le problème des distorsions harmoniques avant l'étude de la transmission des fréquences élevées. Logiquement, cette étude aurait dû prendre place à la suite du 17e cours où nous avions analysé les effets du condensateur de liaison sur la transmission des fréquences basses. Le responsable de cet état de fait est le signal audio, ce vilain petit canard qui énerve bien des électroniciens en refusant de se laisser manipuler honnêtement et sans histoire. Car, en audio, tout est lié. Il ne suffit pas d'amplifier un signal, ce serait trop simple, il faut tenir compte de tous les facteurs qui interfèrent les uns avec les autres, entraînant parfois d'étranges résultats...

Une question se pose : pourquoi ce montage à tubes (ou à transistors, Fets ou autres Mosfets), qui affiche fièrement un taux de distorsions à 1 kHz de, par exemple, 0,1 %, affiche-t-il un taux plusieurs fois supérieur à 8 kHz ?

Réponse : Ceci est dû à la présence des capacités parasites !

Question : Lorsque nous avons étudié les capacités parasites des tubes (cours n°8, *Led* n°181), vous nous avez affirmé que celles-ci intervenaient sur la bande passante. Or, le montage que j'ai sous les yeux affiche une bande passante **droite** jusqu'à 60 kHz ! Avouez qu'à 8 kHz, nous en sommes loin !

Réponse : Oui ! Tout cela est exact, mais vous oubliez une chose importante que nous étudierons plus tard... Le constructeur de votre appareil a tenté de masquer sa distorsion importante en utilisant la contre-réaction... Bien que vous ne sachiez pas encore de quoi il s'agit, déconnectez donc le fil rose qui arrive sur cette résistance... Oui, celle-là... C'est fait ? Mesurons le taux de distorsion maintenant ! Aïe ! Il a grimpé à près de 1 % à 1000 Hertz et, horreur !, à 3 % à 8000 Hertz ! Quant au gain, c'est la dégringolade infernale, la belle courbe de réponse droite jusqu'à 60 kHz a adopté la forme d'une cloche du plus bel effet... (**figure 1**).

Question : Si je regarde la figure 1, j'ai hâte d'apprendre la contre-réaction : les performances en amélioration de la bande passante et en réduction des distorsions sont extraordinaires, vous ne pouvez pas le nier !

Réponse : Ne nous emballons pas ! Tout cela est, en théorie et en électronique générale, parfaitement exact et maîtrisé... Mais n'oubliez pas que nous traitons de l'audio, signal on ne peut plus fantasque ! Nous verrons plus tard que si, en haute fréquence, en numérique, en vidéo, en oscilloscopie, etc., on utilise d'énormes taux de contre-réaction avec bonheur, en audio un taux de contre-réaction important pour compenser une distorsion élevée et étendre la bande passante au-delà du raison-

nable, c'est un pansement sur une jambe de bois ! Il est impératif que le montage que vous réalisez présente **le taux de distorsions et la bande passante la plus proche de celle que vous désirez obtenir, sans l'artifice de la contre-réaction.** Cette dernière, utilisée avec raison et parcimonie, ne pourra qu'améliorer les résultats déjà remarquables que vous obtenez sans sa présence.

Revenons donc aux capacités parasites dont les phénomènes induits sont fondamentaux en termes de distorsions car, vous allez le constater, la bande passante c'est une chose, les distorsions introduites dans l'étage amplificateur, bien que liées au gain en fonction de la fréquence, ne sont pas proportionnelles à la bande passante.

CAPACITÉS PARASITES ET DISTORSIONS

Pourquoi les capacités parasites influent-elles sur le taux de distorsion dès que la fréquence augmente ? Tout simplement parce que le gain de l'étage diminue. Or, qu'est-ce qui peut provoquer une diminution du gain ?

Rappelons-nous la formule simple du gain d'un étage amplificateur équipé d'une triode :

$$A = \frac{\mu . R_{CH}}{R_{CH} + \rho}$$

μ : Coefficient d'amplification du tube

ρ : Résistance interne en Ω

R_{CH} : Résistance de charge en Ω

Si on divise l'expression précédente par R_{CH}, il vient :

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{R_{CH}}}$$

Vous constatez immédiatement que si R_{CH} diminue, le gain diminue proportionnellement. Qu'est-ce qui fait diminuer R_{CH} lorsque la fréquence augmente ? Tout simplement la présence des capacités parasites. Pour comprendre tout cela, reportez-vous à la figure 3.

Sur cette figure, nous avons repris le montage que nous avons utilisé jusqu'à présent pour le tracé de la charge dynamique de notre montage et défini le taux de distorsion **aux fréquences moyennes.** Nous l'avons complété en tenant compte de l'étage suivant.

Pour rester réalistes, nous avons choisi une 12AU7/ECC82 pour V2, son recul de grille étant d'environ 10 volts afin de ne pas le saturer, l'étage précédent ayant un gain élevé (nous l'avions calculé) de l'ordre de 60. Le tube V2 est chargé par une résistance de 47 kΩ (valeur standard). Pour ceux qui auraient un trou de mémoire, nous avons reproduit le schéma classique représentant les capacités parasites **statiques** d'une triode (**figure 2**).

Je vous rappelle qu'il s'agit là des capacités d'entrée et de sortie de **tous** les tubes sans exception, y compris les tétrodes et les pentodes qui ont, contrairement à ce que l'on raconte, des capacités statiques d'entrée et sortie plus importantes que celles des triodes à cause de la grille-écran. Nous précisons bien « **statiques** » car, en fonctionnement dynamique, dans une triode, la capacité C_{AG} (du tube 2 sur la figure 3), entre l'anode et la grille, va prendre une valeur importante : c'est l'effet « Miller ». Je vous rappelle ici la formule du calcul de la « capacité Miller » (voir cours n°8, *Led* n°181) :

$$C_M = C_{AG} (1 + |A|)$$

C_{AG} : Capacité anode/grille

|A| : Gain de l'étage

Nous avons reporté, sur la **figure 3a** (page suivante), en rouge, l'ensemble des capacités parasites qui vont perturber notre étage.

Tout d'abord, C_{AK} du tube V1 qui est la capacité de sortie du premier étage.

Ensuite, deux capacités du condensateur de liaison C1 par rapport au plan de masse (châssis ou circuit imprimé, le pire étant le circuit imprimé double face).

C'est une des raisons pour ne pas choisir un condensateur C de trop grande taille (cours n°17, *Led* n°190). Puis C2 qui représente les capacités parasites dites de « câblage » incluant les supports de tubes, les fils de connexions des composants, les fils de liaisons et/ou les pistes du circuit imprimé.

L'ensemble C1, C2 représente une

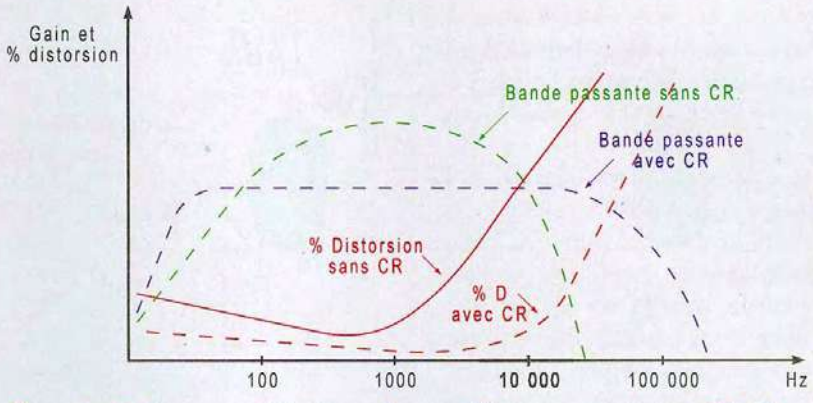


Figure 1 : Performances théoriques d'un amplificateur avec et sans utilisation de la contre-réaction

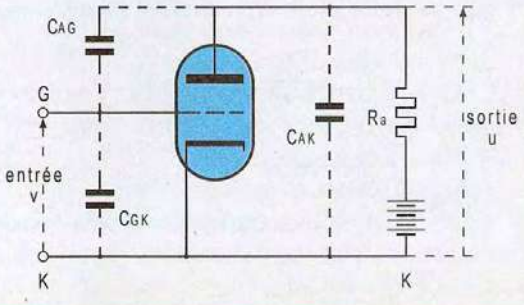


Figure 2 : Les capacités interélectrodes d'une triode. Il existe en plus une capacité non figurée sur notre dessin : la capacité Ckf entre la cathode et le filament (non représentée ici). Cette capacité, en général négligée, n'intervient qu'en cas de fuite entre le sommet du filament et la cathode. C'est une source de souffle et de bruits parasites

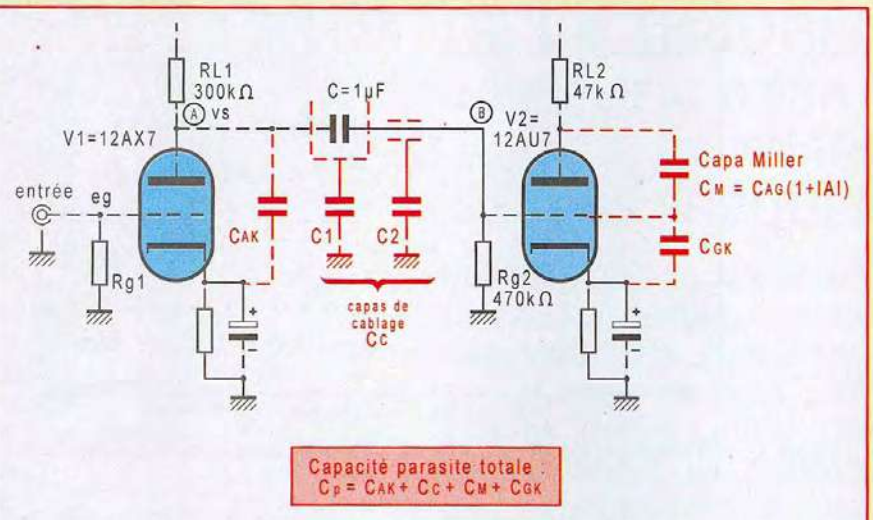


Figure 3a : Nous avons représenté en rouge l'ensemble des capacités parasites

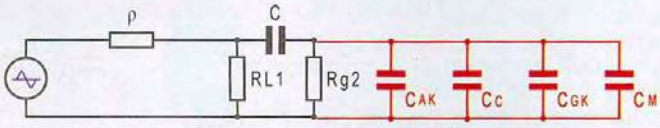


Figure 3b : Schéma équivalent

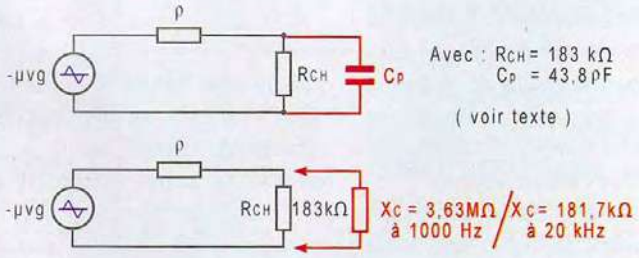


Figure 3c : Schéma équivalent aux fréquences élevées, on néglige le condensateur C car sa capacitance Xc = 1/C.ω est proche de 0 (voir cours n°17). La capacité parasite totale Cp est en parallèle sur RCH = RL1.Rg2/RL1 + Rg2

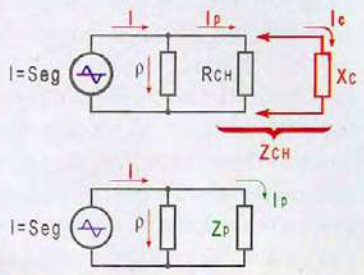


Figure 3d : Schéma équivalent dit à «courant constant». Le générateur de courant fournit le courant I : produit de la pente S en mA/volt multiplié par la tension d'attaque de grille eg. Zp est l'impédance de charge complexe : Zp = RCH.Xc/√(R²CH + X²c)

capacité somme de toutes ces capacités que nous avons appelées « Cc » (capas de câblage). On trouve ensuite les capacités d'entrée du tube V2.

Tout d'abord CGK, la capacité grille/cathode de V2, et CM la capacité Miller déjà citée.

L'ensemble de ces capacités mises en parallèle représente la capacité parasite totale Cp. Le schéma équivalent est représenté en **figure 3b**.

Et maintenant mettons des valeurs sur tout cela.

1 – Capacité anode/grille de sortie du tube V1. Pour la 12AX7, elle est de 1,7 picofarad (1,7 pF).

2 – Capacité de câblage Cc. Deux possibilités :

- Le câblage est particulièrement mal fichu et, pour faire « audiophile » vous avez multiplié le nombre de condensateurs de liaisons en parallèle sur le « gros » à bain d'huile. Dans ce cas désolant, vous atteignez une capacité de câblage de l'ordre de 60 picofarads !
- Vous avez particulièrement soigné le circuit, avec des liaisons courtes ou des pistes bien directes, vous tombez à 10 picofarads (rarement en dessous). La valeur moyenne est de 15 picofarads. C'est celle que nous retiendrons ici.

3 – La capacité d'entrée CGK de la 12AU7 est de 1,6 picofarad (1,6 pF).

4 – La capacité d'entrée " Miller " de V2. Le gain de V2 sera de l'ordre de 16, la capacité statique CAG de 1,5 picofarad. La capacité Miller CM sera de :

$$C_{AG}.(1+|A|) = 1,5.(1+16) = 25,5 \text{ pF}$$

La capacité parasite totale sera de (figure 3) :

$C_P = C_{AK} + C_C + C_{GK} + C_M$

$= 1,7 + 15 + 1,6 + 25,5$

$=$ **43,8 picofarads (43,8 pF)**

Traçons le schéma équivalent aux fréquences élevées (**figure 3c**). Nous nous sommes suffisamment étendus sur le calcul du condensateur de liaison C (cours n°17) et nous ne reviendrons pas là-dessus.

Cependant, aux fréquences élevées, il faut vous souvenir que sa capacitance tend vers zéro car :

$$X_C = \frac{1}{C\omega}$$

Xc en Ω

C en Farad

ω = 2.π.f (en Hertz)

On va donc le négliger, le schéma équivalent aux fréquences élevées se résume donc à celui de la figure 3c où l'on trouve un condensateur parasite Cp de 43,8 pF **en parallèle** sur la résistance de charge dynamique RCH de 183 kΩ. Or, ce condensateur de 43,8 pF va se comporter comme un honnête condensateur, c'est-à-dire que sa capacitance Xc va varier en fonction de la fréquence. Tant que la fréquence sera basse, par exemple à 1000 Hertz (je vous rappelle que 1 picofarad = 10^{-12} Farad)

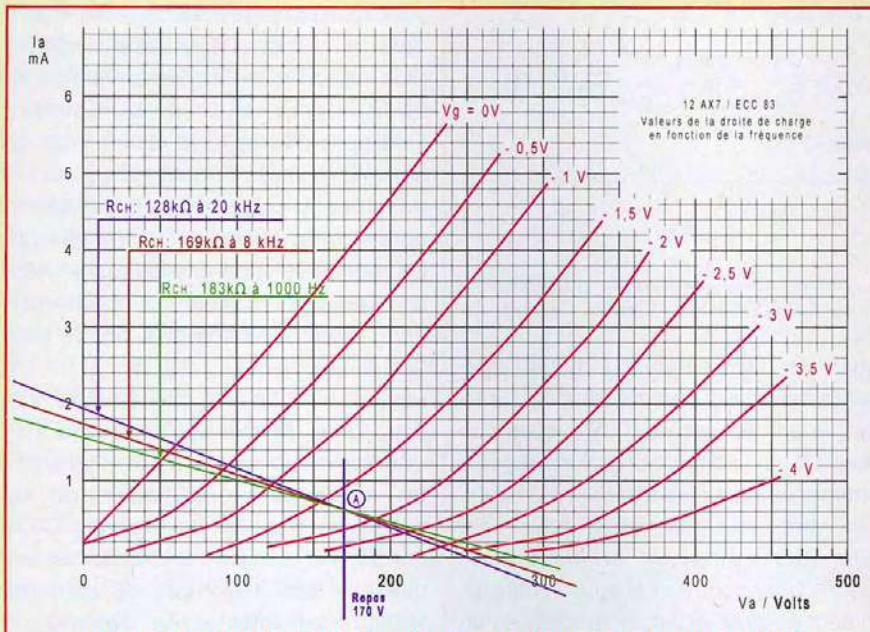


Figure 4 : Exemple de droites de charges dynamiques correspondant à différentes ZCH calculées à trois fréquences

$$Xc = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 43{,}8.10^{-12}} \cong 3{,}63\ M\Omega$$

Mais attention, cette valeur de 3,63 MΩ ne peut pas être considérée comme une résistance pure montée en parallèle sur RCH.

C'est une capacitance.

La mise en parallèle de RCH et XC va être une impédance complexe qui, dorénavant, **sera la véritable charge de notre tube V1.**

Je vous rappelle ici la formule permettant de calculer l'impédance Z résultant de la mise en parallèle d'une résistance R et d'une capacitance XC

$$Z = \frac{R.Xc}{\sqrt{R^2 + X^2c}}$$

Z, R et XC en Ω

Calculons la valeur de l'impédance de charge ZCH du tube V1 à 1000 Hertz, la résistance dynamique de charge étant de 183 kΩ (**figure 3d**) et Xc = 3,63 MΩ

$$Z_{CH} = \frac{183 \times 3630}{\sqrt{183^2 + 3630^2}} \cong 182\ k\Omega$$

La charge dynamique de 183 kΩ est égale à ZCH à 1000 Hz, il n'y a donc pas d'atténuation.

Mais reprenons notre exemple caricatural du début de cet article et calculons la valeur de Xc à 8000 Hz.

$$Xc \cong 454\ k\Omega$$

Nous allons voir que nous ne pouvons plus négliger cette capacitance en parallèle sur la résistance dynamique du montage.

$$Z_{CH} = \frac{183 \times 454}{\sqrt{183^2 + 454^2}} \cong 169\ k\Omega$$

Cette impédance de charge de 169 kΩ va devenir la nouvelle charge dynamique du montage à 8 kHz.

Et c'est cela qu'il faut bien comprendre. Tout se passe comme si, en fonction de la fréquence, la charge dynamique **pivotait autour du point de repos (A) en fonction de la fréquence (figure 4).**

Comprenez-vous, maintenant, pourquoi **le taux de distorsion augmente et le gain diminue en fonction de la fréquence ?**

Si vous reportez, sur le réseau de caractéristiques, Ia = f(Va) à Vg = constante de la 12AX7/ECC83, une série de droites de charges dynamiques correspondant aux ZCH calculées à différentes fréquences et que vous mesurez, pour chacune d'elles, l'excursion du signal autour du point de repos (A), vous constaterez deux choses bien distinctes (figure 4) :

- le gain global n'a que très légèrement changé
- l'excursion négative et positive du signal autour du point de repos (A) **est parfaitement asymétrique : le taux de distorsion a augmenté dans de fortes proportions.**

Première observation

Bien que le gain soit pratiquement identique, si nous tracions la courbe de transfert pour cette nouvelle charge de 169 kΩ, on se rendrait compte qu'à signal égal, on balaye une portion de la courbe **qui ne peut plus être considérée comme étant linéaire.** Reportez-vous à la figure 2 du cours 19 (paru dans notre précédent numéro) : l'excursion positive du signal sera très supérieure à l'excursion négative.

À titre indicatif, la valeur de XC de notre montage à 20 kHz est de 181,77 kΩ. Quant à la charge, elle devient, à 20 kHz, pratiquement égale à 128 kΩ. Nous avons reporté sur la figure 4 cette nouvelle charge. Le déséquilibre entre l'excursion positive et négative est encore plus important, le taux de distorsion est donc très important.

Pourtant, le gain a très peu diminué.

Deuxième observation

La relation entre la diminution de gain avec la fréquence et l'augmentation du taux de distorsion n'est pas proportionnelle : le taux de distorsion augmente beaucoup plus rapidement que ne baisse le gain.

ET LA BANDE PASSANTE

Parler des distorsions causées par les capacités parasites est très rarement abordé en électronique générale. Or, en audio, ce problème est extrêmement important. Le pire est qu'il n'y a pas proportionnalité entre l'augmentation du taux de distorsion et la bande passante. Vous pouvez vous trouver sur un point où, aux mesures, vous n'enregistrez à une fréquence élevée donnée pratiquement aucune atténuation, alors que le taux de distorsion a augmenté d'une valeur non négligeable par rapport au taux mesuré à la fréquence moyenne de 1000 Hertz.

Si vous vous reportez à la figure 3c,

vous constaterez que nous avons représenté un schéma équivalent dit à « tension constante » où la résistance interne ρ est en **série** avec la charge ZCH.

Pour l'étude de l'effet sur la charge « brute » du tube, de façon à mettre en relief l'augmentation du taux de distorsion en raison de la diminution de Xc en fonction de la fréquence, le raisonnement est valable.

Mais pour l'étude de l'effet de Xc sur la bande passante, ce n'est plus tout à fait exact, car Xc étant une « capacitance », il nous faut tenir compte du **« courant »** qui la traverse.

Lequel a subi un déphasage par rapport à la tension qui lui a donné naissance.

Dans le prochain paragraphe, nous évoquerons la distorsion de phase de l'amplificateur RC, mais sachez dès maintenant qu'il nous faut considérer notre tube V1 comme un générateur de courant débitant, dans une impédance complexe constituée par la mise en parallèle de la résistance de charge RL, la résistance de grille de V2 : Rg2 **et de la résistance interne du tube** ρ (figure 3d). Nous l'appellerons Re.

C'est cette mise en parallèle des trois résistances de notre circuit qui va nous permettre de définir la bande passante haute de notre montage.

L'établissement des formules est assez complexe, nous vous livrons ici le résultat.

On estime en général et on mesure la bande passante d'un montage audio en estimant cette dernière par rapport à la fréquence moyenne de 1000 Hz lorsque le signal subit une atténuation de

$1/\sqrt{2}$ soit 3dB.

Cette atténuation sera atteinte lorsque Re = Xcp

Re étant le résultat de la mise en parallèle de RL, Rg2 et ρ, donc de RCH et ρ (figure 3d).

$$Re = \frac{R_{CH} \cdot \rho}{R_{CH} + \rho}$$

Dans notre exemple :

RCH = 183 kΩ et ρ = 75 kΩ

Re = 53,20 kΩ

Comme :

$$Xc = \frac{1}{Cp.\omega} = \frac{1}{2.\pi.f.Cp} = 53{,}20\ k\Omega$$

pour -3 dB

$$f_h = \frac{1}{2.\pi.Cp.Re} = \frac{1}{2.\pi.43{,}8.10^{-12}.53200} \cong 68\ kHz$$

Vous êtes fiers de vous, la bande passante dans l'aigu est de 68 kHz, pourtant le son est bizarre... N'oubliez pas que le taux de distorsion a commencé à augmenter bien plus tôt (voir plus haut) ! Ses effets en transmission audio sont plus que pernicieux et complexes. Cette distorsion harmonique continuellement variable va influer sur ce que l'on appelle la « distorsion d'intermodulation transitoire »...

Elle est difficilement quantifiable et elle est responsable de cette agressivité accompagnée d'une sorte de chuintement rauque caractéristique qui affecte les instruments riches en haut médium, tel le violon.

Le lot de consolation est d'être sûr que le taux de distorsion ne va pas augmenter vers les basses fréquences puisque la capacitance Xc du condensateur de liaison **augmente,** plus la fréquence baisse, donc la charge RCH. Certains d'entre-vous vont objecter que le taux de distorsion augmente vers les fréquences basses lorsque l'on teste un amplificateur de puissance. Cela n'est pas dû aux condensateurs de liaisons, mais au transformateur de sortie.

Ceci est une autre histoire...

LES SOLUTIONS EXISTENT-ELLES ?

Oui, bien sûr ! La première qui vient à l'esprit est d'étendre la bande passante bien au-delà du spectre audible. Mais attention, en audio, il y a des limites bien précises à ne pas dépasser. Au-delà de 100 kHz, il y a danger, d'autres perturbations vont apparaître dues essentiellement **à tous les éléments inductifs** du montage qui ont la fâcheuse tendance à entrer en résonance avec les capacités parasites (toujours elles !) qui vont se nicher dans les endroits les plus improbables ! Un simple petit bout de fil, la patte de liaison d'un composant passant trop près d'une piste de circuit imprimé... Et crac ! C'est parti... pour des micro-oscillations inaudibles certes, mais fidèlement amplifiées par les montages super fidèles qui passent le mégahertz ! Bonjour les dégâts auditifs... Donc attention à la bande passante.

La norme en vigueur, malheureusement peu suivie, **limite à 100 kHz la fréquence maximale** que doit « passer » **un étage préamplificateur ou un amplificateur de puissance.** Cette norme n'a pas été établie au hasard, mais en tenant compte de multiples facteurs qui affectent la transmission sonore et en respectant l'équilibre des timbres et le respect de leur plage dynamique.

Pour étendre la bande passante, comment opérer ? Du côté des basses fréquences, nous avions signalé qu'en augmentant la résistance de fuite de grille Rg2 du tube V2, pour un même condensateur de liaison C (figure 3), on augmentait la transmission dans le registre grave.

Malheureusement, ce n'est pas la bonne solution pour le registre aigu, pourquoi ? Tout simplement parce que le fait d'augmenter Rg2 va rendre RCH plus importante, puisqu'elle résulte de la mise en parallèle de la résistance de charge RL1 du tube V1 et de Rg2 du tube V2.

La valeur de RCH étant plus élevée, la capacitance Xc résultant de la mise en parallèle de toutes les capacités parasites qui, **elles, ne varient pas**, shuntera donc encore plus efficacement RCH. La bande passante ne chutera pas plus tôt, mais le taux de distorsions augmentera.

La solution pour étendre la bande passante dans l'aigu **est de réduire la valeur de RCH** en restant, pour un tube donné, dans une plage de variation du signal autour du point de polarisation, apportant le minimum de distorsion, au long de la droite de charge dynamique (cours n°19). Dans ce dessein, vous

jouerez sur la valeur de la charge RL **qui doit diminuer,** tout en restant dans **les limites imposées par le tube**.

C'est en jouant à la fois sur RL, Rg2 et, bien entendu, C (pour le registre grave) que vous arriverez à trouver le point de fonctionnement idéal qui ne sera, de toute façon, qu'une cote mal taillée où l'ensemble gain, bande passante et **distorsions à toutes les fréquences** restera dans le cahier des charges.

Afin de garder pour C des valeurs raisonnables, le plus efficace est de jouer sur RL, charge du tube V1, or RL est fonction de ρ, la résistance interne du tube.

Vous savez, qu'avec une triode, il est délicat de descendre en dessous de trois fois la valeur de la résistance interne pour RL. Dans le cas de notre exemple, avec une 12AX7, de résistance interne 75 kΩ, on pourrait descendre RL à 225 kΩ. C'est encore relativement élevé. C'est pour cette raison que beaucoup d'appareils modernes préfèrent utiliser des tubes au coefficient d'amplification moins important (μ = 100 pour la 12AX7), mais à la résistance interne bien plus faible, quitte à multiplier le nombre d'étages afin d'obtenir un gain important au prix d'une complexité plus grande.

Par exemple, une 12AT7/ECC81 présente, pour un μ de 60, une résistance interne de 11 kΩ, la résistance de charge optimale pour ce type de tube est de l'ordre de 50 à 60 kΩ, ce qui va permettre de ramener la valeur de RCH, si Rg2 = 470 kΩ, à environ 50 kΩ.

D'autres tubes, telles les 6DJ8/ECC88, 6922, E188CC et le tube russe 6TT30, sont aussi utilisés, mais attention, ces tubes sont très sensibles et ont une fâcheuse tendance à osciller à des fréquences très élevées, d'où une mise en œuvre relativement complexe (sources de courant, anti-oscillations, etc.).

L'utilisation de pentodes permet de s'affranchir de bien des problèmes liés à RCH. La EF86, qui est le tube BF par excellence et malheureusement trop peu utilisée aujourd'hui ; assure un gain de l'ordre de 100, avec une résistance de charge de 100 kΩ et un taux de distorsions très faible, de l'ordre de 0,5 %.

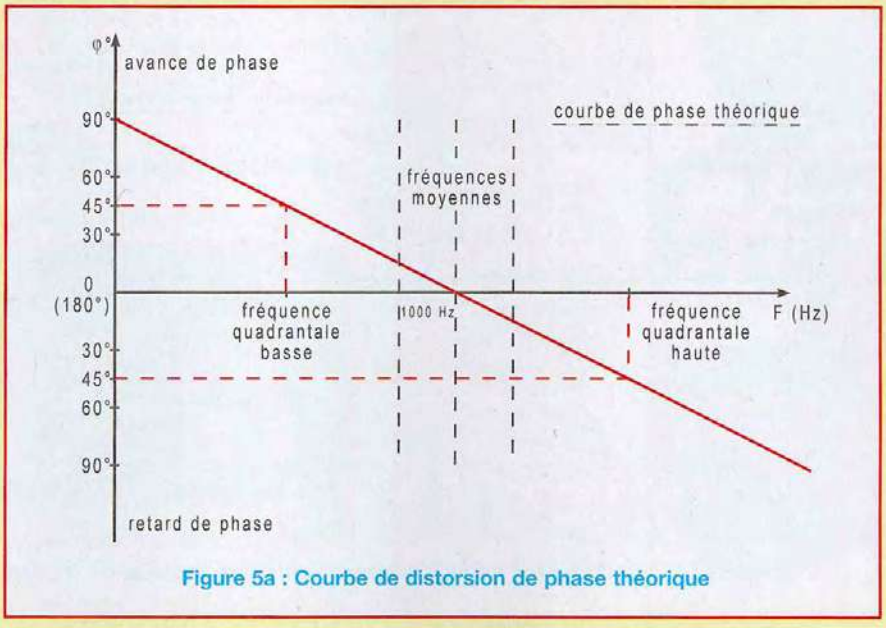


Figure 5a : Courbe de distorsion de phase théorique

Ce fut le tube fétiche de Quad et de Leak.

LA DISTORSION DE PHASE DANS LE MONTAGE RC

Il existe une légende tenace qui affirme que l'oreille n'est pas sensible aux différences de phase. En dehors du fait qu'il est avéré maintenant que cette affirmation est fausse, en stéréophonie il est impératif de respecter la phase tout au long du spectre audible afin d'obtenir une image stéréophonique stable. Il n'y a rien de plus fâcheux que d'entendre un violon ou une cantatrice se déplacer d'une enceinte à l'autre en fonction de la hauteur du spectre.

Il n'est pas question ici d'entrer dans le détail des calculs qui vont définir la phase d'un montage en fonction du condensateur de liaison C et des capacités parasites Cp. Nous nous bornerons à vous exposer le phénomène et vous fournirons les formules simples de calculs, tout comme les conclusions à en extraire.

Dans un amplificateur à résistances (figure 3), les tensions d'entrée (eg) et de sortie (vs) sont en opposition de phase, on dit que l'angle de phase φ est de 180°. Cependant, dans la zone des basses fréquences, le condensateur de liaison C va modifier l'angle de phase qui ne sera plus de 180°. À l'autre extrémité du spectre, la capacité parasite Cp aura le même effet. **On dit que la présence des capacités C et Cp introduit une distorsion de phase.**

Cette distorsion de phase est définie et mesurée par rapport au retournement de phase de 180° qui sera la référence aux fréquences moyennes (1000 Hz). L'angle φ aura donc varié. **C'est la distorsion de phase**.

Dans les basses fréquences, le courant à travers C qui va traverser Rg2 (figure 3) sera **en avance** sur la tension au point (B). On dit que ce déphasage est **une avance de phase** par rapport à la phase de référence à 1000 Hz.

Si vous vous reportez au cours n°17 (*Led* n°190), vous vous souviendrez que nous avions calculé la valeur du condensateur C pour une atténuation de 3 dB à la fréquence de 3 Hz normalisée. Vous pourriez choisir une autre fréquence basse à condition de respecter la relation :

$$X_C = R_T$$

RT étant **la résistance totale** du circuit résultant de la somme de Rg2 et de RTH.

RTH étant la valeur de la résistance de charge RL1 en parallèle avec la résistance interne du tube ρ

$$R_{TH} = \frac{RL1 \times \rho}{RL1 + \rho}$$

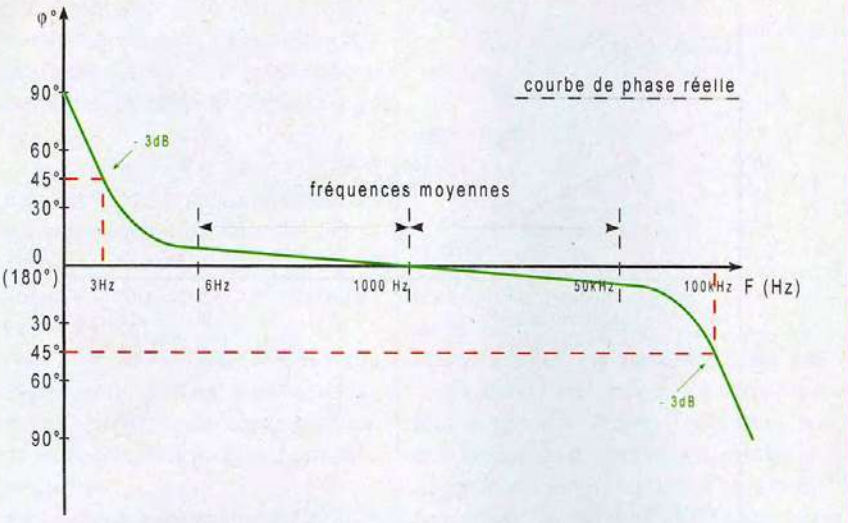


Figure 5b : Courbe de distorsion de phase réellement obtenue

Lorsque $X_C = R_T$ avec

$$X_C = \frac{1}{C.\omega}$$

L'atténuation est juste de 3 dB, la fréquence dite **critique basse** a pour valeur :

$$f_b = \frac{1}{2.\pi.C.R_T}$$

À cette fréquence, la distorsion de phase est de +45°.

Cette fréquence est appelée **fréquence quadrantale basse**.

À l'autre extrémité du spectre, vers les fréquences élevées, nous avons défini dans le précédent paragraphe l'atténuation à 3 dB lorsque $R_e = X_{Cp}$, C_p étant la capacité parasite totale.

$$f_h = \frac{1}{2.\pi.Cp.Re}$$

Pour cette fréquence critique haute, la distorsion de phase est de –45°. C'est la **fréquence quadrantale haute**.

En pratique, **la phase retarde** régulièrement, au fur et à mesure que la fréquence croît et passe par 0 (180°) à la fréquence moyenne.

En théorie, la courbe de la distorsion de phase devrait ressembler à la **figure 5a** (page précédente)... En pratique, on étend la bande passante à gauche et à droite de la fréquence moyenne, ce qui donne à la courbe de distorsion de phase l'aspect de la **figure 5b**.

En n'oubliant pas que, lorsque la bande passante est large (au-delà du spectre audio), **la phase varie tout de même et continuellement dans de très faibles proportions**.

En pratique, en audio, nous verrons lors de l'étude de la contre-réaction que la distorsion de phase peut être redoutable. La distorsion de phase va altérer le fonctionnement en régime transitoire des circuits amplificateurs et, en audio, agir sur la position temporelle des partiels haute fréquence contenus dans la courbe enveloppe (voir cours n°185).

Pour conserver une distorsion de phase limitée tout au long du spectre, il faut donc étendre la bande passante selon la norme adoptée de 3 Hz à 100 kHz afin de conserver une cohérence de phase de 20 Hz à 20 kHz. Dans le prochain cours, nous aborderons les problèmes de l'amplification de puissance.

À bientôt

R. Bassi

APPRENEZ À CONNAÎTRE
ET À MAÎTRISER
LE FONCTIONNEMENT
DES TUBES ÉLECTRONIQUES

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Les 11 premiers cours
« Et si on parlait tubes... »
en CD-ROM

BULLETIN DE COMMANDE
PAGE 68

21e PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE »

Après l'amplificateur de tension « RC », il aurait semblé logique d'étudier l'ensemble de tous les amplificateurs de tension possibles et imaginables... De la liaison directe aux amplis différentiels, de la liaison cathodique à la liaison par transformateur et *tutti quanti* ! Ne vous croyez pas sortis de l'auberge, nous étudierons tout cela... plus tard ! Avant toute chose, il nous faut en effet apprendre à connaître et à maîtriser l'amplificateur dit « de puissance ». Car, en audio, tout ce que nous venons d'étudier concernant les courbes de transferts, les impédances de charges, les capacités parasites, les bandes passantes et les distorsions va s'appliquer directement aux amplificateurs de puissance. Alors autant y aller tout de suite, vous ne croyez pas ?

Tout d'abord, une petite précision : pourquoi amplification **dite** « de puissance » et non amplification « de puissance » tout court ? Tout simplement, parce que tous les tubes, quels qu'ils soient, débitent de la puissance empruntée à la source de haute tension, dans des proportions plus ou moins importantes **en fonction de leur construction et de l'utilisation dans laquelle on va les cantonner.**

Nous ne reviendrons pas sur les généralités concernant les tubes. A ce sujet, nous vous invitons à vous reporter aux cours n°6 et 11 (*Led* n°179 et 184) où la constitution interne des tubes dits « amplificateurs de tension » et « amplificateurs de puissance » a été étudiée.

En simplifiant le problème, nous dirons qu'en audio on utilisera un amplificateur de tension pour amplifier **la tension** fournie par une source (micro, cellule de tourne-disque, lecteur CD, tuner FM, etc.) à une valeur suffisante pour attaquer en tension un étage de puissance qui fournira **du courant** à un haut-parleur... donc de la puissance.

C'est cette notion **de courant** qui est la plus importante. Nous avons représenté **figure 1** un petit schéma très élémentaire constitué d'un amplificateur de « tension » (A) attaquant un amplificateur de « puissance » (B).

Comme (B) est un amplificateur constitué de un ou plusieurs tubes, nous avons représenté une résistance de fuite de grille de 470 kΩ aux bornes de laquelle est appliquée une tension alternative de 100 V. Cette tension est fournie par l'amplificateur de tension (A) qui a lui-même amplifié la tension alternative de 1 V appliquée à son entrée.

À la sortie de (B) (pour l'instant, nous ne nous occupons pas de ce qu'il y a dans la boîte !), on trouve un haut-parleur. Or, en mesurant la tension aux bornes de ce dernier, on obtient 8,9 V. Aurions-nous construit un « des-amplificateur », si j'ose m'exprimer ainsi ?

En première approximation, on pourrait répondre « oui » en terme de tension. Mais si on mesure le courant qui traverse le haut-parleur, cela change du tout au tout, car il est de 1,2 A. En appliquant la formule de la puissance :

$$P = U.I$$

Avec P en watts
U en volts
I en ampères,

La puissance fournie au haut-parleur est de :

$$P = 8,9 \times 1,2 \cong 10 \text{ W}$$

Revenons vers l'entrée de la « boîte » (B). Nous avons bien précisé que (B) est constitué de un ou plusieurs tubes.
Par principe même, ces tubes attaqués par leurs grilles ne consomment aucun courant.
Le seul courant fourni par (A) est celui qui traverse la résistance de 470 kΩ. Il est de :

$$I = \frac{100}{470\,000} = 0{,}2 \text{ mA}$$

La puissance fournie par (A) est de :

$$P = 100 \times 2.10^{-4} = 0{,}02 \text{ W}$$

En résumé, nous avons fourni à l'entrée de (B), une puissance de 0,02 W et nous recueillons à la sortie, aux bornes du haut-parleur, une puissance de 10 W. Il y a bien eu **amplification de puissance**.

$$10 \log \frac{10}{0{,}02} \cong 27 \text{ dB}$$

De l'entrée de (A) au point 0, entrée de (B), nous avons cherché le maximum d'amplification de tension : de 1 V à 100 V.
(A) est un amplificateur de tension.
De l'entrée de (B) à sa sortie, nous avons cherché le maximum d'amplification de puissance.
(B) est un amplificateur de puissance.
Cependant, ayez toujours à l'esprit qu'il s'agit toujours des mêmes principes. Que vous amplifiiez en tension ou en puissance, **seuls diffèrent les courants mis en jeu** et, bien entendu, **les impédances de charges** qui peuvent être très différentes d'un type d'amplification à l'autre.

LES CLASSES D'AMPLIFICATION

Tout d'abord, quelques généralités. Lorsque les puissances mises en jeu sont faibles, ce qui est le cas de l'amplificateur de tension, le rendement du système est négligé.
On cherche avant tout la fidélité et/ou le minimum de distorsion. C'est pour cette raison que les amplificateurs de tension fonctionnent, à de rares exceptions près, en classe « A ».
Nous verrons plus loin que, comme le courant circule en permanence tout au long du cycle alternatif, en fixant correctement le point de repos sur la courbe de transfert, on peut maintenir un taux de distorsion relativement faible (voir cours n°19).
Dans le cas de faibles puissances, on fait aussi fonctionner certains amplificateurs dans cette classe d'amplification. C'est, entre autres, le cas de tous les amplificateurs mono triode, mono tétrode ou mono pentode.
Le rendement de ces amplificateurs est extrêmement faible (de l'ordre de 25 %), car ils consomment en permanence 100 % de l'énergie fournie par la source de haute tension, **quel que soit le niveau du signal à amplifier.**
C'est pour cette raison que lorsque la demande de puissance augmente, on utilisera des amplificateurs de puissance dits « push-pull », en classe AB ou B. En classe B, le rendement peut être supérieur à 60 %.
Les dénominations A, AB, AB2, B et B2 sont universellement employées.
Elles permettent de savoir instantanément à quel type d'amplification on a affaire.
Bien que nous parlions « tubes », sachez que les classes d'amplification A, AB et B sont applicables aux transistors (les classes AB2 et B2 n'existant pas pour ces derniers), mais pour des raisons complètement différentes de celles des tubes concernant essentiellement l'échauffement des jonctions. Ceci est une autre histoire...

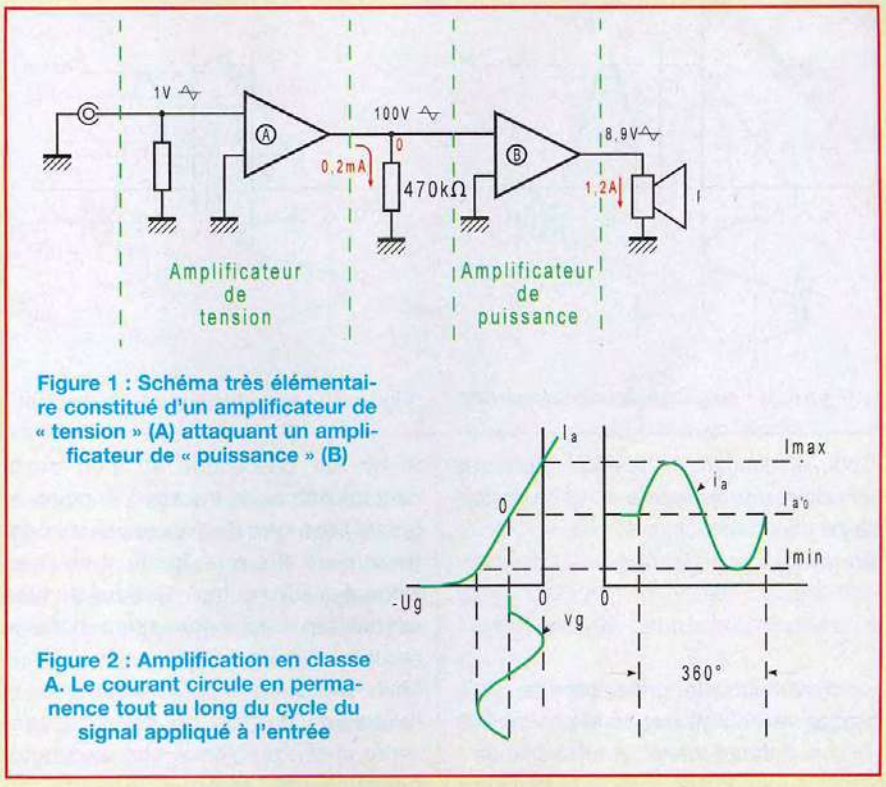


Figure 1 : Schéma très élémentaire constitué d'un amplificateur de « tension » (A) attaquant un amplificateur de « puissance » (B)

Figure 2 : Amplification en classe A. Le courant circule en permanence tout au long du cycle du signal appliqué à l'entrée

LA CLASSE (A)

La classe (A) (**figure 2**) est la classe d'amplification que nous avons utilisée tout au long de nos vingt et un cours. Sa caractéristique principale réside dans le fait que le courant circule en permanence **tout au long du cycle du signal appliqué à l'entrée**.
Autre caractéristique importante : **aucun courant de grille** ne doit prendre naissance lors de l'exploration du cycle d'entrée.
D'autre part, en aucun cas la valeur de la tension d'entrée **ne doit dépasser le point de « cutoff »** du tube, ce qui aurait pour effet de bloquer ce dernier.
Comme nous l'avons déterminé précédemment (cours n°19), le point de polarisation du tube au repos doit se situer vers le milieu de la partie droite de la caractéristique de transfert.

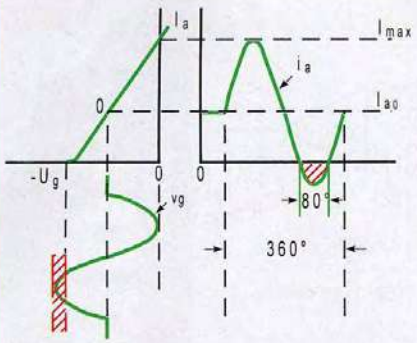


Figure 3a : Amplification en classe AB1

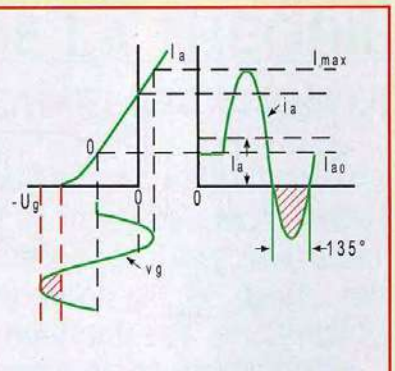


Figure 3b : Amplification en classe AB2

Ceci, en limitant la tension d'attaque afin de rester dans une zone de distorsions minimales.

En résumé

Amplification en classe (A)

- Excursion de grille interdite en zone de « cutoff » et zone positive.
- Le courant dans le tube circule tout au long du cycle de la tension d'attaque (360°).
- Le tube doit fonctionner dans la partie linéaire de la caractéristique de transfert.
- Le maximum de courant circule dans le tube au repos. Le rendement est donc très faible et l'usure des tubes maximale.

LA CLASSE (AB)

À partir de la classe d'amplification (AB) (**figure 3**), en audio, **et en audio uniquement**, on ne pourra obtenir des résultats corrects qu'en utilisant des montages dits « push-pull » que nous étudierons dans les prochains chapitres.

En électronique générale, les classes (AB) et (B) sont utilisées telles quelles dans certains amplificateurs vidéo, les amplificateurs d'impulsions, certains détecteurs et, en règle générale, à chaque fois qu'une amplification « unilatérale » positive ou négative d'un signal est nécessaire. Ce n'est évidemment pas le cas en audio où il s'agit d'amplifier des séries d'impulsions aléatoires positives ou négatives.

Qu'est-ce que la classe AB1 (figure 3) ?

Si on fait descendre, au long de la caractéristique de transfert, le point de polarisation vers des valeurs plus négatives (point 0 sur la figure), il est bien évident que le courant de repos du tube va baisser. Ceci augmentera donc le rendement du montage.

Malheureusement, en contrepartie, si l'excursion positive du signal ne présente aucun problème, **son excursion négative va amener le tube au « cutoff »** au-delà d'une certaine valeur de la tension d'attaque supérieure à la tension de polarisation. Le courant sera donc interrompu sur une portion plus ou moins importante du cycle. Cette exploration du cycle **est nommée classe « AB1 ».**

Amplification en classe AB1

(figure 3a)

- L'excursion de la grille est interdite en zone positive (pas de courant de grille) mais déborde sur la zone de « cutoff ».
- Le courant dans le tube va circuler perdant plus d'un demi-cycle de la tension d'attaque, mais moins qu'un cycle entier, une portion de cycle étant au-delà du « cutoff » (entre 180° et 360°).
- Le courant de repos étant plus faible qu'en classe A (point de polarisation plus négatif), le rendement augmente.
- En contrepartie, le courant dans le tube étant interrompu sur une portion du cycle, le taux de distorsion augmente énormément.

Quelle est donc la forme de cette distorsion ? Si vous vous reportez à notre cours n°19, vous constaterez que la sinusoïde n'étant tronquée **que d'un seul côté**, cette distorsion est essentiellement constituée d'harmoniques deux et d'un train d'harmoniques pairs. C'est pour cette raison qu'en audio la classe AB1 est universellement utilisée en montage « push-pull ». Comme nous le verrons plus loin, une des caractéristiques du « push-pull » est en effet d'éliminer les harmoniques d'ordre pair.

On peut encore augmenter le rendement de la classe AB1 en permettant à l'alternance positive du signal d'entrer dans la zone positive théoriquement interdite (**figure 3b**).

À cet instant, certains électrons émis par la cathode vont être captés par la grille, un courant de grille va prendre naissance, ce qui n'est pas sans inconvénients.

Cependant, cette excursion positive de la grille présente aussi des avantages. Cette classe d'amplification s'appelle la classe AB2. Le **suffixe « 2 »** indiquant un fonctionnement en grille positive.

Classe AB2

Avantage : le rendement augmente dans de grandes proportions.

Inconvénients : bien que la distorsion reste majoritairement constituée d'harmonique 2 et pairs, la courbure de caractéristique de transfert va faire augmenter le taux d'harmoniques 3 et impairs que le montage push-pull sera incapable d'éliminer.

Un courant de grille prenant naissance, l'étage d'attaque (driver en bon franglais) **va devoir fournir de la puissance**, ce qui complique sa conception.

L'alimentation va devoir fournir de forts appels de courant qu'elle doit donc être capable de fournir sans s'écrouler.

Un écroulement de l'alimentation réduirait la possibilité de l'étage polarisé en classe AB2 de fournir toute sa puissance et, parallèlement, le taux de distor-

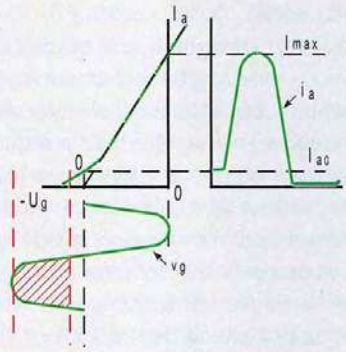


Figure 4a : Amplification en classe B

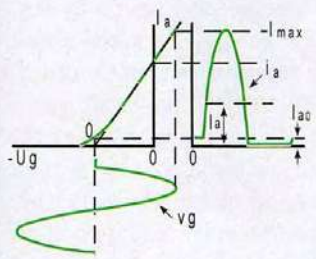


Figure 4b : Amplification en classe B2

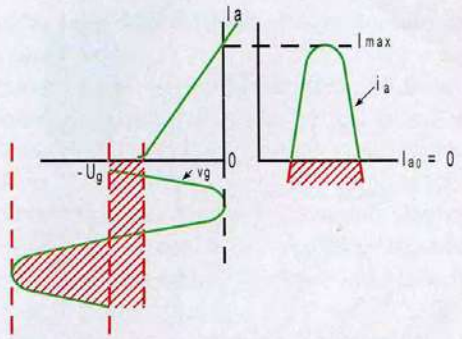


Figure 5 : Amplification en classe C

sion en harmoniques impairs augmenterait dans des proportions non négligeables.
Nous étudierons tout cela lors de l'étude approfondie des étages « push-pull ».

LA CLASSE B

Pour augmenter encore le rendement d'un tube de puissance, on va le faire travailler en classe B.
Qu'est-ce que la classe B ? C'est une classe AB où le tube est polarisé pratiquement au « cutoff », ce qui signifie qu'au repos il ne sera traversé par aucun courant.
En réalité, la polarisation du tube s'effectuera juste avant l'inflexion inférieure de la courbe de transfert (**figure 4a**), un faible courant de repos traversera le tube. Le rendement sera, cette fois, très important car seule la demi-alternance du signal balaiera la courbe de transfert. L'alimentation, elle, devra suivre sans flancher cet énorme appel de courant. Les réserves émises pour la classe AB2 seront les mêmes ici : l'alimentation d'un amplificateur « push-pull » en classe B doit être parfaitement étudiée en terme de constante de temps de la courbe enveloppe audio (10 à 12 ms) et régulier en terme de tension (utilisation d'une self en tête de filtre).
La classe B est d'ailleurs le plus souvent utilisée en permettant une excursion de grille positive. On parle alors de classe B2 (**figure 4b**).
Ces montages en classe B2 ont été utilisés avec succès par Mc Intosh, dans les célèbres MC30 et MC60, et Radford dans le non moins célèbre STA100.
Au prix d'une parfaite maîtrise des circuits d'alimentation et des transformateurs de sortie, ces constructeurs ont réussi, en classe B2, à tirer, avec des taux de distorsion incroyablement bas, des **puissances de crête** de :
- 60 watts pour le MC30 de Mc Intosh, avec deux simples 6L6
- 120 watts pour le MC60 du même constructeur avec des 6550/KT88
- 180 watts pour Radford avec les mêmes 6550/KT88.

Outre ces appareils utilisés en haute fidélité d'exception, vous trouverez la classe B2 dans pratiquement tous les amplificateurs de sonorisation et les amplificateurs pour guitares. Autant d'engins où l'on demande le maximum de rendement avec le minimum de tubes. Dernière précision : la classe B est majoritairement la classe d'amplification des appareils à transistors.

LA CLASSE C

Nous ne ferons ici qu'évoquer la classe C (**figure 5**) car elle est strictement inutilisable en audio.
La classe C consiste à polariser un tube au-delà du point de « cutoff », c'est-à-dire à une valeur de polarisation de grille **très négative**.
Lorsque l'on applique une tension alternative sur la grille de commande, le tube ne va conduire que sur une portion de demi-alternance positive. Le rendement sera alors très grand. Inutile de vous dire que même le push-pull ne pourra, en aucun cas, reconstituer le signal dans son intégralité.
La classe C n'est employée qu'en amplification d'impulsions ou en haute fréquence dans ce que l'on appelle des amplificateurs accordés, ce qui sort nettement de l'étude des tubes en audio.
Pour information, sachez qu'en paléo-électronique, la classe C était utilisée majoritairement dans les premiers ordinateurs numériques à tubes.

GÉNÉRALITÉS SUR LES AMPLIS DE PUISSANCE

Si vous vous reportez au cours n°16 (*Led* n°189), vous vous souviendrez qu'après une expérience simple, nous avions conclu que la puissance maximale fournie par une source à une charge était obtenue **lorsque la valeur ohmique de la charge était égale à la résistance interne de la source**.
Nous ne reviendrons pas sur la technologie des tubes. Souvenons-nous simplement qu'un tube dit « de puissance » a été dimensionné afin de pouvoir délivrer le maximum de courant, donc de puissance, sans exploser.
Or, dans le cas de l'amplification de puissance, la source **est le tube lui-même** et la résistance de la source **est sa résistance interne** ρ. Quelle sera la charge de notre « tube source » ?
En pratique, en audio, cette charge sera une impédance complexe constituée par un transformateur alimentant un ou plusieurs haut-parleurs. On parlera donc « d'impédance de charge ».
Mais afin que vous compreniez bien les phénomènes mis en jeu, nous allons

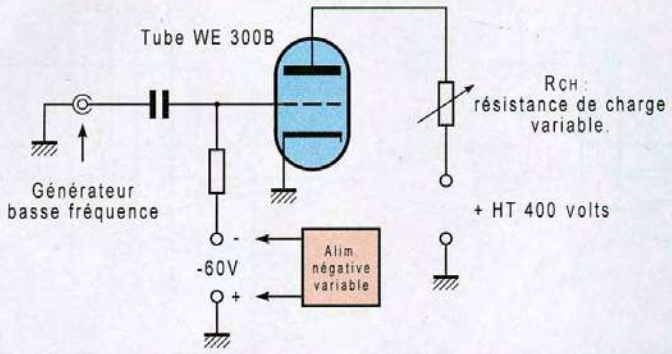


Figure 6 : Montage théorique d'essais

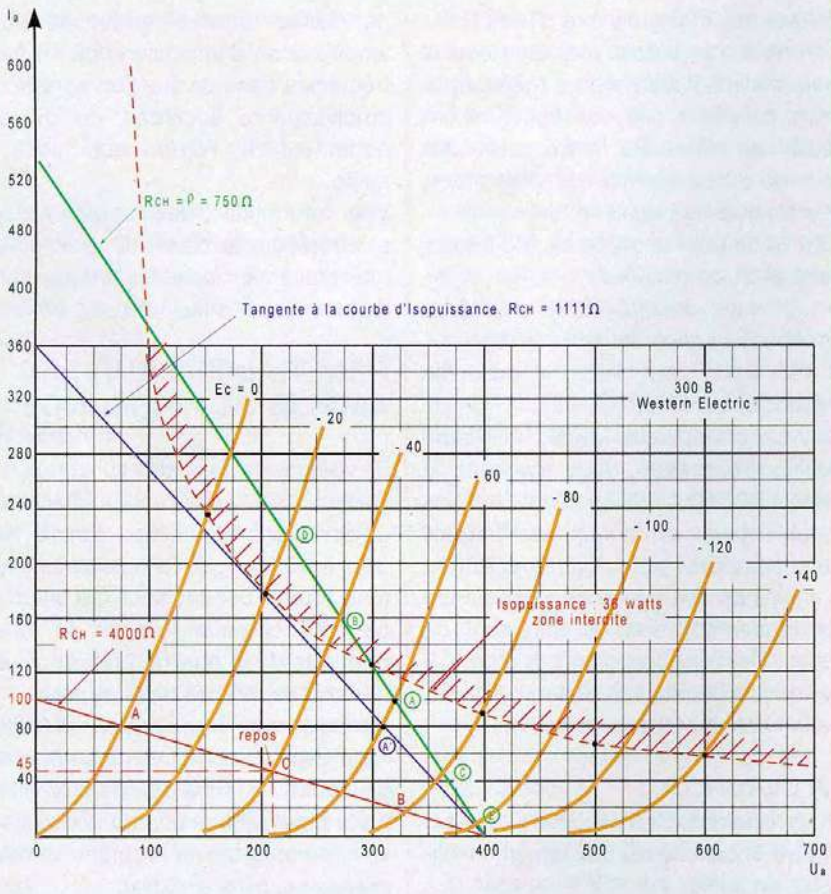


Figure 7 : Placement des droites de charges, en supposant que ces charges soient des résistances pures, sur le réseau de caractéristiques Ia = f(Ua) à Ug = constante d'une triode 300B

supposer, dans un premier temps et pour simplifier cette étude, que la charge des tubes que nous étudierons sera constituée par une **« pure résistance »**. Nous garderons cependant à l'esprit que tout ce qui se dira concernant la « résistance de charge » s'appliquera en plus complexe dès que nous substituerons à cette résistance un transformateur dit « de sortie ». Donc, pour le moment, toute la puissance délivrée par nos tubes sera dissipée sous forme de chaleur dans la résistance de charge. La musique, ce sera pour les prochains chapitres ! Commençons donc par la triode de puissance en classe A.

LA TRIODE DE PUISSANCE EN CLASSE A

Vous venez d'acquérir une triode 300B que vous avez payée fort cher ! Au prix où est ce tube, vous allez essayer de lui faire débiter un maximum de puissance de façon à ce que le rapport watt/euro soit le meilleur possible. Nous avons fait réaliser le petit montage de la **figure 6**. Après examen du schéma, vous me dites : « Facile ! Pour obtenir le maximum de puissance de ma 300B, il suffit que je rende RCH égale à la résistance interne du tube. La résistance interne « ρ » de la 300B étant de 750 Ω, il suffit que je règle RCH à 750 Ω... et le tour est joué ! »

Le tour est joué ? Vous avez tout faux ! Car lorsque vous appliquerez la modulation sur la grille de votre tube, vous aurez de grandes chances de voir celui-ci rougir de congestion et mourir dans un feu d'artifice du plus bel effet ! Ceci pour la raison suivante : vous avez dépassé la courbe dite de « dissipation maximale » du pauvre tube. Lequel, si vous aviez pu l'entendre, vous aurait délivré des sons parfaitement distordus. Ce n'était certainement pas le but à atteindre !

Pour comprendre, il nous faut revenir sur la constitution des tubes de puissance.

Les constructeurs s'efforcent d'obtenir des résistances internes faibles. Parlons tout d'abord des triodes. Leur résistance interne est **très faible** dans le cas des tubes de régulation. La 6AS7G/6080, par exemple, a une résistance interne de l'ordre de 280 Ω. La 6C33 russe une centaine d'ohms, ce qui n'est pas sans poser des problèmes. Plus classiquement, les tubes utilisés en audio : 2A3, 6B4, R120 et, bien entendu, la célèbre 300B, présentent des résistances internes de l'ordre de 700 Ω à 1000 Ω.

Les grosses triodes d'émission affichent : 1700 Ω pour la 845 et 400 Ω pour la 211/VT4C.

Les pentodes et tétrodes audio **utilisées en triodes**, ce qui s'effectue en réunissant la grille-écran et l'anode, présentent aussi de relativement faibles résistances internes (de 800 à 2000 Ω).

Ces EL84, EL34, 6550, KT88, 6L6 et KT66 montées ainsi **fonctionnent comme de vraies triodes**.

Reportez-vous à la **figure 7**.

Nous avons reproduit le réseau de courbes de la célèbre 300B : Ia = *f*(Ua). C'est sur ce réseau que nous allons tracer la courbe de dissipation maximale appelée « **courbe d'isopuissance** ». Les datas du constructeur nous indiquent que la puissance maximale que peut dissiper ce tube est de 36 W. **Attention**, il s'agit de la puissance que le tube est capable de dissiper sous forme de chaleur sans être pulvérisé et non pas la puissance qu'il est capable de fournir !...

Tout dépendra de la classe d'amplification choisie **et donc du rendement**... mais n'allons pas trop vite !

Traçons donc la courbe d'isopuissance sur le réseau de caractéristiques. C'est extrêmement facile, il suffit d'appliquer la formule de la puissance en fonction de la tension et de l'intensité :

P = U.I

Avec P en watts
U en volts
I en ampères

D'où

$$I = \frac{P}{U}$$

En prenant pour base la puissance maximale dissipable par le tube, soit 36 W, nous allons calculer I en fonction de la tension d'anode Ua.

Pour 600 V : I = 60 mA

Pour 500 V : I = 72 mA, etc.

Nous reportons ces points sur le réseau, nous les joignons entre eux et nous obtenons l'hyperbole de dissipation maximale (voir cours n°6, *Led* n°179) au-delà de laquelle il nous est absolument interdit d'entrer au risque de détruire le tube.

Maintenant supposons que pour tirer le maximum de puissance du tube nous faisions $R_{CH} = \rho$

ρ (résistance interne) de la 300 B est d'environ 750 Ω. Nous avons fixé dans notre montage une haute tension de 400 volts.

Traçons la droite de charge correspondant à 750 Ω telle que nous avons appris à la tracer dans les cours précédents (en vert sur la figure).

Celle-ci coupe franchement la courbe d'isopuissance... le tube n'aimera pas du tout ! Pire encore, au repos nous avons choisi, en dessous de la courbe d'isopuissance, le point (A) qui correspond à une polarisation de grille de –60 V et un courant de repos de 100 mA (limite d'après le constructeur). Jusque-là tout va bien... surtout pour le portefeuille du marchand de tubes car, avec un tel courant, notre tube ne fera pas long feu ! Appliquons la modulation sur la grille... catastrophe ! Non seulement le tube va rougir, car vous entrez très vite dans la zone interdite, mais en prime le taux de distorsion sera énorme car les segments AB et AC sont loin d'être égaux sans parler de AD et AE...

À LA RECHERCHE DE LA CHARGE OPTIMALE

La première idée qui vient à l'esprit est de tracer la tangente à la courbe d'isopuissance (en bleu sur la figure). C'est vrai, on peut se déplacer tout au long de cette dernière sans jamais entrer dans la zone interdite. La valeur de cette nouvelle charge serait de :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{400}{0{,}360} = 1111\ \Omega$$

Ce tracé de la droite de charge n'est utilisé qu'en électronique industrielle où la notion de distorsion n'a que peu d'importance. En effet, si vous conservez une tension de polarisation de –60 V, afin de ne pas épuiser votre tube par un courant de repos trop élevé (point A'), vous pouvez constater que le taux de distorsion est encore extrêmement élevé.

Autre inconvénient qui nous oblige à ne pas utiliser cette méthode : nous verrons, dans les prochains chapitres, que la charge que nous utiliserons en audio sera un transformateur et qu'avec cette impédance complexe, la droite de charge (qui n'est une droite que dans le cas d'une résistance pure) affectera la forme d'une ellipse qui entrera joyeusement dans la zone interdite !

Dégâts assurés !

A la question : « Que cherchons-nous ? », nous répondons « A obtenir, pour un tube donné, **le maximum de puissance avec une distorsion minimale** ».

Pour réduire la distorsion, nous savons ce qu'il faut faire. Nous l'avons suffisamment expérimenté avec les amplificateurs de tension. A une haute tension donnée, il faut augmenter la charge. **Attention**, plus vous augmenterez la charge, plus vous diminuerez le taux de distorsion.

En contrepartie, la droite de charge s'inclinant vers des valeurs plus faibles de I, le produit de la variation de tension ΔUa aux bornes de la charge par la variation de courant Δia traversant la charge, donc la puissance P = Δia x ΔUa dans la charge, va diminuer. Il faut, par conséquent, trouver un compromis.

Certains auteurs, en s'appuyant sur un réseau de caractéristiques idéalisé (qui, rappelons-le, est constitué de droites parallèles équidistantes), démontrent que le maximum de puissance délivré par une triode avec le minimum de distorsions est obtenu lorsque :

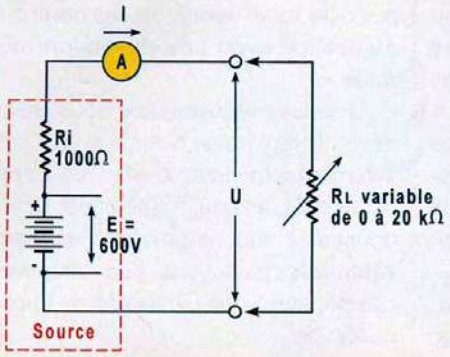
$R_{CH} = 2\rho$ (en ohms)

Ce résultat, **mathématiquement exact**, est malheureusement inapplicable dans la réalité, le tube idéal aux caractéristiques rigoureusement parallèles et équidistantes n'existant pas !

D'autre part, même si cela était possible pour certains tubes dont la résistance interne " ρ " est très faible, cette valeur R_{CH} double de ρ ferait de toute manière entrer la droite de charge dans la zone interdite.

La pratique courante consiste à choisir R_{CH} de trois à six fois la résistance interne. La Western Electric recommande, pour la 300B, une charge de 4000 Ω. Cette droite de charge est représentée en rouge sur la figure 7.

Attention, ne vous avisez pas de tracer cette droite de charge comme indiqué sur la figure 7 **dans le cas réel où le tube est utilisé avec un transformateur**. Nous vous rappelons que pour vous faire comprendre le problème de la charge des tubes de puissance, nous avons jusqu'à présent raisonné comme si les charges **étaient des résistances pures**. Mais qu'en est-il de la puissance ?



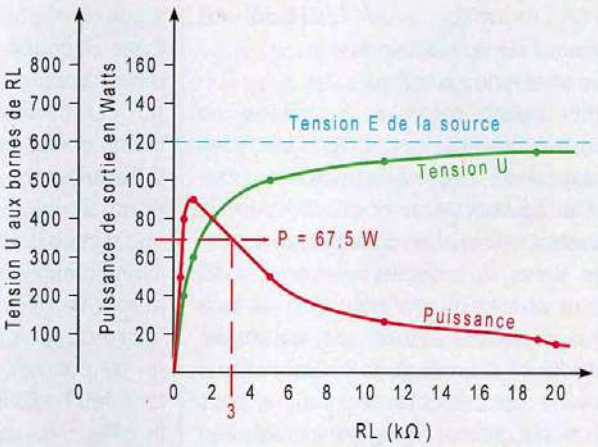
Le courant dans le circuit est :

$$I = \frac{E}{Ri + RL}$$

La tension aux bornes de RL est : U = RL x I

La puissance est : P = U x I

RL (Ω)	RT = Ri + RL	I (mA)	U (volts)	P (watts)
0	1 000	600	0	0
200	1 200	500	100	50
500	1 500	400	200	80
1 000	2 000	300	300	90
2 000	3 000	200	400	80
5 000	6 000	100	500	50
11 000	12 000	50	550	27,5
19 000	20 000	30	570	17,1
20 000	21 000	28	560	15,6



Courbe de puissance : elle atteint son maximum lorsque RL = Ri

Figure 8 : Expérience réalisée dans le cours n°16 (Led n°189)

Le fait d'augmenter la charge a fait chuter la puissance disponible. Rassurez-vous, pas dans d'importantes proportions. En **figure 8**, nous avons reproduit la courbe de la variation de puissance en fonction de la charge telle que nous l'avons étudiée dans le cours n°16 (*Led* n°189).

Nous avions supposé une source de 600 volts et de résistance interne de 1000 Ω, la puissance fournie par la source était de 90 watts.

Si l'on observe la courbe de puissance à partir de RL = 2Ri, soit 2000 Ω, point théorique du minimum de distorsion dans le cas d'une triode, cette puissance est de 80 watts.

Si RL = 3Ri, la puissance est encore de 67,50 watts, soit –0,73 dB par rapport à 80 watts.

Si RL = 5Ri, la puissance étant encore de 50 watts, la perte sera seulement de –2 dB. Le taux de distorsion, lui, aura chuté dans de grandes proportions.

PENTODES ET TÉTRODES À FAISCEAUX DIRIGÉS EN CLASSE A

Le problème de la charge de ces tubes est **autrement plus complexe** que dans le cas des triodes. Tout d'abord, parce que leur résistance interne est beaucoup plus élevée et qu'elle varie dans de très grandes proportions en fonction de la tension appliquée sur la grille « écran ». Voici un ordre de grandeur en fonction des tensions d'anode et d'écran :

- 6L6/KT66 : de 20 à 35 kΩ
- 6550/KT88 : de 10 à 35 kΩ
- EL34/KT77 : de 15 à 35 kΩ
- EL84 : de 20 à 50 kΩ

Avec des valeurs aussi élevées de la résistance interne, il n'y a aucun risque d'entrer dans la zone interdite de dissipation maximale du tube, même si la résistance de charge est de faible valeur. Cependant, pour obtenir le maximum de puissance avec le minimum de distorsion, on ne peut, en aucun cas, utiliser la formule

$$RCH = 2\rho$$

Tout ce que nous avons vu précédemment ne s'applique qu'aux triodes.

Pour le comprendre, il faut examiner le réseau de caractéristiques, par exemple d'une 6550/KT88, reproduit **figure 9** (tétrode à faisceaux dirigés).

Avec une tension d'écran de 300 V et une tension d'anode de 300 à 400 V, tensions courantes pour ce type de tube, la résistance interne (ρ) est de 12 500 Ω et la puissance maximale dissipable par le tube de 42 W.

En n'oubliant pas que nous ne sommes pas en fonctionnement réel (tube chargé par un transformateur), mais que pour les besoins de la démonstration notre tube va être chargé par une résistance pure, nous allons fixer la haute tension à 540 volts afin de disposer d'une marge suffisante. Ceci en ayant à l'esprit que lorsqu'on utilise une pentode ou une tétrode à faisceaux dirigés :

- La tension d'anode, **au repos**, ne doit pas descendre à une valeur inférieure à la tension d'écran (ici 300 volts).
- Si la tension d'anode au repos descend sous la tension d'écran, le courant d'écran augmente dans des proportions dangereuses pour la vie du tube.
- Le taux de distorsion en fonctionnement augmenterait dans des proportions considérables.
- Dans le cas d'une charge purement résistive, c'est le cas ici, ne pas confondre **tension d'anode et haute tension.**

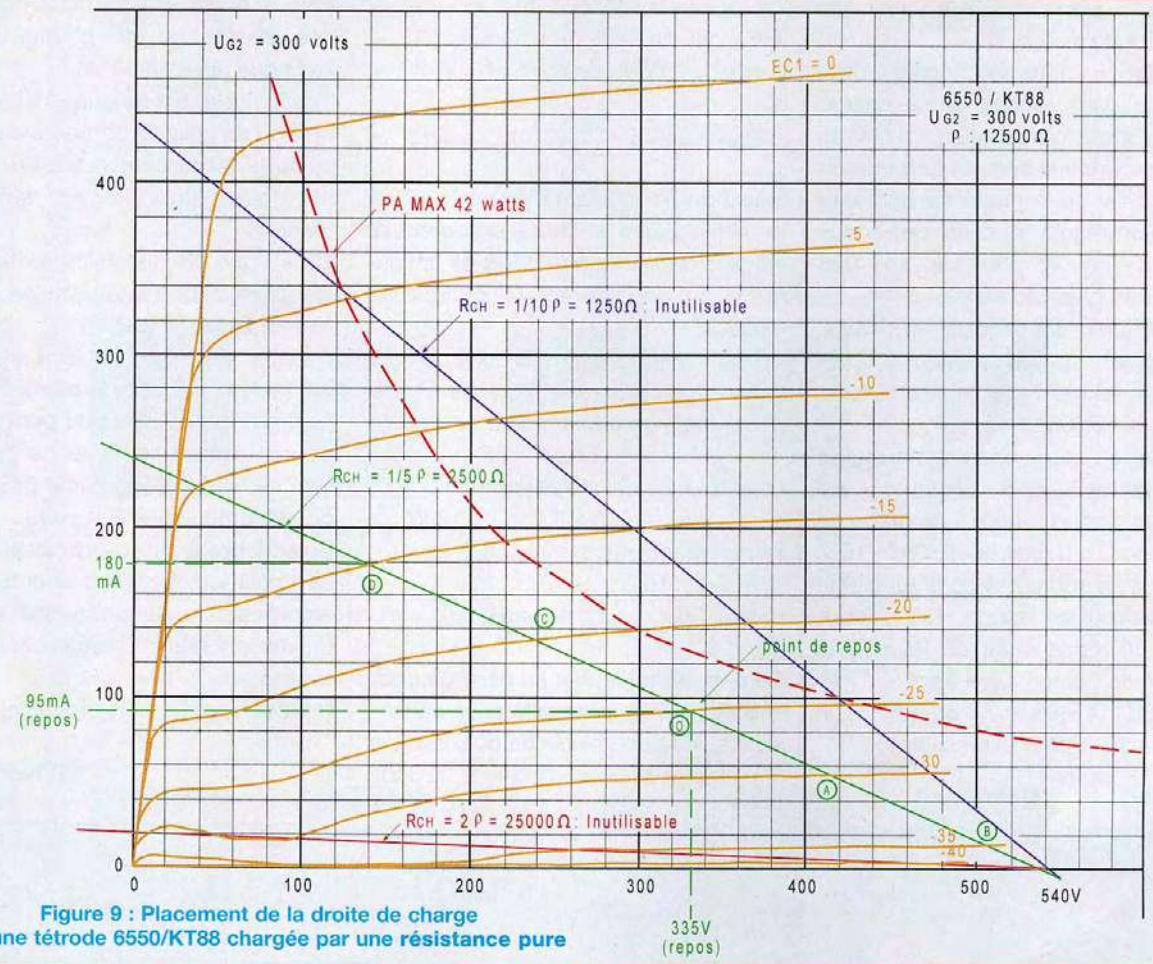


Figure 9 : Placement de la droite de charge sur une tétrode 6550/KT88 chargée par une résistance pure

Nous verrons, dans le prochain chapitre, que dans le cas d'une charge inductive (transformateur) la haute tension et la tension d'anode seront pratiquement identiques... mais là encore n'allons pas trop vite !

Supposons maintenant que nous appliquions la formule idéale du maximum de puissance pour le minimum de distorsion qui a été définie pour la triode :

$R_{CH} = 2\rho$ (en ohms)

Avec une tension d'écran de 300 volts, notre 6550/KT88 a une résistance interne (ρ) de 12 500 Ω, ce qui nous donnerait une charge de 25 000 Ω.

Si vous portez cette droite de charge sur le réseau de caractéristiques Ia = *f*(Ua), courbe en rouge en bas du réseau, il n'est pas besoin d'un grand discours pour que vous constatiez que le taux de distorsion serait colossal et que vous ne pourriez tirer aucune puissance du tube. Il convient donc de diminuer la charge.

> Le taux de distorsion d'une tétrode ou d'une pentode de puissance passe par un minimum, lorsque la charge est égale à une valeur de 1/5e à 1/10e de la valeur de la résistance interne du tube pour une tension d'écran donnée.

Malheureusement, il ne s'agit là que d'un ordre de grandeur déterminé empiriquement.

Dans le cas de pentodes et de tétrodes, **la recherche de la charge correcte ne peut s'effectuer que graphiquement**. Aucune formule magique mathématique ne peut venir à notre secours car, contrairement aux triodes, on ne peut pas représenter le réseau idéalisé d'une pentode ou d'une tétrode.

C'est avec un double-décimètre et beaucoup de patience que vous trouverez la charge *ad hoc*...

Revenons à notre cas pratique et cherchons la valeur de la charge pour 1/10e de (ρ).

ρ = 12 500 Ω

Donc 1/10e de ρ = 1 250 Ω

Si nous plaçons cette droite de charge sur le réseau, nous constatons avec horreur qu'elle pénètre allègrement dans la zone interdite.

Destruction du tube assurée !

En faisant pivoter autour du point 540 V une droite fictive et en gardant à l'esprit que le point de repos ne doit jamais se trouver en dessous d'une valeur limite de la tension Ua de 300 V, on va finir par tomber sur la bonne droite de charge. Elle est égale à 2 500 Ω, soit, comme par hasard, 1/5e de (ρ) (J'avais calculé mon coup ! Ne m'en veuillez pas !).

On fixera le point de repos en O, la tension Ua sera de 335 volts, donc au-dessus des 300 volts fatidiques.

Le courant de repos sera de 95 mA pour une tension de polarisation Ug1 de –25 V. Les segments OA/AB/OC/CD

seront pratiquement égaux, donc un « minimum de distorsion ».
Nous verrons, dans le prochain chapitre, que dans le cas d'une charge inductive (transformateur), le point de repos sera rigoureusement le même et que la valeur de la haute tension sera exactement égale à celle que nous venons de trouver pour Ua, soit 335 volts (et non plus 540 volts).
Tout cela vous sera expliqué en détail.
Dernier point : **quelle puissance** pourrons-nous extraire de notre tétrode chargée par 2 500 Ω ?
Sur le réseau, nous constatons que la tension de grille va « swinguer » de ±10 V par rapport au point de repos de O à D et de O à B, soit de –25 V à –15 V, donc 10 V. Le courant dans le tube et la charge va monter jusqu'à 180 mA. Le courant de repos étant de 95 mA, le « swing » de courant sera de :

180 mA – 95 mA = 85 mA

La puissance a pour expression :

$P_{(watts)} = R_{(\Omega)} . I^2_{(A)}$

La **puissance de crête** que nous extrairons de notre tube sera de :

$P_{(crête)} = 2\,500 \times 0{,}085^2 = 18{,}06$ W

$$\text{Soit } P_{efficace} : \frac{18{,}06}{\sqrt{2}} = 12{,}7 \text{ watts}$$

Vous pouvez vous amuser à calculer de la même façon la puissance crête et efficace délivrée par la 300B de la figure 7, en considérant la charge de 4 000 Ω.
Pour un « swing » de la tension de grille de ±40 volts (entre A et B), entre O et A, le « swing » de courant sera de :

100 mA – 45 mA = 55 mA

La puissance de crête sera de :

$P_{crête} = 4\,000 \times 0{,}055^2 = 12$ W

La puissance efficace sera de :

$$P_{efficace} : \frac{12}{\sqrt{2}} = 8{,}48 \text{ watts}$$

Ce petit exercice met en relief un point important : la grande différence de sensibilité entre une triode de puissance et une tétrode à faisceaux dirigés, la 300B et la 6550/KT88, ces deux tube ayant une dissipation de plaque presque identique (environ 40 W).
Il ne faut à la tétrode que ±10 volts d'excursion de grille pour tirer une puissance de 12 watts, alors que ±40 volts sont nécessaires pour tirer 8,5 watts de la triode.
Ceci à taux de distorsion pratiquement identique, tant en taux qu'en contenu harmonique.
En effet, contrairement aux *a priori* qui ont la vie dure, une tétrode à faisceaux dirigés **n'est en rien une pentode**.
Le contenu harmonique de sa distorsion est constitué, comme pour la triode, d'harmoniques 2 et pairs.
Ce sont des points que nous étudierons en détail lorsque nous aborderons les amplificateurs de puissance en fonctionnement réel et chargés par un transformateur.
Rendez-vous le mois prochain.

Rinaldo Bassi

Et si on parlait tubes...

Cours n°1 à 11

Apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Bon à retourner accompagné de votre règlement à :
TRANSOCÉANIC - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

22e PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE » (SUITE)

Dans le précédent numéro d'*Electronique Pratique*, nous avons étudié les règles générales de l'amplification de puissance avec des tubes. Or, nos triodes, tétrodes et pentodes, telles que nous les avons fait fonctionner, chargées par des résistances pures, pourraient à la rigueur servir de grille pain. Ce qui, avouons-le, pour nous qui cherchons à faire de l'audio, n'est pas le but recherché ! Il nous faut donc trouver un instrument qui va nous permettre d'extraire le maximum de puissance de nos « chers » tubes avec le minimum de pertes sous forme de chaleur. Cet instrument existe, vous le connaissez, c'est le transformateur.

Jusqu'à présent nous n'avons parlé du transformateur que dans les chapitres traitant des alimentations. Ce qui nous intéressait alors étaient les notions d'élévation ou d'abaissement de tensions alternatives (cours n°12, *Led* n°185) essentiellement fournies par le secteur. Aujourd'hui, nous allons étudier un autre aspect de cet engin magique : **l'adaptation des impédances**.

LE TRANSFORMATEUR : UN ADAPTATEUR D'IMPÉDANCE IDÉAL

Tout d'abord, pourquoi avons-nous besoin d'un adaptateur d'impédance ? Dans notre précédent cours, nous avons déterminé la résistance de charge optimale pour tirer le maximum de puissance avec le minimum de distorsion pour un tube donné et une haute tension déterminée (trois à six fois la résistance interne pour une triode, 1/5e à 1/10e de la résistance interne pour une pentode ou une tétrode).

Le problème pratique se pose de la façon suivante. En nous inspirant de notre dernier cours, nous avons construit un amplificateur utilisant une triode 300B. Nous avons défini la charge optimale du tube à 4 000 Ω.

Or, nous disposons d'un haut-parleur de 8 Ω d'impédance. Inutile de vous dire qu'il est exclus de connecter directement le haut-parleur en lieu et place de la résistance de charge ! Soyons sérieux ! Pouvons-nous respecter la charge optimale en connectant une résistance de 4 000 Ω – 8 Ω = 3 992 Ω en série avec le haut-parleur de 8 Ω ?

Bien sûr, la charge optimale du tube serait respectée et l'on tirerait le maximum de puissance pour le minimum de distorsion… sous forme de chaleur dans la résistance !

Car le malheureux haut-parleur ne recevrait que 0,2 % de la puissance délivrée par le tube, autant dire rien ! Donc, les résistances pour adapter l'impédance d'un haut-parleur à la charge d'un tube… on oublie !

Et vous allez constater qu'un transformateur correctement utilisé est l'instrument idéal pour adapter la faible charge que représente le haut-parleur à la charge élevée demandée par le tube et ce avec le minimum de pertes puisqu'un transformateur est un adaptateur d'impédance.

LE RAPPORT D'IMPÉDANCE D'UN TRANSFORMATEUR

Lorsqu'un transformateur est utilisé pour coupler le tube de puissance à un haut-parleur de, par exemple, 8 Ω d'impédance, un courant va circuler dans **l'enroulement secondaire** (i2). Ce cou-

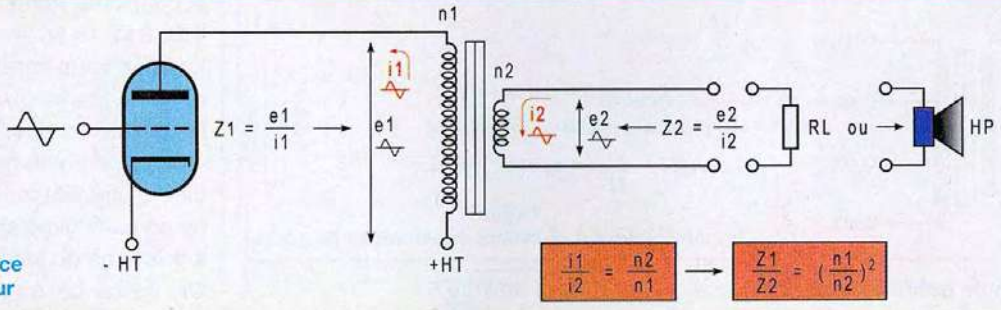


Figure 1
Rapport d'impédance d'un transformateur

rant va induire un flux dans le circuit magnétique (**figure 1**). Ce sont ce **courant au secondaire du transformateur et la variation de flux correspondante** qui vont induire une tension e1,2 au primaire. Un courant **correspondant au courant dans la charge** va circuler dans le primaire, le rapport de courant sera égal à l'inverse du rapport du nombre de tours.

$$\frac{i1}{i2} = \frac{n2}{n1}$$

Ce qui signifie, en clair, que si, par exemple, votre transformateur comporte 100 spires au primaire et 10 spires au secondaire (n2/n1 = 0,1) et que si le courant au primaire est de 0,1 ampère, le courant au secondaire sera de 1 ampère.
Maintenant, mettons-nous à la place du tube **et regardons vers le transformateur**. Notre tube amplificateur va délivrer une tension alternative e1 au transformateur, ce qui va induire un courant i1 qui traversera l'enroulement primaire. Le tube « voit » donc une impédance Z1 (nous sommes en alternatif) égale au rapport e1/i1 :

$$Z1\ (\Omega) = \frac{e1}{i1}$$

Mais attention, une charge RL est connectée au secondaire du transformateur (figure 1), en l'occurrence notre haut-parleur.
Comme nous l'avons vu précédemment, cette charge parcourue par le courant secondaire va induire, à son tour, une tension complexe e1,2 au primaire. L'impédance Z1(Ω) mesurée ne correspond pas du tout à la somme vectorielle de l'inductance du primaire seul et de sa résistance ohmique. Cette impédance va dépendre du courant i1 fourni par le tube. Lequel, à son tour, va dépendre de l'impédance de la charge RL et **du rapport du nombre de tours entre le primaire et le secondaire.**
En résumé : **toute modification de la valeur de la charge RL va changer l'impédance de charge Z1 du tube.**
En termes courants, lorsque l'on parle de « transformateur de sortie » :
• Z1 est appelée impédance primaire
• Z2 est appelée impédance secondaire
Ceci, en ayant toujours à l'esprit que l'impédance primaire ne peut être définie **qu'en fonction d'une impédance secondaire désignée.**
Dire qu'un transformateur de sortie a une impédance de 4 000 Ω ne signifie rien **tant qu'on n'a pas précisé la valeur de la charge.** On devra dire, par exemple, transformateur de sortie de 4 000 Ω pour une charge de 8 Ω.
Maintenant, changeons de côté et regardons le transformateur vu de la charge. Que voit-on ? Une impédance :

$$Z2\ (\Omega) = \frac{e2}{i2}$$

Même observation que pour le primaire. Cette impédance **ne correspond pas** à la somme vectorielle de l'inductance et de la résistance du secondaire seul, mais à l'impédance vue par la charge du secondaire **avec le primaire connecté au tube**, en l'occurrence la charge du primaire étant la résistance interne du tube. C'est une notion **extrêmement importante.**

Un transformateur ne possède pas une impédance primaire et une impédance secondaire de lui-même, mais un rapport d'impédances.

Autrement dit, l'impédance du primaire dépend de la charge connectée au secondaire et, à l'inverse, l'impédance du secondaire dépend de la charge connectée au primaire.
Un transformateur est un adaptateur d'impédances.

DÉTERMINATION DE L'IMPÉDANCE D'UN TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Cela revient à calculer le rapport d'impédance entre le primaire et le secondaire d'un transformateur. Nous savons que l'impédance du primaire est :

$$Z1 = \frac{e1}{i1}$$

et l'impédance secondaire :

$$Z2 = \frac{e2}{i2}$$

Le rapport des impédances est :

$$\frac{Z1}{Z2} = \frac{e1/i1}{e2/i2} = \frac{e1}{e2} \times \frac{i2}{i1}$$

Mais vous vous souvenez que le rapport de la tension primaire à la tension secondaire est égal au rapport du nombre de tours des enroulements

$$\frac{e1}{e2} = \frac{n1}{n2}$$

De même, le rapport des intensités est égal à **l'inverse** du rapport du nombre de tours des enroulements.

$$\frac{i2}{i1} = \frac{n1}{n2}$$

On peut donc écrire :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2$$

Figure 2
Transformateur à plusieurs impédances de sortie

Cette formule est fondamentale, vous l'emploierez à chaque fois que vous aurez à calculer la valeur de l'impédance d'un transformateur.

Le rapport des impédances primaire et secondaire d'un transformateur est égal au carré du nombre de tours du primaire et du secondaire.

Voici quelques exemples pratiques, très simples, afin de vous familiariser avec les transformateurs.

1- Pour charger correctement une triode de 300B, vous avez besoin d'un transformateur présentant une impédance au primaire de 4 000 Ω lorsqu'il est chargé au secondaire par un haut-parleur de 8 Ω. Quel est le rapport du nombre de tours primaire/secondaire ?

a) On pose

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2$$

b) D'où

$$\frac{n1}{n2} = \sqrt{\frac{Z1}{Z2}} = \sqrt{\frac{4000}{8}} = 22{,}36$$

Le transformateur aura donc 22,36 fois plus de tours au primaire qu'au secondaire. Tout le reste concerne la fabrication du transformateur : diamètre du fil, dimensions du noyau magnétique, courant maximum, etc. Ils seront déterminés par le constructeur en fonction de la puissance, de la bande passante, de l'utilisation, etc.

2) Vous disposez d'un transformateur BF inconnu. À l'aide d'un générateur basse fréquence, vous voulez connaître son rapport de transformation. En appliquant une tension de 10 volts (1 000 Hz) au primaire, vous recueillez une tension de 0,6 volt au secondaire.

Le rapport de transformation est par conséquent de 10/0,6

$$\frac{n1}{n2} = \frac{10}{0{,}6}$$

Vous voulez utiliser ce transformateur pour charger votre 300B (toujours elle !). Quelle doit être l'impédance du haut-parleur à connecter au secondaire afin d'obtenir la charge optimale de 4 000 Ω ?

a) On pose :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2 = \left(\frac{10}{0{,}6}\right)^2 = 277{,}7$$

B) D'où :

$$Z2 = \frac{Z1}{277{,}7} = \frac{4000}{277{,}7} = 14{,}4\ \Omega$$

Bingo ! Vous disposez d'un haut-parleur de 15 Ω... Cela va fonctionner !

3) Vous n'avez pas de chance, vous disposez d'un haut-parleur de 8 Ω. Quelle sera l'impédance du primaire de ce même transformateur chargé par 8 Ω à son secondaire ?

a) On pose :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2 = \left(\frac{10}{0{,}6}\right)^2 = 277{,}7$$

b) D'où :

$$Z1 = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2 \times Z2 = 277{,}7 \times 8 = 2213\ \Omega$$

Votre montage va fonctionner, mais le tube sous-chargé va vous fabriquer un sacré paquet de distorsions (lire cours précédent).

Si vous ne disposez que d'un haut-parleur de 4 Ω, alors là, attention ! L'impédance du primaire va chuter. Elle deviendra :

$$Z1 = \left(\frac{10}{0{,}6}\right)^2 \times 4 = 1106\ \Omega$$

Votre tube va rougir de congestion !

4) La majorité des transformateurs de sortie disposent de plusieurs sorties secondaires normalisées, en général : 4 Ω, 8 Ω, 16 Ω.

Lorsque vous construisez un prototype et que vous ne disposez pas du transformateur *ad hoc*, cela peut être très utile car, comme nous venons de l'étudier, un transformateur a son impédance primaire directement proportionnelle à la charge du secondaire.

Or, qu'est-ce qu'un transformateur à plusieurs impédances de sortie ? C'est un transformateur sur le secondaire duquel on a ménagé des prises intermédiaires sur un enroulement unique (**figure 2**).

Ceci revient à changer le rapport de transformation n1/n2. Le constructeur a calculé le nombre de spires au secondaire de façon à ce qu'un haut-parleur de 4 Ω, branché sur la sortie 4 Ω, « reflète » une impédance disons de 3 500 Ω au primaire. De même, si un haut-parleur de 8 Ω est branché sur la sortie 8 Ω, on obtiendra toujours 3 500 Ω au primaire.

Mais que se passe-t-il si l'on connecte un haut-parleur de 8 Ω sur la sortie 4 Ω ? Je ne développerai pas ici le calcul qui, au demeurant, est très simple en partant de :

$$\frac{Z1}{Z2} = \left(\frac{n1}{n2}\right)^2$$

Voici quel en est le résultat.

L'impédance du primaire Z1 doit être multipliée par le rapport des impédances secondaires.

Exemple : si l'impédance du primaire est de 3 500 Ω et si on connecte un haut-parleur de 8 Ω sur la sortie 4 Ω, le rapport des impédances secondaires est de 8/4 = 2.

L'impédance du primaire devient :

3 500 Ω x 2 = 7 000 Ω

Si le haut-parleur de 8 Ω est branché sur la sortie 16 Ω, le rapport sera de 8/16 = 0,5.

L'impédance du primaire devient :

3 500 Ω x 0,5 = 1 750 Ω

Attention donc à la charge de vos amplificateurs, on ne connecte pas n'importe quel haut-parleur à n'importe quelle sortie haut-parleur. Le construc-

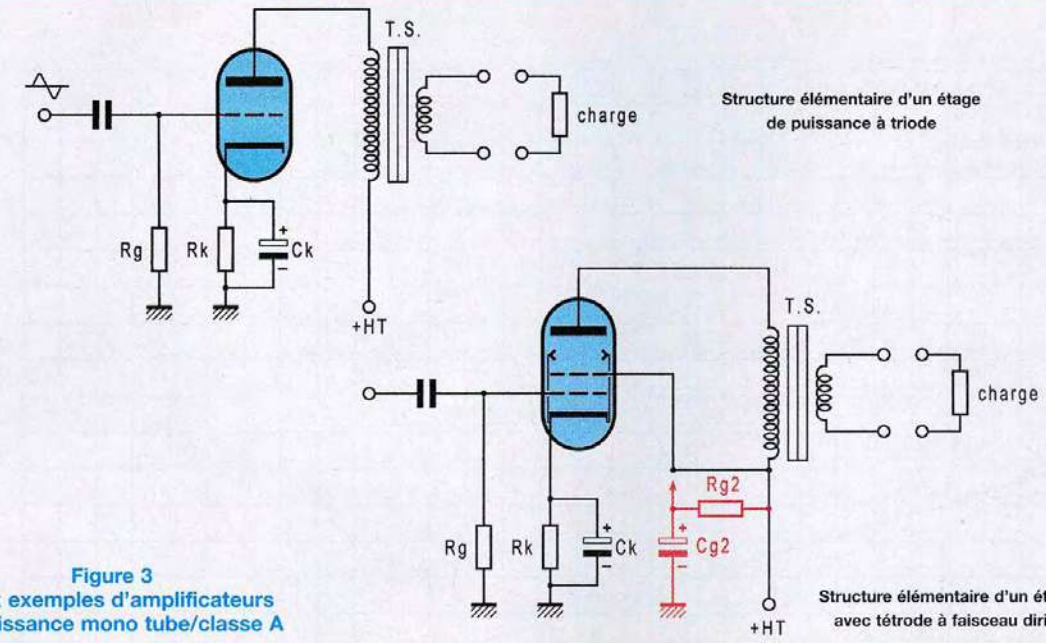


Figure 3
Deux exemples d'amplificateurs de puissance mono tube/classe A

teur de l'amplificateur a (en principe !) défini une charge optimale pour les tubes de puissance qu'il a choisis. Toute modification de la charge va entraîner des variations de performances de l'amplificateur, tant en termes de puissance que de taux de distorsion.

Il faut aussi préciser ici que l'impédance réelle de vos enceintes acoustiques est très souvent éminemment variable en fonction de la fréquence du signal musical. Telle enceinte qui affiche une impédance de 8 Ω à 1 000 Hz (point de mesure normalisé) peut voir son impédance dégringoler à 2 Ω aux environs de 8 000 Hz ou, à l'inverse, grimper à 20 Ω à la même fréquence.

Plus que la bande passante, **c'est la courbe d'impédance qui est primordiale** lors du choix d'une enceinte acoustique. Si l'impédance varie peu tout au long de la bande audio, vous serez pratiquement assuré que votre amplificateur, s'il est bien conçu, vous fournira un signal « propre » tout au long du spectre, les tubes de puissance restant en permanence correctement chargés.

Les résultats dits « subjectifs » (!) dépendront essentiellement des qualités électroacoustiques de l'enceinte. Mais ceci est une autre histoire !

Et maintenant que vous savez (presque !) tout au sujet des transformateurs, retournons à nos amplificateurs.

LES AMPLIFICATEURS MONO TUBE EN CLASSE A

C'est le plus simple, sinon le plus simpliste des amplificateurs de puissance. Sur la **figure 3**, nous avons représenté des amplificateurs de puissance : l'un équipé d'une triode (type 300B, 2A3, etc.), l'autre d'une pentode ou tétrode à faisceau dirigé (type EL34, 6L6, 6550, etc.). Ces deux montages utilisent une polarisation automatique, nous verrons pourquoi tout à l'heure.

Dans le cas de la pentode (ou tétrode), nous avons représenté en rouge une résistance Rg2 et un condensateur Cg2. Lesquels sont, respectivement, la résistance chutrice et le condensateur de découplage qui seront employés si le tube est utilisé avec une tension d'écran inférieure à la tension d'anode. En effet, il faut savoir qu'une 6L6, par exemple, peut être utilisée avec plusieurs tensions d'écran et de plaque différentes. Par exemple :

250 V anode et 250 V écran
300 V anode et 200 V écran
350 V anode et 250 V écran, etc.

À chaque valeur de la tension d'écran, on obtiendra un réseau de courbes Ia = f(Ua) à Ug = ctc différent, ce qui influera sur la résistance interne, le coefficient d'amplification et la pente, donc sur la charge optimale à utiliser.

Pour le moment, intéressons-nous à la triode de puissance.

LA TRIODE DE PUISSANCE

Comme nous avons commencé avec une 300B, continuons avec la 300B chargée par un transformateur et non plus par une résistance, comme nous l'avions supposé dans notre dernier cours (*Electronique Pratique* n°302, figure 7).

Nous reprenons ici le réseau de courbes Ia = f(Ua) à Ug = ctc et traçons la courbe d'isopuissance à 36 watts (**figure 4**). Nous avions défini la charge optimale de la 300B à 4000 Ω, nous conserverons cette valeur.

Et maintenant, attention ! La différence fondamentale entre la charge par résistance et la charge par transformateur est la suivante : la résistance ohmique de l'enroulement primaire d'un transformateur est très faible, de l'ordre de 50 Ω à 100 Ω pour un transformateur de qualité, d'impédance 4 000 Ω.

Au repos, c'est-à-dire sans aucune composante alternative, **le tube ne**

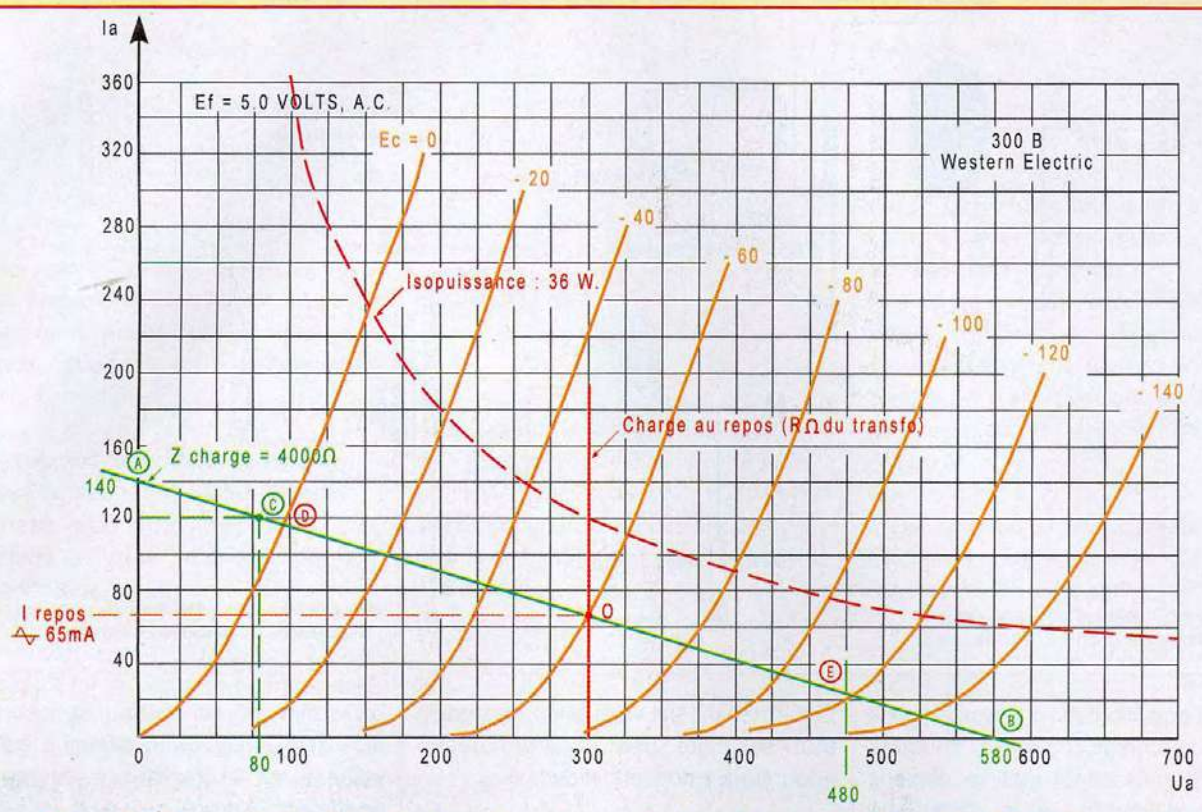


Figure 4 : Placement de la droite de charge dynamique sur le réseau de caractéristiques Ia = f(Ua) à Ug = constante d'une 300B WE, chargée par un transformateur d'impédance 4 000 Ω (secondaire 8 Ω)

verra que la résistance ohmique du transformateur, c'est-à-dire pratiquement un court-circuit. C'est pour cette raison qu'au repos, la droite de charge est perpendiculaire à l'axe des tensions d'alimentation et que l'on ne tient pas compte de la chute de tension au repos dans l'enroulement du transformateur.

Reportons-nous au réseau de courbes. La tension maximale Ua de la 300B est de 400 volts, d'après le constructeur. Choisissons une tension Ua placée environ au milieu des courbes, soit 300 V. À ce point, traçons une **perpendiculaire** à l'axe Ua (en rouge sur la figure 4). Cette droite représente la charge au repos de notre tube.

Vous constatez qu'elle coupe la courbe Ug = -60 V.

Ce sera notre point de repos choisi qui correspond à un courant de repos d'environ 65 mA.

Comment fixer le courant de repos en polarisation automatique ?

Il faut, bien évidemment, polariser la cathode du tube **positivement** par rapport à la grille de commande (voir cours n°9, *Led* n°182).

Le courant de repos étant de 65 mA et la tension de grille de –60 V, la résistance Rk de polarisation sera de :

$$Rk = \frac{Ug}{Ia} = \frac{60}{0,065} = 923\ \Omega$$

Attention ! Cette résistance sera traversée par un courant intense de 65 mA. Elle devra donc pouvoir dissiper une puissance de :

$P = R \times I^2 = 923 \times 0,065^2 = 3,89$ watts

En pratique, vous choisirez une résistance de 1 000 Ω/5 W…

Les montages électroniques à tubes tolèrent des approximations de ±10 % sans danger **et sans grande altération des résultats !**

Un condensateur Ck de 100 µF/150 V en parallèle sur Rk servira de condensateur de découplage (voir cours n°16, *Led* n°189).

Et maintenant, plaçons notre droite de charge de 4 000 Ω sur le réseau de caractéristiques, en comprenant bien que cette droite de charge **est représentative de l'impédance Z1 du transformateur parcouru par une composante alternative.**

Calculons, tout d'abord, l'intensité du courant qui entraînerait une chute de tension de 300 V (tension de repos) dans une charge de 4 000 Ω

$$U = R.I \rightarrow I = \frac{U}{R} =$$

$$\frac{300}{4000} = 0,075\ A\ (75\ mA)$$

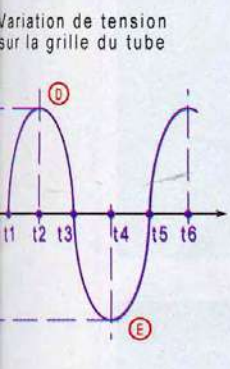
Or, le courant de repos dans notre tube est de 65 mA, le courant total correspondant à Ua = 0 est de :

75 mA + 65 mA = 140 mA

Joignons le point 140 mA au point O et prolongeons la droite jusqu'à ce qu'elle coupe l'axe Ua, **la droite AOB est la véritable droite de charge de notre tube chargé par un transformateur d'impédance 4 000 Ω.**

Il existe une autre méthode, très simple, pour placer la droite de charge :

- Choisir arbitrairement un courant Ia, par exemple 120 mA
- Le courant de repos étant de 65 mA,



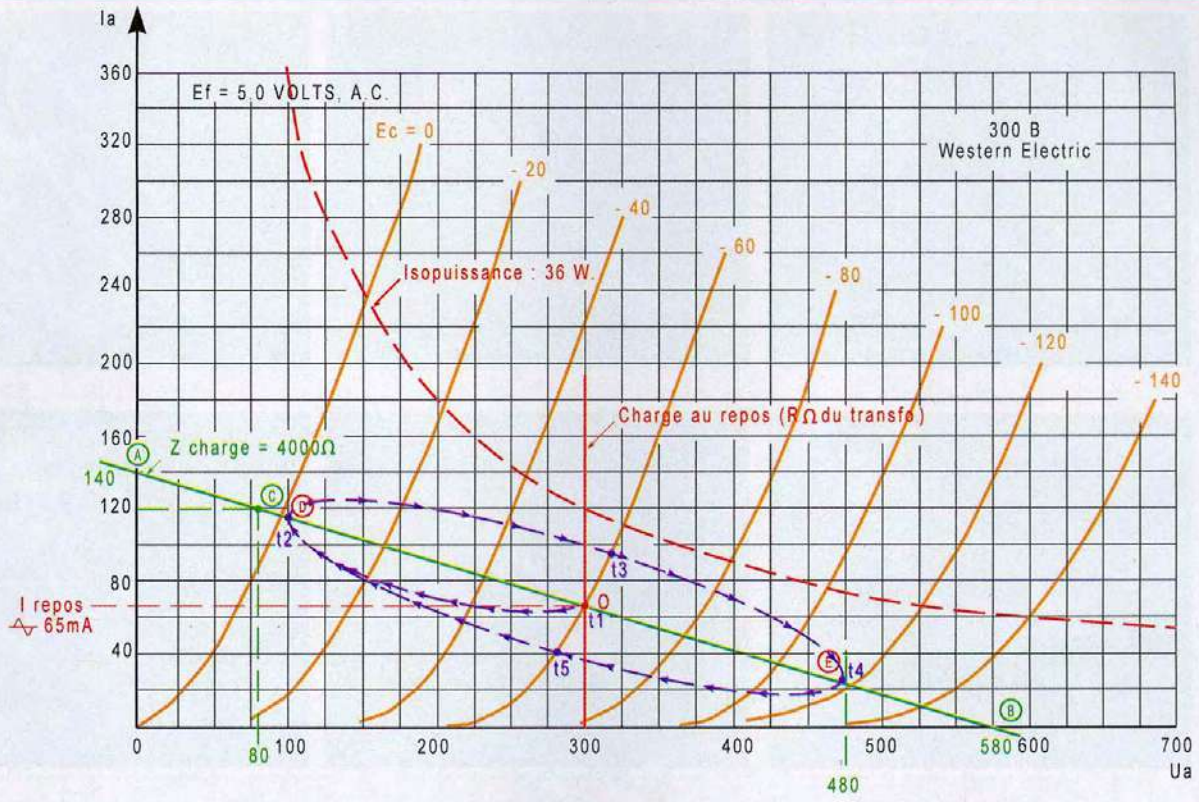


Figure 5 : Etablissement de l'ellipse de charge dynamique (charge réelle).

la variation de courant ΔI est de :
ΔI = 120 mA – 65 mA = 55 mA

• Calculer la chute de tension provoquée par ces 55 mA dans Z = 4 000 Ω
ΔU = 4 000 x 0,055 = 220 V

• La tension de plaque qui était au repos de 300 V va donc chuter de 220 V pour s'établir à :
300 V – 220 V = 80 V

• Porter le point C sur la figure 4 correspondant à 80 V/120 mA et joindre C à O.

Quelle que soit la méthode employée, il est important de garder à l'esprit que **le point de repos ne dépend pas de l'impédance de la charge en courant alternatif, mais de sa résistance ohmique en continu qui est négligeable**.

Quelle que soit la tension d'alimentation choisie, la charge au repos sera toujours une droite perpendiculaire à l'axe Ua, en veillant à ne jamais dépasser la tension maximale indiquée par le constructeur (ici 400 V).

Se pose alors une question légitime : comment diable, avec une haute tension de seulement 300 volts, en modulant le tube avec une tension de grille « swinguant » de ±60 volts, peut-on atteindre une tension de 480 volts aux bornes de la charge (au point E) ?

À cette question, il nous faut répondre par une autre question : qu'est-ce qu'un transformateur ?

Eh bien, un transformateur est une **inductance**, car c'est une bobine. Comme toute bobine honnête, elle va s'opposer à la diminution du courant qui la traverse et enregistrera **une surtension à ses bornes**.

Cette surtension va **s'ajouter** à la haute tension continue Ua. C'est une des raisons pour laquelle il ne faut **jamais** faire fonctionner un amplificateur à tubes sans charge au secondaire des transformateurs. La surtension aux bornes du primaire va devenir énorme, car l'impédance Z1 va tendre vers l'infini... C'est le claquage assuré du transformateur et la mort du tube qui voit sa tension de plaque grimper à des valeurs dangereuses : éclair bleuté du plus bel effet !

Et puisque nous en sommes aux histoires de bobines, il nous faut refreiner notre bel enthousiasme car cette belle droite de charge que nous avons tracée n'est, hélas, pas une droite, loin s'en faut !

DE LA DROITE DE CHARGE À L'ELLIPSE DE CHARGE DYNAMIQUE

Jusqu'à présent, pour la paix de l'esprit, nous avons assimilé l'impédance de charge de notre tube à une simple résistance de 4 000 Ω montée dans le circuit de plaque de notre 300B.

Malheureusement, bien que notre transformateur soit chargé au secondaire par une résistance de 8 Ω (nous verrons plus loin que lorsqu'il est chargé par un haut-parleur, le problème est encore plus complexe !), il garde toute sa personnalité de transformateur, si j'ose m'exprimer ainsi !

En clair, un transformateur est assimilable à une bobine, donc à une inductance.

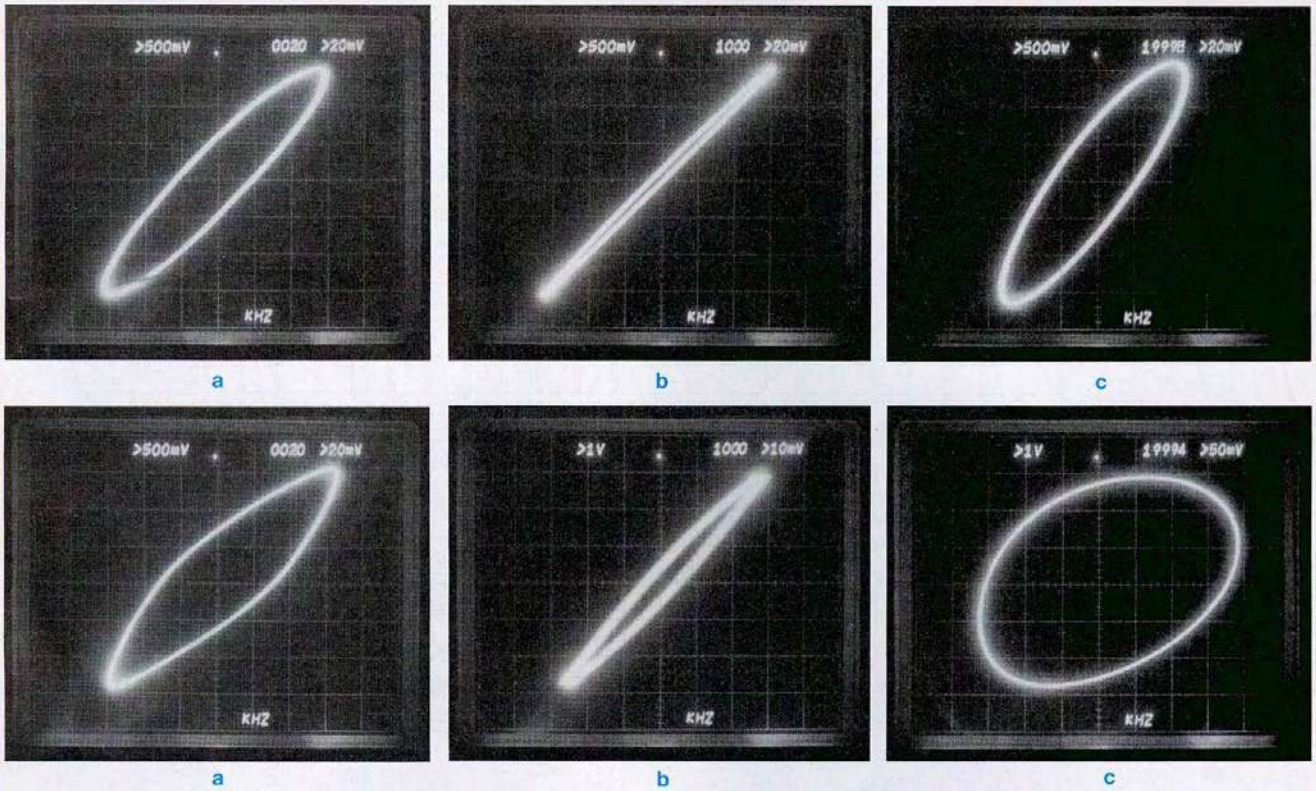


Figure 6 : Forme de l'ellipse courant/tension au primaire de deux transformateurs d'impédance primaire 4 000 Ω/secondaire 8 Ω.
En haut, transformateur de bonne qualité : a) 20 Hz b) 1 000 Hz c) 20 000 Hz
En bas, transformateur de qualité médiocre : a) 20 Hz b) 1 000 Hz c) 20 000 Hz
Ce test est révélateur de la réelle qualité d'un transformateur de sortie.
L'idéal serait d'obtenir tout au long du spectre une droite inclinée à 45°, ce qui est bien évidemment impossible

Or, le propre d'une inductance est de s'opposer aux variations de courant qui la traversent, tant dans un sens que dans l'autre (cours n°15, *Led* n°188).

Pour vous faire comprendre le phénomène somme toute assez complexe et au risque de faire hurler les puristes, nous vous avons représenté **figure 5**, très schématiquement, ce qu'il advient du courant dans le transformateur, donc dans notre tube chargé par ce dernier lorsqu'à partir du temps t1, on applique une tension alternative « swinguant » de ±60 volts sur la grille de notre 300B.

De t0 à t1, il ne se passe rien. Le transformateur est parcouru par le seul courant de repos (65 mA).

À partir du temps t1, la tension va grimper aux bornes du primaire du transformateur, mais ce dernier étant une inductance, **il va s'opposer à l'établissement du courant** de t1 à t2 (suivez la courbe en pointillés bleus sur la figure, dans le sens des flèches).

À partir de t2, la tension va décroître aux bornes du transformateur.

De t2 à t3 et t4..., toute bonne inductance ayant l'esprit de contradiction, **le transformateur va s'opposer à la diminution de courant** (suivre les flèches t2, t3, t4).

À partir du temps t4, la tension aux bornes du transformateur va remonter. Ce dernier va donc s'opposer à l'augmentation de courant (t4 à t5), le cycle continuant vers t6, t7, etc.

On démontre que la courbe décrite par le courant dans le transformateur, **donc dans la charge du tube**, est une ellipse ou, plutôt, « ressemble » à une ellipse (ce serait effectivement une ellipse dans le cas d'un réseau Ia = f(Ua) idéalisé).

Ce qu'il nous faut savoir est que cette ellipse, dont le centre est O (en réalité le centre est décalé... mais ne compliquons pas les choses !), va voir sa largeur (t5/O/t3) augmenter ou diminuer en fonction de la fréquence.

Ceci nous intéresse au premier chef car cela revient à avoir une charge **continuellement variable**, donc un taux de distorsion variant continuellement en fonction de la fréquence.

C'est tout l'art du fabricant de transformateurs qui va limiter les dégâts et qui, *in fine*, nous donnera des résultats audio extraordinaires... ou franchement détestables !

Pour illustration, vous trouverez **figure 6** deux séries de photographies correspondant à deux transformateurs de 4 000 Ω/8 Ω : l'un de grande qualité, l'autre de qualité médiocre. Vous constaterez que l'ellipse de charge peut prendre des formes bizarroïdes en fonction de la fréquence.

En pratique, que faut-il faire ?

1) Définir la charge idéale du tube

2) Fixer le point de repos de façon à ce que dans le pire des cas « **l'ellipse** » **de charge dynamique ne pénètre pas dans la zone interdite définie par la courbe d'isopuissance.**

Dans ce dessein, pour les triodes **et les triodes uniquement**, on estime que le

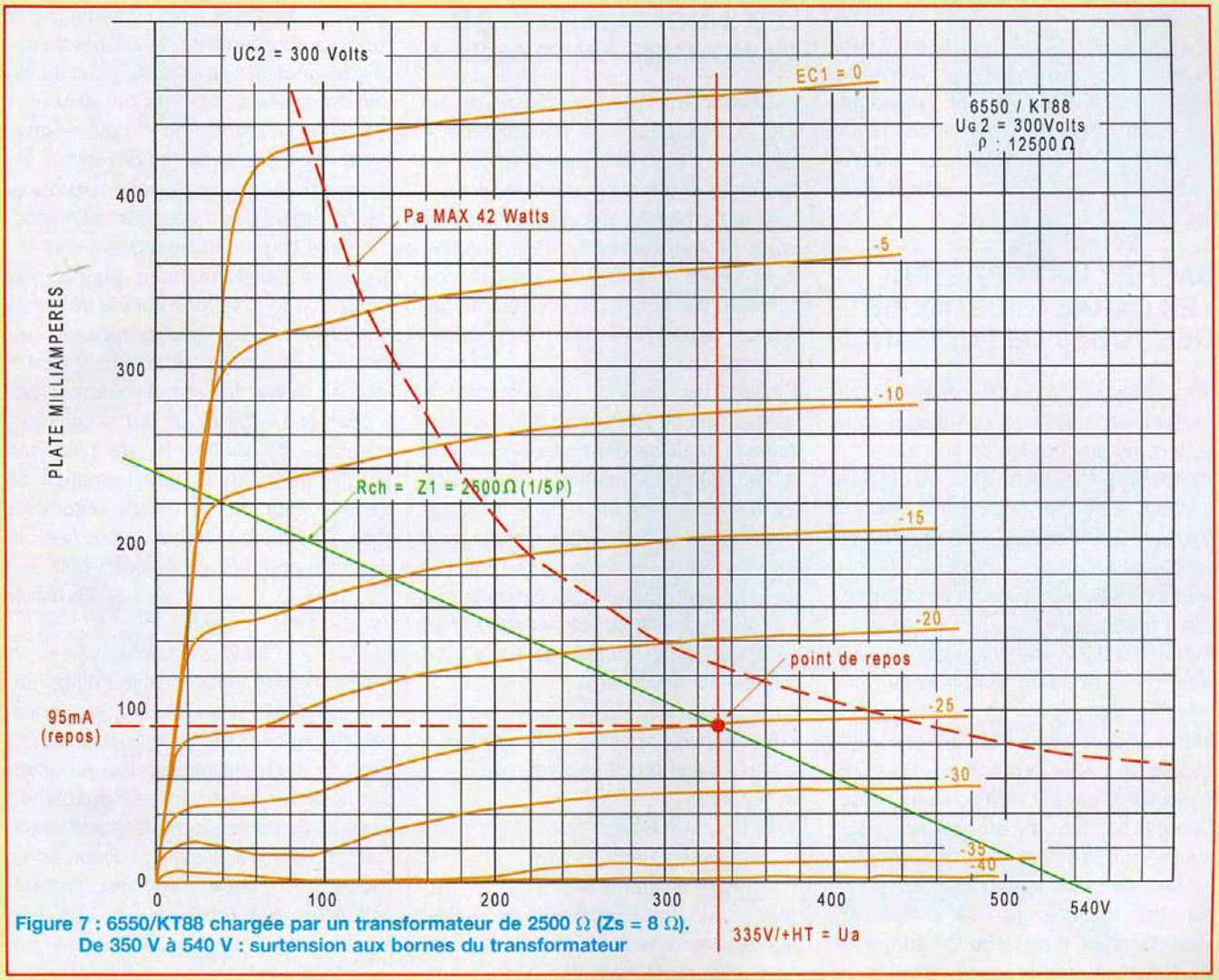


Figure 7 : 6550/KT88 chargée par un transformateur de 2500 Ω (Zs = 8 Ω). De 350 V à 540 V : surtension aux bornes du transformateur

bon point de polarisation se situe approximativement à :

$$I\ repos\ (mA) = \frac{0,8\ Ua}{\mu}$$

en se souvenant que $\mu = \rho.S$

Vérifions le point de repos que nous avons choisi pour notre 300B.

En sachant que Ua = 300 V

Pente S = 5,3 mA/V

Résistance interne ρ = 740 Ω

D'où $\mu = \rho.S = 740 \times 0,0053 = 3,92$

$$I\ repos = \frac{0,8 \times 300}{3,92} = 61,22\ mA$$

En fixant, au jugé, notre point de repos à 65 mA, nous étions près de la vérité.

3) N'oubliez pas que pour avoir des résultats corrects, quel que soit le type de tube, toutes **les formules approximatives** que nous vous fournissons ne vont vous servir qu'à approcher le problème en évitant de grosses erreurs et qu'après avoir défini la charge approximative et le point de repos sur le réseau de caractéristiques, seule la construction graphique peut vous permettre d'atteindre la vérité !

Il existe, en effet, une infinité de solutions possibles, cela demande de la patience et du temps. Si vous êtes pressé, vous pouvez, en toute confiance, utiliser les points de fonctionnement et les charges indiquées dans les datas des constructeurs puisque, eux, ont (en principe !) procédé à tous les essais.

PENTODES TÉTRODES EN MONO TUBE, CLASSE A

Bien que surtout utilisés en push-pull, ces tubes bien chargés en classe A donnent souvent des résultats remarquables en utilisation mono tube (**figure 7**). Tout ce que nous avons écrit sur la charge par transformateur reste valable ici.

Dans le précédent cours, nous avions défini une résistance de charge de 2 500 Ω pour une 6550 avec un point de repos à – 25 V et 95 mA pour Ua = 335 V. Ceci était valable pour un réseau de courbes avec une tension d'écran de 300 volts.

Nous allons utiliser rigoureusement les mêmes points de fonctionnement à une différence près : pour obtenir un point de repos à 335 V lorsque le tube était chargé par une résistance, il nous fallait une haute tension de 540 V. Ici, nous serons chargés par un transformateur d'impédance 2 500 Ω dont la résistance primaire sera considérée comme négligeable.

La haute tension sera donc **la même** que la tension de plaque Ua, on la fixera à 335 V et vous ne vous étonnerez pas de voir la tension aux bornes du primaire du transformateur parcouru par un courant alternatif grimper allègrement à plus de 500 V par effet d'auto-induction. C'est magique !

SACHEZ INTERPRÉTER LES CARACTÉRISTIQUES DES TUBES DE PUISSANCE

Le constructeur d'un tube de puissance va, bien entendu, tenir compte de cette surtension aux bornes de son tube.

La **tension** indiquée dans la colonne « Valeur à ne pas dépasser » selon la norme « EIA Standard RS239 » universellement adoptée, vous indique la tension à ne pas dépasser **en fonctionnement statique**.

Autrement dit, la haute tension et la tension d'anode étant pratiquement les mêmes **au repos** et la résistance ohmique du transformateur étant négligeable, **la haute tension continue ne doit pas dépasser cette valeur limite**.

Chargé par un transformateur, nous avons vu que l'on obtient en fonctionnement de fortes surtensions.

Ne vous inquiétez pas, si le tube est bien construit, il doit pouvoir supporter en fonctionnement sur son anode **au minimum** deux fois la valeur de la tension maximale, soit pour une 6550/KT88 :

Ua repos max. : 660 V

Ua en fonctionnement : 1320 V (minimum)

En général, une 6550 est utilisée avec une haute tension de l'ordre de 450 V à 600 V, ce qui laisse une marge de sécurité suffisante.

Une 300B : Ua repos max. 400 V

Ua en fonctionnement : 800 V (minimum).

En général, la 300B est utilisée avec une haute tension de l'ordre de 300 V à 350 V.

Attention ! Lorsque vous tracez la droite de charge dynamique, faites attention à ne pas entrer dans la zone définie par la puissance maximale dissipable par la plaque du tube (isopuissance).

LES INCONVÉNIENTS DU MONO TUBE EN CLASSE A

L'inconvénient majeur, en dehors du fait que le tube débite en permanence le maximum de courant (usure rapide), est causé par le transformateur de sortie.

Il est extrêmement difficile de construire un tel transformateur. Son enroulement primaire étant en permanence parcouru par le courant consommé par le tube, celui-ci va magnétiser le circuit magnétique.

Il n'est pas question ici d'étudier la technologie de fabrication des transformateurs, mais sachez cependant que le constructeur doit ménager ce que l'on appelle un « entrefer » dans le circuit magnétique et doit surdimensionner ce dernier afin de lui éviter de se saturer. Ce qui aurait pour effet de diminuer son inductance, donc son impédance et en conséquence la charge de votre tube (distorsions assurées).

Or, en raisonnant uniquement en terme d'impédance, appelée « réactance » lorsqu'il s'agit d'une bobine,

$XL = 2.\pi.f.L$

Avec L en Henry
f en Hertz
XL en Ohms

Bien qu'un transformateur ne puisse pas être considéré comme une simple réactance, cette formule va vous permettre de comprendre le problème majeur d'un transformateur utilisé avec un mono tube.

XL représente schématiquement notre impédance de charge Z1 que nous avons calée avec beaucoup de soin sur le réseau de caractéristiques.

Or, XL est fonction de la fréquence en Hertz « f ». Que se passe-t-il lorsque la fréquence diminue ?

Eh bien, XL, donc Z1, va diminuer, le tube va être moins chargé et le courant va augmenter **dans le tube et le transformateur**.

On constate que plus la fréquence baisse, plus le circuit magnétique va vers la saturation, ce qui entraîne une chute de la valeur de son inductance L (Henry), ce qui va encore amplifier le phénomène. C'est pour cette raison qu'il est très difficile de « passer » des basses fréquences dans des amplificateurs mono tube, sauf à augmenter le volume du circuit magnétique au-delà du raisonnable afin de reculer le point de saturation.

Accroître le volume du circuit magnétique n'est pas sans inconvénient, en dehors du poids, on augmente proportionnellement les capacités parasites, d'où une chute dans le registre aigu !

Tous les transformateurs pour mono triode ou mono tétrode sont le fruit d'un compromis. C'est pour éviter tous ces déboires que, dans les années 20, on a mis au point les amplificateurs dits « push-pull ». Lesquels ont le principal avantage de s'affranchir de bien des problèmes relatifs au transformateur de sortie... tout en en créant d'autres ! Rien n'est parfait ! Rendez-vous le mois prochain pour l'étude du push-pull.

R. Bassi

ERRATUM

Si je devais passer aujourd'hui un simple CAP d'électricité, je serais recalé avec un zéro pointé et interdiction de me représenter ! J'ai, en effet, commis une erreur impardonnable en calculant la puissance efficace fournie par un tube de puissance. Reprenons donc la page 58 du n°302 d'*Electronique Pratique*.

Nous avons calculé la puissance « crête » extraite de notre tube de puissance chargé par une résistance de 2 500 Ω

P crête = $R(\Omega).I^2(A)$ =

$2500 \times 0{,}085^2 = 18{,}06$ W

Or, la puissance efficace est égale à :

$$Peff = R(\Omega) \times \left(\frac{Ic}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{R.Ic^2}{2} = \frac{Pcrete}{2}$$

Et non pas

$$\frac{Pcrete}{\sqrt{2}}$$

Tel que je l'ai écrit... et je m'en excuse !

La puissance efficace extraite de la 6550 sera donc de

18,06/2 = 9,03 W (et non 12,7 W)

La puissance efficace extraite de la 300B :

12/2 = 6 W (et non 8,48 W)

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE »

(SUITE - III)

Vous venez d'acquérir un « kit » monotriode. En vous référant à nos derniers cours, vous avez soigneusement vérifié la valeur des composants qui vous ont été fournis. Tout est correct ! Vous assemblez l'appareil et, un peu ému, vous le connectez... Cela fonctionne ! Rien ne brûle ! Vous vous empressez d'écouter votre disque préféré et là, surprise désagréable, dès que vous tentez de pousser tant soit peu le niveau d'entrée, un son joliment distordu sort de vos enceintes. Non ! Ne vous précipitez pas vers l'ampli, vous n'avez pas fait d'erreur.

Le problème, ce sont les enceintes dont le rendement est médiocre. Avec des enceintes à très haut rendement, vous auriez obtenu des résultats à peu près corrects, sans plus ! La cause de vos soucis ? Votre amplificateur ne délivre pas suffisamment de puissance... Il faut donc agir !

La première idée consiste à choisir un tube apte à délivrer plus de puissance. C'est ce que s'empressèrent de faire nos anciens dès les débuts du cinéma sonore (1928). Les triodes usuelles de l'époque ne permettaient d'obtenir que des puissances de quelques watts. On se tourna alors vers les triodes d'émission, dont la célèbre VT4C (211) aux USA.

Ce tube, mis au point pendant la guerre de 1914-18, fut fabriqué jusqu'en... 1970 ! « VT 4C » signifie « Transmitting valve n°4 ». C'est ce tube qui remporte la palme de longévité avec la 6L6.

Cette triode alimentée sous 1250 volts délivre en classe A, monotriode, une puissance de 19 watts, chargée par un transformateur de 9200 Ω sous 8 Ω, avec un taux de distorsion de seulement 5 % (sans contre-réaction).

Mais ce n'était pas encore assez. C'est ainsi que naquirent les amplificateurs à tubes de puissance en parallèle.

LES TUBES DE PUISSANCE EN PARALLÈLE

Cette idée, reprise depuis peu par certains constructeurs, a le mérite (apparent !) de la simplicité.

En effet, en connectant, par exemple, deux tubes en parallèle (**figure 1a**), c'est-à-dire en réunissant l'anode du premier tube à l'anode du second, la grille du premier tube à la grille du second et la cathode du premier tube à la cathode du second, voici ce qui se passera :

1) La résistance interne du « nouveau tube » ainsi réalisé **sera égale à la moitié de la résistance interne** d'un seul tube (ρ/2).

2) La nouvelle résistance interne étant égale à la moitié de la résistance d'un seul tube, **l'impédance de charge sera, elle aussi, divisée par deux**. Par exemple, la charge optimale d'une 300B étant de 4000 Ω, si vous connectez deux 300B en parallèle, la charge optimale ne sera plus que de 2 000 Ω.

3) La charge étant la moitié de la charge pour un tube, mais le courant ayant doublé, la puissance étant égale au produit de la charge par **le carré** du courant la traversant $P(w) = Z.i^2$, **la puissance, dans le cas de deux tubes en parallèle est donc doublée.**

4) Dans le cas d'une polarisation automatique, le courant de repos ayant doublé, la valeur de la résistance Rk de polarisation est **divisée par deux**.

5) La pente S (en mA/volt) est doublée.

6) Comme le courant de grille de commande est (théoriquement) toujours nul, la tension d'attaque fournie par l'étage préamplificateur ne demandera aucune modification.
7) Rien ne vous empêche de tripler, quadrupler, quintupler, etc. le nombre de tubes en parallèle, vous multiplieriez d'autant la puissance délivrée.
Formidable ! me dites-vous. Halte là ! Ce tableau idyllique présente de fichus inconvénients... et pas des moindres !
Tout d'abord, le transformateur de sortie. N'oubliez pas que vous fonctionnez obligatoirement en classe A. Plus vous aurez de tubes en parallèle, plus le courant de repos va doubler, tripler ou quadrupler en fonction du nombre de tubes. Son impédance primaire diminuant, il y aura, certes, moins de tours, donc moins de cuivre, mais plus de fer afin d'éviter la saturation du circuit magnétique.
Ce qui était déjà le défaut majeur de l'amplificateur monotriode (ou tétrode). Donc un transfo lourd et cher !
Deuxième inconvénient, **les tubes doivent être parfaitement appareillés** et ce durant toute leur durée de vie (mission quasi impossible...). Mettre des tubes en parallèle revient à mettre des **générateurs** en parallèle. En cas de déséquilibre, ce sont les tubes les plus « en forme » qui vont débiter le plus de courant et être surchargés...
Permettez-moi ici une réflexion en aparté. Ce problème des mises en parallèle, vous le trouverez aussi dans le cas d'amplificateurs push-pull de forte puissance (nous verrons cela plus loin) où il est impératif d'appareiller les tubes.
Mais c'est le problème majeur des amplificateurs à transistors où il est courant de monter ces derniers en parallèle sur des radiateurs pour leur refroidissement..
Dans le cas où les transistors de puissance d'un même étage ne sont pas **rigoureusement** identiques, les plus « énervés » vont débiter le maximum de courant dans la charge, alors que leurs collègues débiteront peu de courant. C'est la mort assurée des « énervés » par emballement thermique (les tubes se contentent de rougir).

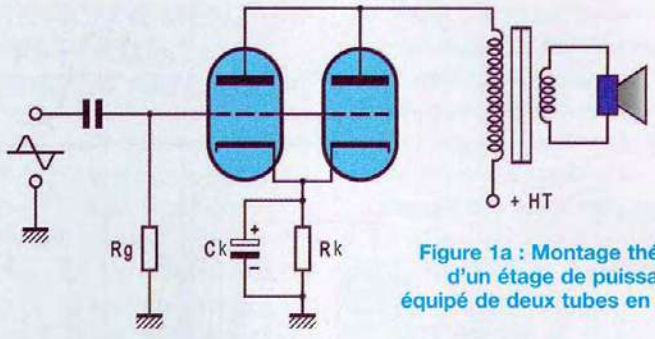


Figure 1a : Montage théorique d'un étage de puissance équipé de deux tubes en parallèle

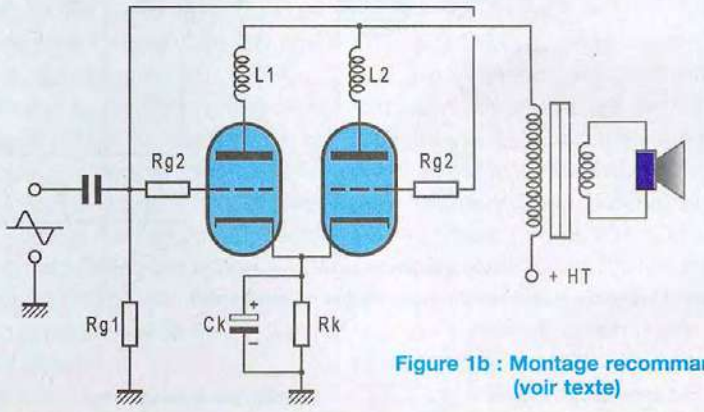


Figure 1b : Montage recommandé (voir texte)

C'est pour cette raison que lorsque l'on répare un amplificateur de puissance à transistors, on ne se contente pas de changer les « défunts », mais **tout le jeu** de transistors de puissance, en prenant bien garde de les appareiller afin que leur débit soit identique. Bien que moins dangereux, ceci est aussi valable pour les tubes de puissance.
Autre inconvénient des tubes de puissance en parallèle : le doublement de la pente S avec, en prime, le doublement des capacités parasites. L'ensemble de ces facteurs est générateur d'oscillations parasites dans neuf cas sur dix. L'apparition de ces oscillations parasites à haute fréquence est une source importante de distorsions et va réduire drastiquement la puissance de sortie, sans compter les dégâts dans les circuits.
Pour éviter ce phénomène, il faut respecter les points suivants (**figure 1b**) :
1) Placer les tubes mis en parallèle le plus près possible les uns des autres.
2) Le câblage entre les électrodes mises en parallèle doit être le plus court possible.
3) Des résistances anti-oscillation doivent être montées en série dans les connexions de grille (1 kΩ) et ce directement sur les supports des tubes.
4) Dans le cas des pentodes et tétrodes, des résistances de 50 Ω à 200 Ω doivent être montées en série dans les connexions de « grille-écran » au plus près des supports de tubes.
5) Il est parfois nécessaire de confectionner une bobine de deux à trois spires de fil de forte section, montée en série dans le circuit d'anode.
Comme vous le voyez, la mise en parallèle des tubes de puissance n'est pas la solution idéale. C'est pourquoi l'on a remis au goût du jour, dans les années 30, le montage dit « push-pull ». Lequel avait été inventé en 1910 par Harold Gerdien, expérimenté en 1913 par Langmuir et Alexanderson et abandonné dans un tiroir pendant plus d'une décennie...

LE MONTAGE DIT « PUSH-PULL »

C'est le montage « pousse-tire », comme disent les Québecois.
L'expression est imagée, mais ne repré-

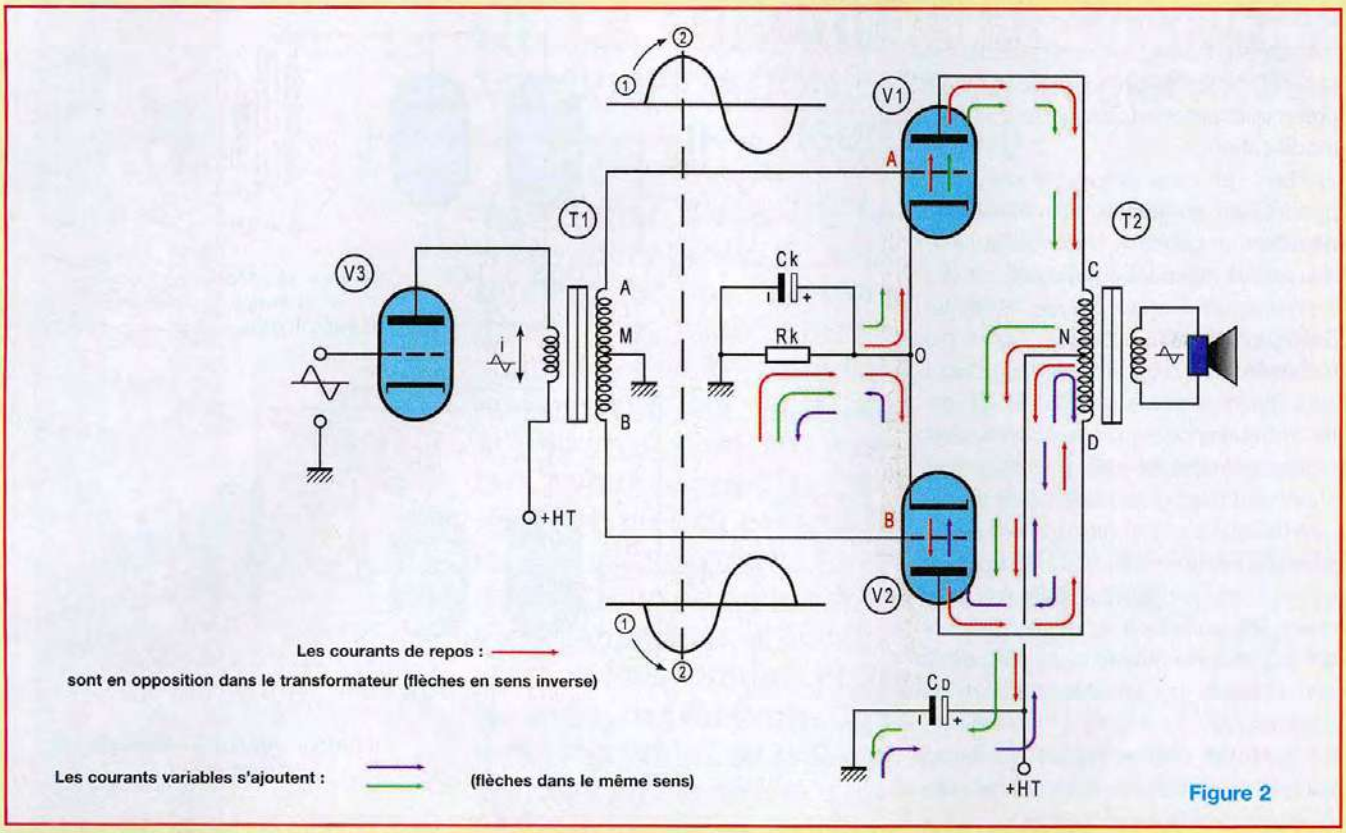


Figure 2

sente pas exactement la réalité du fonctionnement, pas plus que l'expression anglaise d'ailleurs ! Mais le pli est pris ! On appelle ce montage « push-pull », alors ne soyons pas plus royalistes que le roi et appelons-le nous aussi « push-pull », comme tout le monde.

Avant toute chose, il convient de préciser que, bien que ce type de montage soit toujours identique dans sa structure, son fonctionnement dépendra essentiellement de la classe d'amplification choisie (A, AB1, AB2, B ou B2), donc de la polarisation choisie pour les grilles de « commande » (que nous allons étudier en détail) et de la valeur de la charge (transformateur de sortie) qui sera différente **pour chaque classe d'amplification**.

Dire qu'un push-pull en classe A sonne mieux qu'un push-pull en classe AB est complètement aberrant et n'a aucun sens ! Tout dépendra de la **parfaite maîtrise** de la conception des circuits **et surtout de la charge**. C'est ce que nous allons étudier ici, en gardant toujours à l'esprit que notre étude est destinée essentiellement à la reproduction sonore, ce qui nous amène souvent à dévier du chemin bien tracé de l'électronique générale.

Pour simplifier et définir les caractéristiques générales de ce type de montage, nous allons tout d'abord étudier le montage push-pull de deux triodes de puissance **fonctionnant en classe A**, c'est-à-dire dans la partie quasi rectiligne de la caractéristique de transfert (voir cours n°21).

Reportez-vous à la **figure 2**. Il nous faut tout d'abord parler du transformateur T1. C'est le transformateur dit « inverseur de phase ». Nous verrons plus tard que ce transformateur est, dans neuf cas sur dix, remplacé par un inverseur de phase « électronique ». Toutefois, pour la simplicité de la démonstration, nous conserverons le transformateur. Celui-ci a un point milieu M, les deux sections d'enroulement MA et MB sont égales. Le courant i, sinusoïdal alternatif, produit par le tube V3 traversant le primaire de T1, va induire au secondaire deux tensions entre MA et MB **en opposition de phase** (décalées de 180°). En clair, lorsque la tension montera en A, elle descendra en B et vice-versa.

Ces deux tensions en opposition de phase vont être appliquées aux grilles de « commande » des tubes de puissance V1 et V2 montés « tête-bêche ». C'est ce qui a donné naissance au terme « push-pull ».

Les grilles de V1 et V2 sont donc réunies à la masse (potentiel zéro) à travers l'enroulement du transformateur T1. Comme nous sommes en classe A, donc qu'il n'y a pas de courant de grille, la résistance de l'enroulement de T1 (qui est de toutes façons très petite) n'a aucune importance.

Les tubes V1 et V2 vont donc être attaqués en opposition de phase par **les tensions** entre A et la masse et B et la masse. Et la polarisation ? Il nous faut tout d'abord aller voir le transformateur de sortie T2. Lui aussi a un point milieu N situé à la moitié de l'enroulement primaire. Ce point N va être relié à l'alimentation haute tension du montage (+HT). Les anodes de V1 et V2 vont donc être reliées à la haute tension **à travers T2**. Les cathodes des tubes V1 et V2 sont réunies en O. Entre O et la masse du montage (-HT), on a placé une résistance Rk.

Vous l'avez reconnue, c'est la résistance de polarisation automatique et comme nous sommes de bons petits élèves, nous nous sommes empressés d'installer un condensateur de découplage Ck en parallèle sur cette résistance. Nous verrons plus loin qu'**en classe A, ce condensateur est inutile**, mais n'allons pas trop vite.

Voyons maintenant ce qui se passe en **courant continu**. En partant du –HT, donc de la masse, un courant va traverser Rk (flèche rouge), puis va se scinder en deux pour traverser V1 et V2. Je vous rappelle, à ce sujet, qu'en électronique à tubes, on suit le sens **réel** du courant, du (-) vers le (+), correspondant au déplacement des électrons. Le courant traverse V1, passe à travers l'enroulement primaire de T2, de C à N et rejoint le +HT. Du côté V2, le courant le traverse, passe à travers l'autre moitié de T2 de D à N et rejoint le +HT. Ce double trajet du courant continu dans le transformateur T2 est **l'avantage capital** du fonctionnement en « push-pull ». En effet, les courants entre C/N et D/N **circulent en sens inverse** dans chaque moitié de l'enroulement primaire de T2. Le courant C/N a tendance à produire un champ magnétique, mais le courant D/N a, lui, tendance à produire un champ opposé. Les effets s'annulant, **le champ magnétique résultant est nul.** En clair, les courants dans V1 et V2 étant égaux, le courant total qui circule dans le circuit **ne produit aucune magnétisation du circuit magnétique**. Il n'y a donc pas de danger de saturation du circuit, quel que soit le courant continu qui traverse V1 et V2. **On élimine par conséquent cet inconvénient majeur qui affectait les montages monotubes.**

La résistance Rk de polarisation automatique est parcourue par la somme des courants traversant V1 et V2. **Sa valeur doit donc être moitié** de celle que vous aviez calculée pour un fonctionnement en monotube.

Tout ce que nous venons d'étudier concerne le fonctionnement au point de repos des tubes en courant continu. Faisons maintenant fonctionner notre montage.

LE FONCTIONNEMENT DU PUSH-PULL, CLASSE A, EN ALTERNATIF

N'oubliez pas, qu'en alternatif, le point **+HT est à la masse** par le condensateur CD dit de filtrage. C'est la clé de la compréhension du fonctionnement en alternatif de tous les circuits électroniques (lire nos précédents cours).

Activons notre circuit en appliquant une tension alternative sur la grille du tube V3. Comme nous l'avons vu précédemment, nous recueillerons deux tensions alternatives en opposition de phase en A et B. Voyons ce qui se passe dans le tube V1 lorsque la tension passe de (1) à (2) sur la sinusoïde. La grille de V1 devenant plus positive, le courant augmente dans le tube et suit le trajet suivant : -HT/Rk/Tube V1/C/N/-HT.

Ceci est représenté sur la figure 2 par les flèches vertes.

Voyons maintenant ce qui se passe dans le tube V2. La tension alternative en B étant en opposition de phase avec la tension en A de (1) à (2), en A la tension augmente alors que de (1) à (2), en B elle diminue. La grille de V2 devient donc plus négative, le sens du courant dans V2 diminue dans le tube (flèches bleues).

Or, regardez le sens des flèches dans le transformateur de sortie : entre C et D, les flèches vertes et bleues **vont dans le même sens.** Cela signifie que **les courants variables de V1 et V2 s'ajoutent dans l'enroulement du transformateur,** car ils circulent dans la même direction. Les champs magnétiques induits par ces courants (V1 dans C/N, V2 dans N/D) vont donc s'ajouter et, comme le flux est doublé, la puissance recueillie au secondaire **sera pratiquement le double de celle produite par un monotube**.

Deuxième observation : si vous regardez le sens des flèches vertes et bleues dans la résistance Rk, vous constaterez que le courant variable circule **en sens opposé** dans la résistance de polarisation. Leur effet **s'annule** dans la résistance. Aucune tension alternative n'apparaîtra au point O, seul le courant de repos fixera la tension de polarisation à ce point. C'est pour cette raison que le condensateur Ck est inutile **dans le cas d'un push-pull en classe A**, à condition évidemment que les tubes V1 et V2 **soient rigoureusement identiques**. Nous verrons plus loin les problèmes posés par des tubes non appareillés.

LES AUTRES AVANTAGES DU PUSH-PULL EN CLASSE A

Le premier avantage du push-pull, et non des moindres, est que **toute perturbation en phase** qui peut affecter les tubes V1 et V2 est impitoyablement éliminée par le transformateur de sortie. Je m'explique. Supposons que le filtrage de la haute tension soit médiocre. Le ronflement à 50 Hz ou 100 Hz, qui serait insupportable dans le cas d'un monotube, va purement et simplement être annulé dans le cas du push-pull. Pourquoi ? Tout simplement parce que cette tension variable, résidu de filtrage, va être injectée au point N de la figure 2. Tout comme le faisait le courant continu de repos, le courant induit va circuler en sens opposé dans les deux demi-enroulements, donc le champ magnétique résultant sera nul... Exit le ronflement !

Il en sera de même de **toute perturbation en phase** affectant le circuit (ronflement induit par la tension des filaments, certains bruits parasites, etc.).

Ceci n'est valable qu'à la condition suivante : le débit des tubes V1 et V2, ainsi que leurs caractéristiques de base, doivent être rigoureusement identiques, sinon équilibrés.

Pour l'anecdote, si votre amplificateur push-pull ronfle, ne vous précipitez pas sur l'alimentation, vérifiez plutôt les tubes de puissance.

En outre, si l'ampli comporte un réglage d'équilibre du courant dans les tubes V1 et V2 (ce que nous étudierons par la suite), essayez d'équilibrer les courants de repos. Si les tubes sont en bonnes conditions, **les ronflements disparaîtront.**

Deuxième avantage du push-pull : l'annulation des harmoniques **d'ordre pair**.

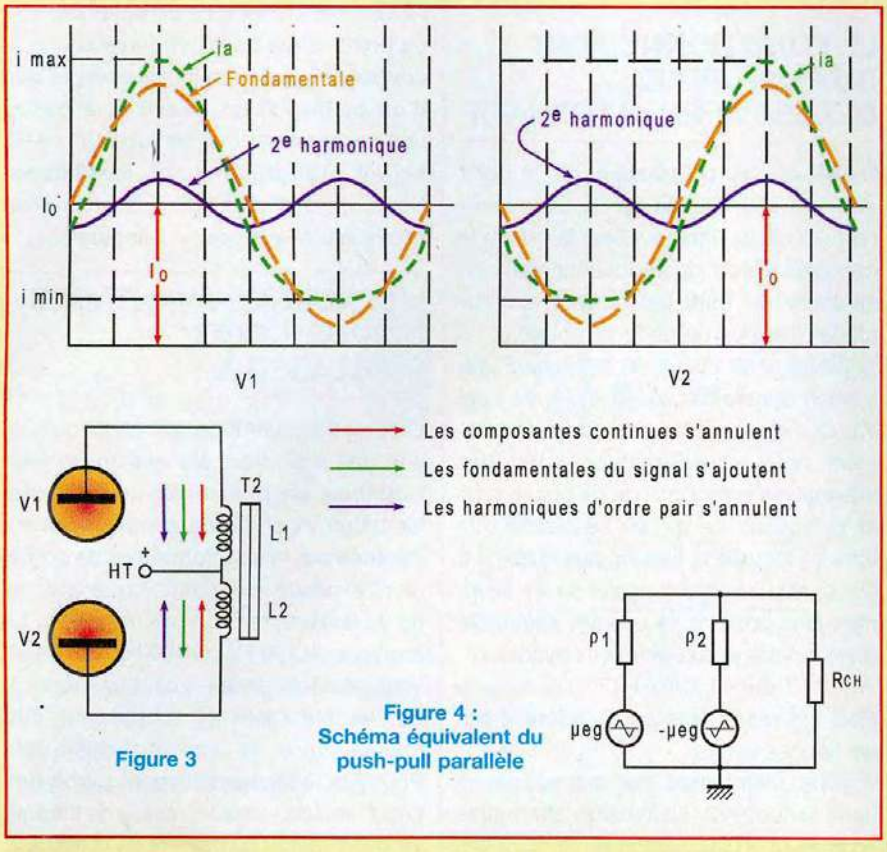


Figure 3

Figure 4 : Schéma équivalent du push-pull parallèle

Il rend ce montage imbattable en terme de distorsion en utilisant des triodes de puissance ou des tétrodes à faisceau dirigé. Ces deux types de tubes génèrent, en effet, une majorité d'harmoniques pairs, contrairement aux pentodes dont les harmoniques impairs sont dominants.

Si vous vous reportez au cours n°19 (*Electronique pratique* n°300), vous vous souviendrez que la forme de la courbe de transfert dynamique d'une triode (et d'une tétrode à faisceau dirigé) sur-amplifie une sinusoïde dans la partie montante de la sinusoïde et la sous-amplifie dans sa partie descendante, ceci étant dû à la courbure paraboloïde de la caractéristique.

Nous avons reproduit (**figure 3**) un cycle sinusoïdal de courant, tel qu'il est traité par le tube V1 et le tube V2 (signal en opposition de phase) montés en push-pull et polarisés en classe A. Que constate-t-on ? En dehors du fait que les deux sinusoïdes sont déformées comme prévu **mais en opposition de phase**, l'harmonique 2 (dominant) qui prend obligatoirement naissance dans les deux tubes **est, lui, en phase**.

Or, comme nous l'avons vu précédemment, **tout signal en phase** s'annule dans le transformateur de sortie. Ce sera le cas pour toutes les distorsions d'ordre pair (H2, H4, H6, etc.) qui seront annulées de la même façon.

Malheureusement, si le signal comporte des distorsions d'ordre impair, ce qui est le cas lorsque l'on arrive à saturation, ces dernières ne seront pas annulées car en opposition de phase... Personne n'est parfait !

En résumé
Un push-pull classe A

- **Délivre le double de la puissance d'un simple étage et ce pour un taux de distorsion bien plus faible.**
- **Utilise un transformateur de sortie moins imposant à puissance doublée car le circuit magnétique ne se sature pas (bonne réponse dans les basses fréquences).**
- **Bien équilibré, il est très silencieux car insensible aux résidus de filtrage et aux ronflements divers.**

ET L'IMPÉDANCE DE LA CHARGE ?

Que devient la charge, donc l'impédance du transformateur **en classe A** (attention, uniquement en classe A, nous verrons qu'en classe AB et B, le problème est très différent) ?

En classe A, on considère que les deux tubes V1 et V2 sont deux générateurs **fonctionnant en parallèle**. Le schéma équivalent du « push-pull parallèle » est représenté **figure 4**.

Ces deux tubes fonctionnent bien en parallèle, car à tout instant les courants variables **s'ajoutent dans le transformateur** (flèches bleues et vertes sur la figure 2). Or, lorsque deux générateurs fonctionnent en parallèle, **leur résistance interne est divisée par deux.**

En fonctionnement, il convient donc de considérer le push-pull classe A comme un tube de type nouveau de **résistance interne moitié moins grande**. La charge par tube sera donc divisée par deux.

L'impédance de charge totale dite « plaque à plaque » (de C à D sur la figure 2) sera égale à l'impédance de charge que vous aviez déterminée pour un tube unique **fonctionnant en classe A.**

Pour exemple, nous avions déterminé, pour un tube 300B Western, une impédance de charge optimale de 4 000 Ω/sous 8 Ω. En push-pull, l'impédance totale du transformateur « plaque à plaque » **sera aussi de 4 000** Ω. Nous avions fixé le point de repos en classe A monotube à : haute tension 300 volts, – Vg = 60 volts, Irepos = 65 mA

En push-pull, la haute tension appliquée au point N sera aussi de 300 volts. **Mais** le courant fourni au repos par la source de haute tension sera de :

65 mA x 2 = 130 mA

Et la résistance de polarisation Rk qui était de 923 Ω sera de :

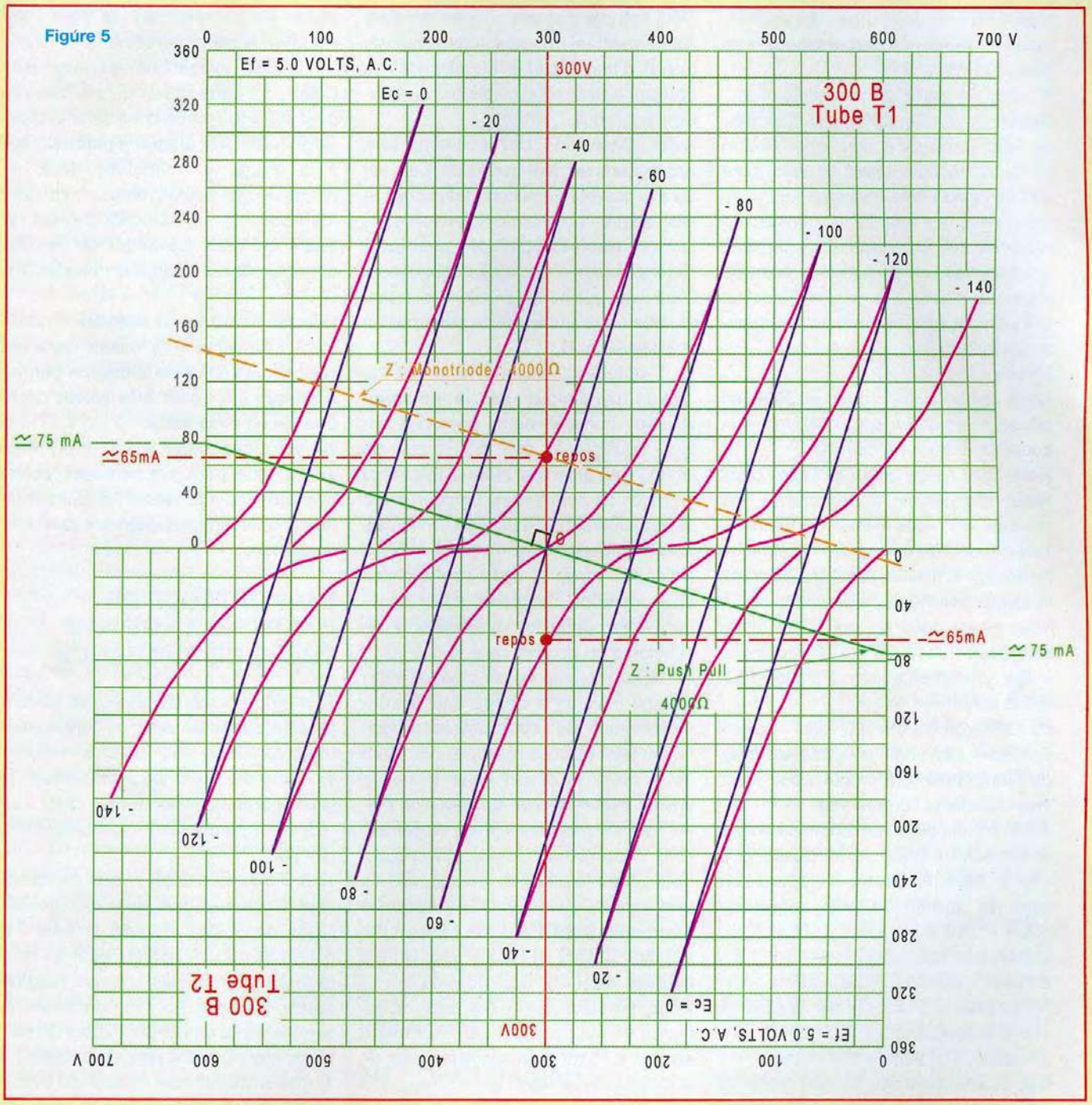
923/2 ≅ 460 Ω

Soit la moitié, car parcourue par un courant de 130 mA au lieu de 65 mA, pour obtenir la même tension de polarisation.

Mais attention, la puissance qui sera dissipée dans la résistance sera de :

$P(w) = R.I^2 = 460 \times 0{,}130^2 = 7{,}7$ W

Figure 5



Vous choisirez une résistance de 10 W pour être tranquille.

La puissance obtenue dans la charge atteindra environ 12 W, au lieu de la puissance de 6 W que vous obteniez en monotube.

Donc la méthode la plus simple pour définir la charge en push-pull **classe A** consiste tout d'abord à tracer la droite de charge pour un seul tube comme défini le mois dernier (cours n°22), ainsi que le point de fonctionnement au repos. Ensuite, il faut considérer **la même charge « plaque à plaque »** dans le cas du push-pull en conservant la même haute tension et le même point de repos.

À ce stade du raisonnement, j'entends au loin les puristes marmonner ou ricaner, au choix ! Il existe, bien entendu, d'autres méthodes plus « scientifiques » pour définir la charge dynamique du tube, notamment la méthode graphique (la plus simple). Nous l'avons reproduite **figure 5**. Elle consiste, dans un premier temps, à reproduire **deux fois** les courbes Ia = fUa à Ug = Cte des tubes de puissance utilisés (ici la 300B).

On va placer ces courbes tête-bêche (comme le push-pull) en faisant **coïncider le point de haute tension choisi** (ici 300 volts). Vous pouvez constater qu'à ce point, la courbe – 80 volts du

tube V1 match la courbe – 80 volts du tube V2. Tracez une **perpendiculaire** au point 300 volts.

Et voici le point le plus important : lorsque nous avions étudié la monotriode 300B en classe A, nous avions fixé le point de fonctionnement au repos pour 300 volts de haute tension à –60 volts grille de « commande », courant de repos 65 mA (voir cours n°22). Je vous rappelle que l'on peut fixer le point de repos en classe A pour une triode (et uniquement pour une triode), en appliquant la formule :

I repos = 0,8 Ua/μ

Nous avions trouvé, pour la 300B en classe A alimentée sous 300 volts, un courant de repos de 65 mA.

Notre ligne rouge coupe pour les deux tubes montés « tête-bêche » les courbes - 60 volts à environ « 65 mA ». Tout dépend de la précision graphique du dessin. N'hésitez pas à travailler sur du papier millimétré de grande taille.

Nous avons donc les points de repos des deux tubes T1 et T2 (pointillé rouge). L'écart de tension entre les deux grilles sera donc de :

60 volts + 60 volts = 120 volts

Cet écart sera maintenu **tout au long du fonctionnement** en push-pull. Il est important de le comprendre.

À titre d'exemple si, en fonctionnement, la tension de grille de T1 descend à –80 V, T2 fonctionnant en opposition verra sa tension de grille passer de –60 V à – 40 V.

L'écart sera toujours de :

80 volts + 40 volts = 120 volts

À l'inverse, si T1 monte par exemple à –20 V, T2 descendra à – 100 V.

20 volts + 100 volts = 120 volts

Cet écart constant de 120 volts va nous permettre de tracer le **nouveau** réseau de caractéristiques, synthèse du fonctionnement des deux tubes en push-pull, en traçant les tangentes aux courbes opposées (60/60, 80/40, 100/20, etc.) (droites bleues sur la figure). Si vous vouliez être hyper précis (ce qui, entre nous, ne servirait pas à grand chose), ce ne sont pas des droites qu'il faudrait tracer mais une série de courbes qui suivraient les tensions et courants opposés. Vous vous rendriez alors compte que ces courbes seraient légèrement en « S », caractéristique du résidu d'harmoniques **impairs** qui ne peuvent pas êtres éliminés par le montage push-pull.

Autre observation, ces droites ne sont pas rigoureusement parallèles. Cela est dû à la courbure des caractéristiques et représentatif des harmoniques pairs, ils seront éliminés par le push-pull. Retenez bien ce mode de construction, c'est celui que nous utiliserons plus tard lorsque nous étudierons le push-pull en classes AB et B.

Et maintenant, plaçons la droite de charge dynamique sur le **nouveau réseau.** Lorsque notre push-pull est bien équilibré et qu'il n'y a pas de signal, **par principe même**, la charge (transfos de sortie) n'est parcourue par **aucun** courant alternatif (ou musical). C'est uniquement à l'instant où les grilles des tubes T1 et T2 sont excitées **en opposition de phase** qu'un déséquilibre en opposition va entraîner la circulation d'un courant dans la charge.

Au repos, comme aucun courant alternatif ne traverse la charge, sauf le courant continu de repos qui ne produit aucun effet (flèches rouges sur la figure 2), le point de départ de la droite de charge dynamique du push-pull se placera à « zéro courant », donc au point O (300 V) du réseau de caractéristiques.

Pour placer la droite de charge, rien de plus simple, il vous suffit de **tracer la perpendiculaire** à la droite passant par le point O (300 V), droite joignant les courbes Ug (T1 et T2) – 60 volts.

Cette perpendiculaire (en vert sur la figure) va couper l'axe des courants à environ ± 75 mA. Calculons la valeur de la charge dynamique :

$$Z\,(\Omega) = \frac{U}{I} = \frac{300}{0{,}075} = 4\,000\ \Omega/P\ a\ P$$

Cela correspond, bien évidemment, à la valeur de la charge que nous avions définie pour le fonctionnement en monotube au point de fonctionnement choisi. Il est d'ailleurs intéressant de reporter sur la figure le tracé de la droite de charge tel que nous l'avions défini pour notre 300B en monotube (cours n°22). Cette droite de charge en monotriode (en pointillés sur la figure) est **rigoureusement parallèle** à la droite de charge dynamique en push-pull. C'est pour cette raison qu'en classe A, il est aussi simple de considérer la charge en push-pull, **plaque à plaque** égale à la charge en monotube. Mais au risque de me répéter, retenez bien cette méthode de construction, **c'est la seule** qui nous permettra de calculer correctement la charge en classes AB et B.

Pour les **pentodes et tétrodes** en classe A (uniquement) la même règle est valable : **la valeur de la charge plaque à plaque est égale à la valeur de la charge en monotube.**

On verra cependant, dans le prochain article, que pour les pentodes et les tétrodes, seule la classe AB permet un fonctionnement pratiquement sans distorsion.

L'IMPORTANCE DE L'APPAREILLAGE DES TUBES DE PUISSANCE

Tout ce que nous avons étudié jusqu'à présent suppose, pour un fonctionnement parfait du push-pull, sans distorsion d'ordre pair, sans ronflement ni bruit parasite, des tubes dont, au moins, le débit soit rigoureusement identique.

Tout d'abord, le débit : vous comprendrez facilement que si le courant de repos dans, par exemple le tube T1, n'est pas rigoureusement égal au courant du tube T2, les champs magnétiques générés par les deux demi-enroulements du transformateur de sortie **ne s'annuleront pas.** Résultats :

1) Transmission non linéaire du signal par le transformateur, surtout vers les fortes puissances.

2) Production d'harmoniques impairs.

3) Non annulation des ronflements parasites.

Les constructeurs de transformateurs tiennent en général compte d'un léger déséquilibre en courant des deux moitiés du push-pull (norme ± 10 %) en ménageant un entrefer dans le circuit magnétique.

Cela dit, il est difficile de réaliser deux

enroulements rigoureusement identiques, de même trouver deux tubes en tous points identiques en pente, coefficient d'amplification et résistance interne s'apparente au parcours du combattant ! Alors, tentons au moins de rendre les débits identiques.

En figure 6, nous avons représenté les deux méthodes d'équilibrage couramment utilisées. En figure 6a, il s'agit d'une polarisation automatique, le potentiomètre P, qui ne doit pas excéder le 1/10e de la valeur de Rk, va permettre un léger ajustement de la polarisation en fonction de la position du curseur. Vers V1, on diminuera la valeur globale de la résistance de cathode, la polarisation va diminuer, alors que la résistance série dans V2 augmente, la polarisation va augmenter, et vice-versa.

En **figure 6b**, il s'agit d'un réglage de polarisation. Lorsqu'on dispose d'une source de tension négative, les réglages de P1 et P2 permettent un réglage fin de la polarisation. Mais attention, quel que soit le système de polarisation adopté, il faut impérativement que les tubes utilisés pour un push-pull n'accusent pas « naturellement » une différence de débit de ± 10 %.

À ce sujet, il est impératif que les tubes soient testés à **leur débit maximum**, après un minimum de cinquante heures de vieillissement. C'est malheureusement et rarement le cas lorsque vous achetez des tubes soit disant « appairés » chez le marchand de tubes du coin !

Pour équilibrer le débit des tubes, voici quelques trucs simples :

1) Réglez la tension de polarisation sur un des tubes à sa valeur optimale.

2) Connectez aux bornes du primaire du transformateur de sortie un voltmètre continu (entre C et D, figure 2).

3) Agir sur le réglage de polarisation jusqu'à ce que la tension entre les points C et D soit nulle (n'exagérons rien, une différence de quelques millivolts est tolérable).

Si vous n'y arrivez pas, changez de tubes ! Les vôtres sont trop déséquilibrés en débit.

Une grande différence de débit signifie que les constantes des tubes (pente, résistance interne, coefficient d'amplification) sont loin d'être des constantes ! Dans ce cas, à tension d'excitation identique, un tube « tirera plus » que l'autre ne « poussera »... si j'ose m'exprimer ainsi !

Le résultat ? Une forte augmentation des distorsions d'ordre pair qui ne seront pas complètement annulées dans le transformateur de sortie avec, en prime, une apparition des harmoniques impairs et des distorsions dites « d'intermodulation ».

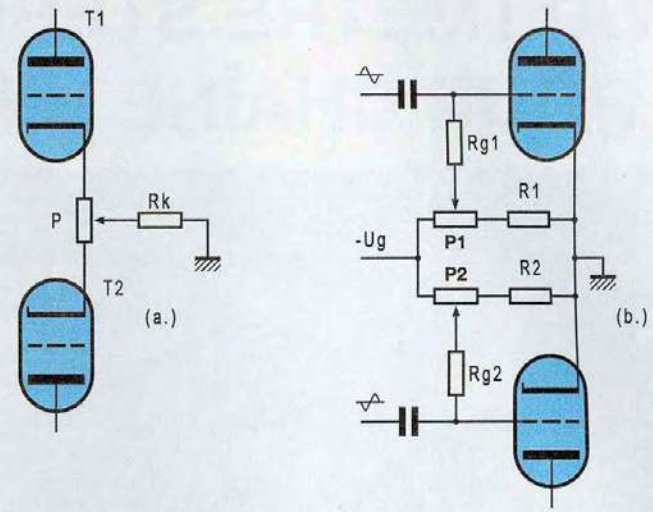


Figure 6 : Deux façons de régler et équilibrer la polarisation de T1 et T2
en a : polarisation automatique
en b : polarisation fixe avec tension négative

EN CONCLUSION

Le push-pull en classe A offre beaucoup d'avantages par rapport au « monotube ». Il présente cependant des inconvénients non négligeables, en particulier :

1) Le rendement est faible, de l'ordre de 25 %, car les deux tubes fonctionnent à leur courant maximum pendant toute la durée du cycle.

2) Une usure rapide des tubes, pour la même raison. Par exemple, deux triodes 300B en push-pull **classe A** ont une durée de vie maximale de l'ordre de 1 500 heures (on verra qu'en classes AB ou B, cette durée de vie peut être doublée, voire triplée).

3) La puissance maximale ne peut excéder deux fois la puissance fournie par un monotube utilisé aux mêmes points de fonctionnement.

Or, l'avantage majeur du push-pull étant d'annuler les distorsions d'ordre pair, nous verrons, dans notre prochain numéro, que le fonctionnement idéal du push-pull ne se situe pas, contrairement à la légende, en classe A mais en classe AB. L'étude du push-pull classe A présente néanmoins l'avantage majeur de faire comprendre le principe général de cet extraordinaire montage.

À bientôt

R. Bassi

Les 11 premiers cours « Et si on parlait tubes... » en CD-Rom

France : 25 € Union européenne 25 € + 2 € frais de port

Transoceanic 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE »

(SUITE - IV)

Vous vous êtes inspiré de notre précédent cours paru dans *Electronique Pratique* n°304 et vous avez réalisé un montage d'essais « push-pull » avec deux 300B. Les résultats sont bons... Bien que, malgré les 10 watts de puissance efficace que vous tirez de votre montage, une certaine coloration, pas désagréable mais évidente, se manifeste lorsque vous baissez le volume. Attention, je dis bien, « coloration » et non « distorsion ».

Comme vous possédez un distorsiomètre et qu'un ami vous a prêté un analyseur de spectre, ce qui est encore mieux, le taux de distorsion que vous mesurez est de l'ordre de 4,5 %. Mais quelle surprise ! Sur l'analyseur de spectre, vous constatez bien que, si les harmoniques pairs (H2, H4, etc.) ont pratiquement disparu (ce qui est normal puisque telle est la caractéristique principale du push-pull), la distorsion produite est essentiellement due aux harmoniques impairs (H3, H5, etc.) La cause ? Vous êtes en classe A ! Ce qu'il vaut mieux éviter en utilisant des tubes en push-pull.

CLASSE A OR NOT CLASSE A

En mono tube, la question ne se posait même pas, la classe A était obligatoire. Les 5 % de distorsion que vous releviez étaient essentiellement constitués d'harmoniques pairs, ce qui rendait le son des 300B utilisées en mono tube relativement agréable.

Mais pourquoi donc s'entêter à vouloir créer des push-pull à tubes en classe A ? Tout cela est de la faute aux transistors ! Je dirais même plus, à la paléo-électronique à transistors, puisque aujourd'hui, avec les transistors de puissance modernes, ces problèmes sont bel et bien réglés.

Il nous faut donc revenir en arrière, dans les années 70. Les transistors de puissance de l'époque avaient une fâcheuse manie : la température de la jonction swinguait au rythme de la modulation ! Or, un transistor qui voit sa température varier, voit aussi varier toutes ses caractéristiques ! Ce qui est très ennuyeux pour « faire » de la musique !

Cette source de distorsion très particulière, qui a donné naissance au « son transistor » de mauvaise réputation, a d'ailleurs été la cause principale de la renaissance des tubes en audio dans les années 80.

Pour corriger ce phénomène, certains constructeurs eurent l'idée suivante : puisque les variations de température sont la cause de nos ennuis, faisons chauffer nos transistors à la limite de la congestion. Ainsi, l'inertie calorifique sera telle qu'on ne risquera plus les micro-variations dues au signal audio ! Ce qui fut fait et c'est ainsi que naquit le push-pull classe A à transistors.

Comme vous le savez, en classe A (tubes ou transistors), le courant de repos est à son maximum en l'absence de modulation, d'où le côté grille-pain des amplificateurs classe A à transistors et l'usure ultra-rapide des tubes montés de cette manière.

Quand les tubes redevinrent à la mode, forts de la réputation de musicalité des amplis à transistors en classe A, les concepteurs d'amplis à tubes, ayant oublié comment ceux-là se comportaient, « balancèrent » de la « classe A » en veux-tu, en voilà. Le public, qui avait été conditionné par la classe " A " à transistors, suivit les yeux fermés ! Et c'est ainsi que le classe A à tubes devint un symbole de qualité... alors que c'est

exactement l'inverse ! Nous allons voir pourquoi.

Pour clore cet aparté, précisons ici que les transistors de puissance destinés à l'audio ont depuis longtemps perdu leurs défauts de jeunesse. Fabriquer de la classe A de puissance à transistors, de nos jours, est un non-sens... Mais que voulez-vous y faire ? Pour l'instant, nous nous occupons des tubes, nous verrons plus tard pour les transistors !

QUE SE PASSE-T-IL EN RÉALITÉ ?

Pour comprendre, il faut vous reporter à la figure 5 du précédent cours. Nous avons placé tête-bêche (« push-pull ») les caractéristiques statiques des tubes V1 et V2, en ayant fixé une haute tension de 300 volts. Je ne reviendrai pas sur le mode de construction, nous l'avons longuement étudié précédemment. En réalité, nous nous étions bornés à reprendre les caractéristiques de charge que nous avions déterminées lors de l'étude de la 300B montée en « mono triode » : Z charge 4000 Ω, point de repos à 65 mA pour une polarisation de grille de – 60 volts.

Ceci était destiné à bien vous faire comprendre le push-pull en classe A et à vous démontrer que l'on « tirait » le double de puissance avec ce montage par rapport au mono tube, ce sans distorsion d'ordre pair (H2, H4, H6, etc.)

Pour comprendre cette présence détestable d'harmoniques impairs en push-pull classe A, il nous faut passer par le tracé des courbes de transfert des tubes T1 et T2 et tracer la courbe de transfert « dynamique » extraite du nouveau réseau de caractéristiques composées (droites en bleu sur la figure 5 du cours n°23 publié dans *Electronique Pratique* n°304, page 59).

Tout d'abord, nous allons tracer les deux courbes de transfert « mono tube » de V1 et V2.

On relève pour V1 (charge 4 000 Ω) :

Ec = 0 Ia = 120 mA
Ec = - 20 Ia = 100 mA
Ec = - 40 Ia = 80 mA`
Ec = - 60 Ia = 65 mA (point de repos)
Ec = - 80 Ia = 50 mA

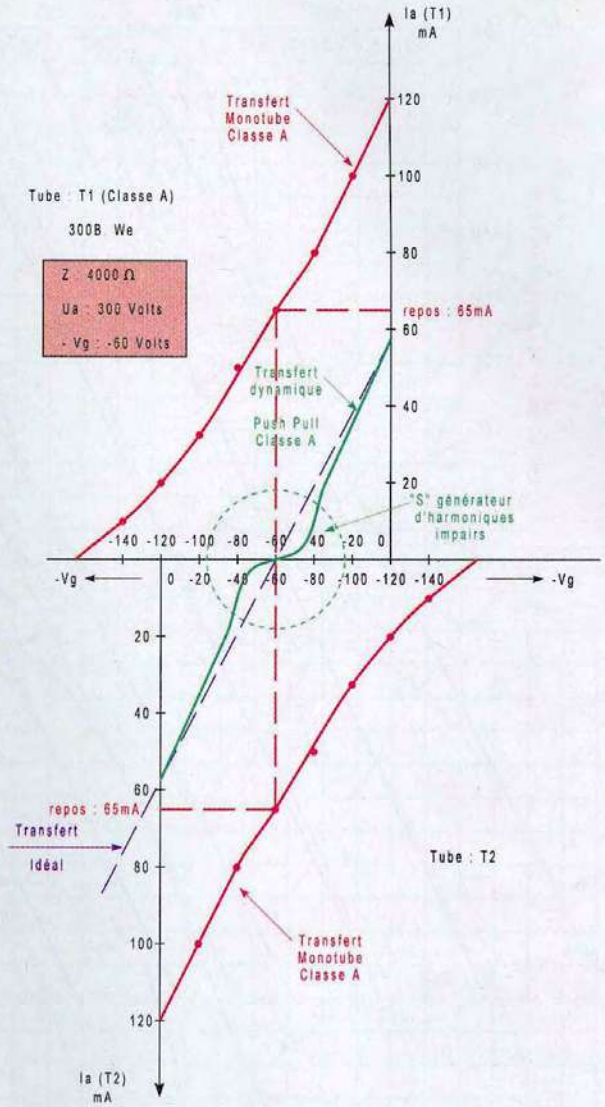


Figure 1 : La courbe verte de transfert dynamique représente le courant modulé qui traverse effectivement le transformateur lorsque le push-pull fonctionne

Ec = - 100 Ia = 35 mA
Ec = - 120 Ia = 20 mA
Ec = - 140 Ia = 10 mA

Pour V2, nous avons rigoureusement les mêmes points de fonctionnement, mais à l'opposé parfait, car nous fonctionnons en push-pull. C'est pour cette raison que nous allons tracer ces deux courbes inversées, comme nous l'avions effectué pour le réseau Ia = f(Ua) à Vg = constante.

Sur la figure 5 du précédent cours, nous avions fait coïncider la tension de 300 volts des deux réseaux afin de placer les deux points de repos sur la perpendiculaire à Vg = - 60 volts et Ia = 65 mA. Ici, il s'agit de courbes de transfert, la haute tension n'apparaît pas, seules les tensions négatives de grille et les courants sont représentés.

Quel va donc être le point de coïncidence ? Réponse : c'est le point **unique** ou en fonctionnement push-pull, le courant est rigoureusement identique dans les deux tubes. C'est donc le point de repos correspondant à Vg = - 60 volts (Ia = 65 mA). Comme une bonne figure vaut mieux qu'un long discours, repor-

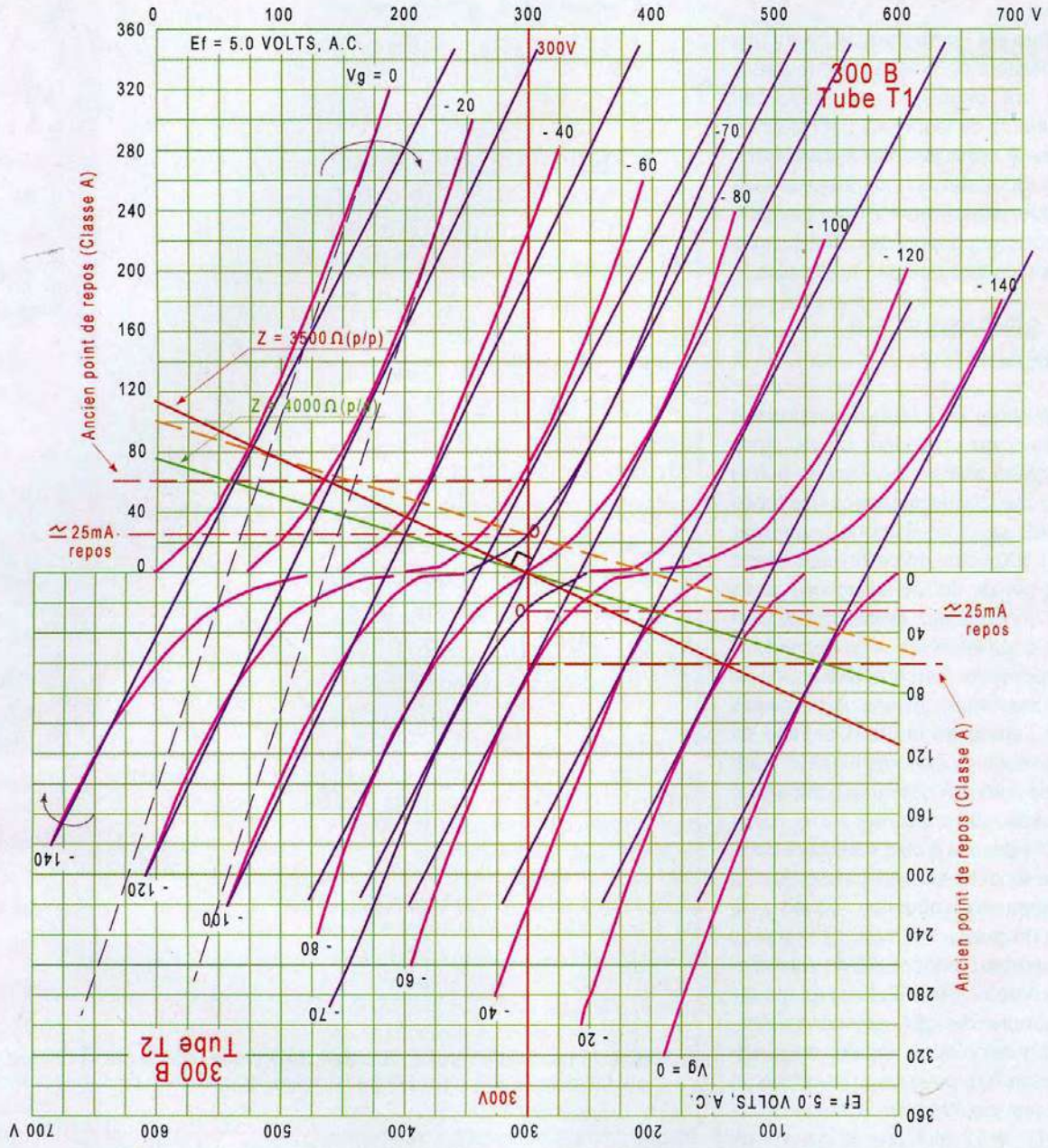


Figure 2 : Lorsque l'on passe en classe AB1, sans changer la haute tension ni la charge (ici HT : 300 V, Ec = - 70 volts, Z = 4 000 Ω plaque à plaque), l'écart à conserver tout au long du réseau est de 70 + 70 = 140 volts. L'ensemble des caractéristiques composites bascule vers la droite (courbes bleues) par rapport aux anciennes caractéristiques composites (pointillés bleus) en classe A qui respectaient un écart de 60 + 60 = 120 volts car la tension de polarisation au repos était de - 60 volts. La courbe de transfert se redresse (figure 3). En traçant la droite de charge idéale, perpendiculaire à la composite - 70 volts, la courbe de transfert devient pratiquement une droite (très faible taux de distorsion, figure 4).

tez-vous à la **figure 1**. Vous reconnaissez les deux courbes de transfert « mono triode » disposées « tête-bêche ». En haut, se trouve celle correspondant à V1, en bas la courbe correspondant à V2. Nous avons fait glisser la courbe du bas (V2) vers la droite afin de faire coïncider la tension de – 60 volts. On coupe, bien entendu, les courbes au point de repos 65 mA. C'est bien joli tout cela, mais à quoi cela sert-il ? Pour l'instant, à pas grand-chose ! Mais vous verrez plus loin que ces deux courbes vont nous être « bougrement » utiles ! Tout d'abord, faisons fonctionner nos deux tubes « pour de vrai » !

LA CARACTÉRISTIQUE DE TRANSFERT DYNAMIQUE RÉELLE DU MONTAGE

Au point de repos, comme vous le savez, aucun courant modulé ne traverse le transformateur, seuls les courants

de repos « continus » traversent ce dernier en sens opposé (voir cours n°23). C'est l'avantage majeur du « push-pull ». C'est pour cette raison que la droite de charge du push-pull (en vert sur la figure 5 du cours n°23) passe par zéro au point 300 volts. Cette droite verte coupe les nouvelles caractéristiques composites Ia = f(Vg) (en bleu, figure 5 du cours n°23). Nous allons donc pouvoir tracer la caractéristique de transfert réelle de notre push-pull de 300B en classe A.

En relevant les intensités " Ia " correspondant au " swing " de grille V1 et V2, nous enregistrons ainsi le courant modulé qui traverse effectivement le transformateur. Nous obtenons la courbe verte sur la figure 1. Là, horreur !, nous constatons qu'elle comporte un point d'inflexion correspondant à la non-linéarité du système push-pull classe A. La courbe idéale serait une vraie ligne droite passant par le point – 60 volts des deux tubes. Cette courbe en « S », du plus bel effet, est la caractéristique d'une fabrique d'harmoniques impairs qui, comme nous l'avons vu précédemment, ne peuvent pas être éliminés par le montage push-pull.

Vous comprenez aussi que c'est à bas niveau, lors des excursions des grilles V1 et V2 que vous étiez le plus gêné (en plein dans le « S »). Alors que lors des excursions de ± 120 volts, elles étaient relativement « masquées » par l'intensité relative du signal. Habituez-vous à analyser les courbes de transfert dynamiques de vos montages, elles sont riches en informations !

Mais, ce n'est pas tout, il nous faut réagir ! Comment diable rendre cette courbe de transfert la plus droite possible ?

DE LA CLASSE A À LA CLASSE AB1

Sur la **figure 2**, nous avons repris la disposition « tête-bêche » des courbes Ia = f (Va) à Vg = constante, disposées « tête-bêche », le point de coïncidence étant fixé à 300 volts.

En classe A, nous fonctionnions à Vg = - 60 volts et à Ia ≅ 65 mA.

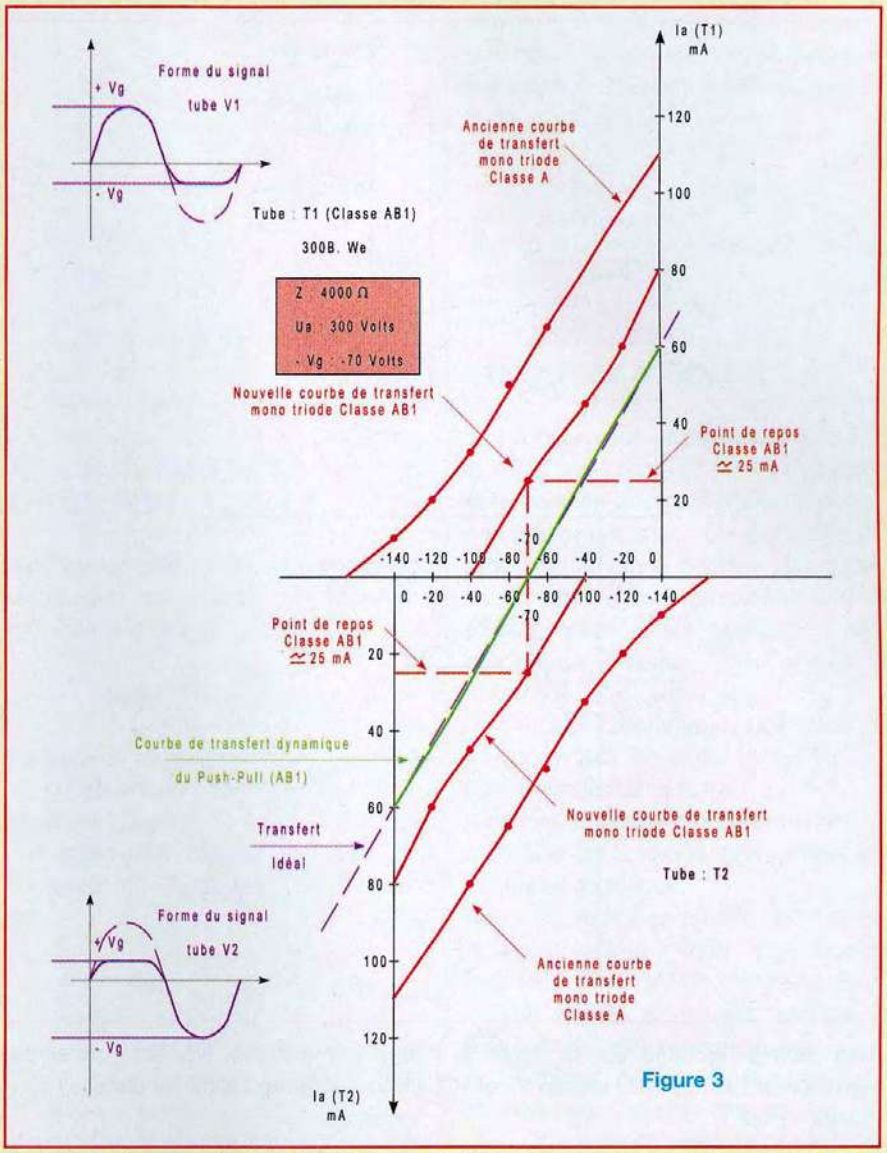


Figure 3

Sans rien changer, ni la tension d'alimentation (300 V), ni la charge (4 000 Ω plaque à plaque), nous allons rendre les grilles de V1 et V2 plus négatives en descendant, par exemple, à – 70 volts. Cette valeur n'existant pas sur le réseau d'origine, nous avons tracé la courbe (en bleu) entre – 60 volts et – 80 volts.

Le nouveau point de repos choisi se situera, comme précédemment, sur la perpendiculaire menée au point Ua = 300 volts. Le courant de repos dans les tubes V1 et V2 aura, bien évidemment, diminué. Il s'établira à environ 25 mA (point 0 en rouge sur la figure 2). J'en profite ici pour vous recommander d'agrandir au maximum les courbes caractéristiques afin d'être le plus précis possible.

Et maintenant, le plus important. Souvenez-vous : pour tracer le réseau de caractéristiques composites du push-pull classe A (figure 5, cours n°23), nous avions tracé les droites tangentes au réseau de chaque tube (droites bleues), en joignant les courbes qui conservaient un écart de :

60 volts + 60 volts = 120 volts

les tubes fonctionnant tête-bêche.

Ici, nous avons choisi une tension négative de repos de – 70 volts.

L'écart à respecter sera donc de :

70 volts + 70 volts = 140 volts

Nous allons donc tracer les tangentes aux courbes conservant cet écart, soit :

Ec = 0 (V1) → Vg = - 140 (V2)
Ec = - 20 (V1) → Vg = - 120 (V2)
Ec = - 40 (V1) → Vg = - 100 (V2),
etc.

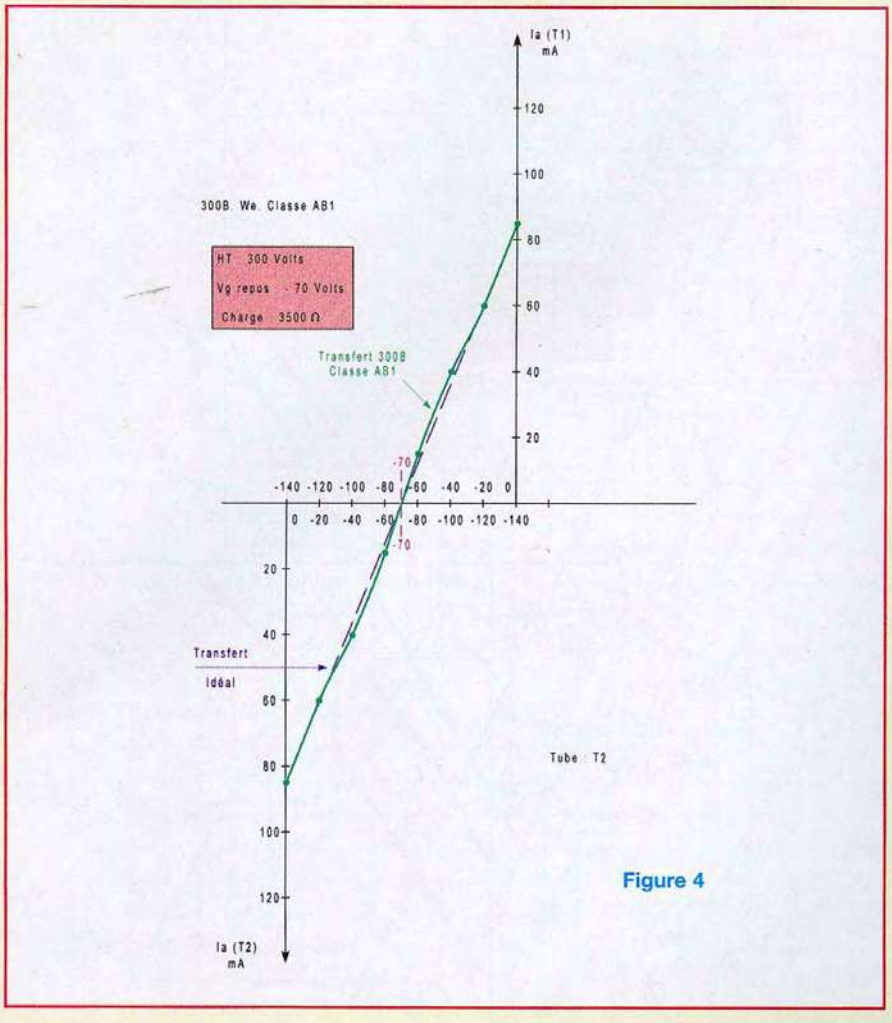


Figure 4

Ces droites, en bleu sur la figure 2, représentent le nouveau réseau « composite » pour :

Ua = 300 volts, Vg = - 70 volts au repos.

Cela revient à faire pivoter tout le réseau vers la droite par rapport au précédent réseau paru dans notre dernier numéro (300 volts, - 60 volts, indiqué en pointillés sur la figure).

Mais, me dites-vous, le signal amplifié par les deux tubes va être tronqué (**figure 3**). C'est exact, mais n'oubliez pas que nous sommes en « push-pull » et que grâce à cet extraordinaire montage, **les sommes des courants de V1 et V2 vont s'additionner dans le transformateur de sortie et le signal sera reconstitué dans son intégralité.**

Et la distorsion ?

Si vous vous reportez à nos précédents cours, vous vous rappellerez que cette forme de sinusoïde tronquée génère essentiellement des harmoniques de rang pair (H2, H4, H6, etc.) qui seront impitoyablement éliminés dans le transformateur.

Sur la figure 2, nous avions fait coïncider les points – 60 volts des deux axes de coordonnées pour tracer les courbes de transfert, car le point de repos était fixé à – 60 volts.

Pour tracer les nouvelles courbes de transfert indiquées sur la figure 3, **nous allons faire glisser les deux courbes l'une par rapport à l'autre de façon à faire coïncider les points – 70 volts.**

Nous avons tracé les deux transferts mono tube polarisés à - 70 volts. Le cut-off se situe à – 100 volts.

Si vous utilisiez un seul tube polarisé de cette manière, le résultat serait on ne peut plus curieux !

Nous, ce qui nous intéresse, **est la courbe de transfert en push-pull.** Comme pour la classe A, la droite de charge (en vert, sur la figure 2) passe par 0 à 300 volts (voir cours précédent).

Donc, en relevant les points de croisement de la droite de charge (4 000 Ω) avec les droites de la nouvelle caractéristique composite du montage (droites bleues), reportons sur la figure 3 ces points :

Vg = 0 Ia = 60 mA
Vg = - 20 Ia = 40 mA
Vg = - 40 Ia = 25 mA
Vg = - 60 Ia = 10 mA
Vg = - 70 Ia = 0 mA (point de repos)
Vg = - 80 Ia = 10 mA
etc. (jusqu'à – 140 V)

Joignons ces points entre eux...

Surprise, **la courbe de transfert dynamique du push-pull classe AB1** est pratiquement droite ! (la courbe de transfert idéale serait une vraie ligne droite).

Cette « quasi-droite » (en vert sur la figure 3), **représentative du courant modulé qui traverse effectivement le transformateur,** vous assurera, si le transformateur est de bonne qualité, une transmission entachée de très peu de distorsions du signal musical.

Mais il faut tempérer ici notre bel enthousiasme !

Cette « quasi-droite » ayant encore la forme d'un « S » très allongé, nous avons encore un résidu d'harmoniques impairs, certes très faible... On peut encore faire mieux !

Dans notre cours n°23, nous avions placé la droite de charge (4 000 Ω p/p) perpendiculaire au réseau composé du push-pull pour Vg = - 60 volts.

Faisons de même avec le nouveau réseau et traçons une nouvelle droite de charge (en rouge sur la figure 2).

Cette nouvelle droite de charge coupe le réseau du push-pull à environ 85 mA.

Calculons la valeur de la charge :.

$$Z_{CH} = \frac{300}{0,085} \cong 3\,500\ \Omega$$

Sur la **figure 4**, nous avons reporté les points correspondant au courant traversant les tubes T1et T2 avec cette nouvelle charge :.

Vg = 0 Ia = 85 mA
Vg = - 20 Ia = 60 mA, etc.

Cette fois, nous avons gagné ! Les points joints entre eux sont pratique-

ment alignés, nous n'avons pratiquement plus de distorsion.
Les distorsions résiduelles seront dues essentiellement :
- au transformateur (linéarité)
- au déséquilibre des caractéristiques des tubes T1 et T2.
Nous verrons, dans le futur, comment corriger ces derniers défauts en utilisant intelligemment la contre-réaction.
Calculer graphiquement un étage push-pull de triodes demande beaucoup de patience et de précision dans les tracés. Il est important de savoir que plus vous irez vers la classe B, plus la charge doit diminuer afin de maintenir un taux de distorsion minimum.
Il est très rare de fonctionner en classe B pure. Je vous rappelle qu'en classe B pure le point de fonctionnement serait fixé au cut-off (pour 300 volts, Vg = - 80 volts). Ce serait une source de distorsion en audio insupportable (distorsion dite de « croisement », **figure 5**). C'est pour cette raison que tous les montages dits « classe B » fonctionnent en réalité en classe AB1, mais en descendant très bas en polarisation négative et en maintenant tout de même un courant de repos (voir cours n°21).
Je ne vais pas vous infliger de nouveaux tracés, mais sachez que mathématiquement on démontre qu'à l'extrême, en classe B, la valeur de l'impédance de charge dite « plaque à plaque » est égale à :

$$Z(\Omega) = 4\ \rho(\Omega)$$

ρ étant la résistance interne du tube.

Pour une 300B fonctionnant en classe B, sa résistance interne étant de 700 Ω

$$Z_{CH} = 700 \times 4 = 2\,800\ \Omega$$

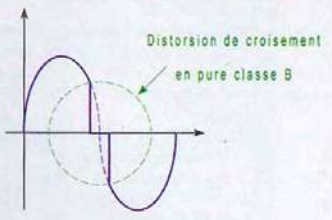


Figure 5

ET LA PUISSANCE DANS TOUT CELA ?

En mono tube, avec une charge de 4 000 Ω et une excursion de 55 mA, on obtenait une puissance de :

$$Pw = \frac{ZI^2}{2} = \frac{12}{2} = 6 \text{ watts}$$

Le taux de distorsion est de l'ordre de 5 %, essentiellement constitué d'harmoniques pairs.
En push-pull classe A, avec une excursion de 55 mA sur T1 et 55 mA sur T2

$$Pw = \frac{ZI^2}{2} \times 2 \cong 12 \text{ watts}$$

avec un taux de distorsion de l'ordre de 4,5 %, essentiellement constitué d'harmoniques impairs.
En push-pull classe AB, sur la même charge de 4 000 Ω, la puissance n'augmente pas car l'excursion reste de 55 mA sur T1 et T2. Seul baisse le taux de distorsion qui s'établit aux alentours de 1 % (harmoniques impairs).
En push-pull classe AB1, sur une charge optimisée de 3 500 Ω, l'excursion totale du courant modulé dans le transformateur est de ≅ 65 mA pour T1 et 65 mA pour T2.

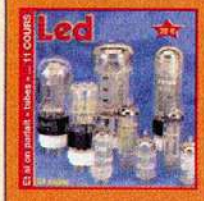
$$Pw = \frac{ZI^2}{2} \times 2 \cong 15 \text{ watts}$$

pour un taux de distorsion de l'ordre de seulement 0,5 %.

EN CONCLUSION

Je pourrais vous parler des classes B2 et AB2, autrement dit, faire fonctionner nos tubes en excursion de grille positive (voir cours n°21). Ce qui pose de gros problèmes de pilotage des grilles car, comme nous le verrons plus tard en étudiant des circuits existants, il faut que l'étage « driver » fournisse de la puissance.
Le second problème, réside dans le transformateur de sortie. Nous étudierons tout cela dans le futur.
Aujourd'hui, nous nous sommes limités à l'étude de la classe AB1 utilisée en push-pull de triodes.
Dans le prochain numéro d'*Electronique Pratique*, nous étudierons les « push-pull de tétrodes » (6L6, 6550/KT88) et « pseudo tétrodes » (EL34, EL84) employés en audio.
En attendant, exercez-vous à tracer les courbes de transfert des triodes les plus utilisées : 300B, 845, 211/VT4C, 2A3, si possible sur des montages existants... Croyez-moi, ces exercices sont riches en enseignements.

A bientôt
R. Bassi



Les 11 premiers cours « Et si on parlait tubes... » en CD-Rom
France : 25 € Union européenne 25 € + 2 € frais de port
Transoceanic 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE » (SUITE - V)

LES PUSH-PULL DE TÉTRODES ET PENTODES

Après avoir lu notre cours paru dans le précédent numéro d'*Electronique Pratique*, vous vous êtes empressé de retravailler votre montage d'essai : le push-pull 300B en classe A. Vous avez repolarisé vos tubes de façon à les faire travailler en classe AB... et les résultats sont spectaculaires : le son est devenu doux et transparent car le taux de distorsion a baissé dans d'énormes proportions... Vous êtes heureux... mais il y a un bémol ! Vos enceintes acoustiques ont vraiment une très médiocre efficacité : moins de 90 dB. Or, ce sont elles que vous écoutez, n'oubliez jamais cela... Même si vous possédez un amplificateur aux caractéristiques époustouflantes, au final, ce sont les haut-parleurs que vous entendez. Ce sont eux la véritable interface entre les molécules d'air ébranlées par les haut-parleurs et vos tympans.

Supposons un instant (vœu pieux !) que vos enceintes soient « parfaites » en termes de bande passante, rapidité, etc. Il n'empêche que leur efficacité étant faible (on emploie souvent, à tort, le terme « rendement »), votre push-pull de 300B, dont la puissance est de 12 watts, ne pourra que délivrer des « crêtes » de 24 watts (48 watts crête à crête).

Or, reportez-vous au cours n°12 (*Led* n°185). Nous vous avons parlé dans ce cours de ce que l'on appelle « la courbe enveloppe » du signal. Vous vous souviendrez que l'attaque d'une note de piano est de l'ordre de 15 à 20 millisecondes et qu'elle est porteuse (comme toute impulsion) d'une énergie énorme. Votre amplificateur va devoir brutalement délivrer toute sa puissance de « crête » aux haut-parleurs. Mais comme l'efficacité de ces derniers est faible, l'écart de dynamique entre 0 et 20 millisecondes sera, lui aussi, relativement faible.

Pour respecter cet écart de dynamique, votre amplificateur devrait délivrer beaucoup plus de courant, donc de puissance, aux bobines des haut-parleurs afin qu'ils transforment toute l'énergie de l'impulsion en pression acoustique.

Et pourtant le son est « bon », voire « agréable ». Pourquoi ? Tout simplement parce que la nature est bien faite ! Tout individu de constitution normale est incapable de discerner **une altération de la dynamique en dessous de vingt millisecondes**. Autrement dit, si la « crête » est tronquée ou écrasée, son cerveau n'enregistrera qu'une valeur moyenne de la pression acoustique. **C'est le principe de tous les compresseurs de dynamique** utilisés en enregistrement et reproduction.

Attention ! Si la vraie dynamique est respectée, vous vous en rendrez bien compte.

Si vous allez au concert, vous « encaisserez » sans problème les 105 dB de l'attaque d'un orchestre symphonique ! (en réalité 75 dB par rapport au bruit ambiant). Mais vous ne serez pas gêné en écoutant ce même orchestre repro-

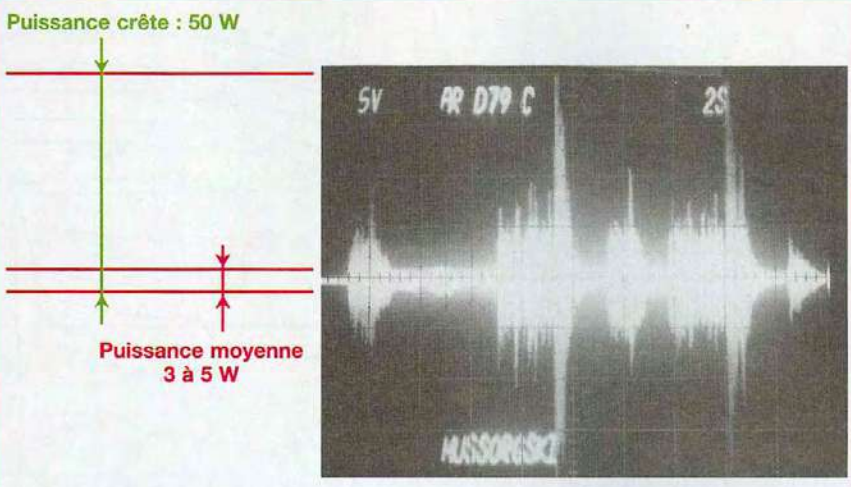


Figure 1 : Oscillogramme représentant 20 secondes du « déchaînement » d'un grand orchestre symphonique. Pression acoustique moyenne réglée à 85 dB, crête à 102 dB ($P = Z.I^2$. Ici $Z = 8\ \Omega$)

duit par votre CD préféré (16 bits), dont la dynamique utile, après compression lors du report, est de l'ordre de 45 dB ! Attention néanmoins à ne pas confondre « dynamique utile » et « rapport signal sur bruit sans signal » qui est de l'ordre de 95 dB pour un lecteur de CD honnête. D'où la confusion « publicitaire » sagement entretenue...

Pour en revenir à notre « push-pull » de 300B alimentant nos enceintes de 90 dB d'efficacité, nous avons réalisé en réalité un « compresseur dynamique ».

Afin de nous mettre les idées en place, voici quelles sont les échelles de puissance usuelles, généralement constatées par des mesures électro-acoustiques précises en environnement domestique.

Tout d'abord, ce que l'on appelle l'écoute « concert » est l'écoute réaliste qui va permettre d'extraire la quintessence des enregistrements à notre disposition et à condition que vos voisins soient compréhensifs !

Ce type d'écoute vous permet, en effet, d'extraire les sons les plus tenus, au-dessus du bruit ambiant (environ 55 dB dans une maison « calme ») jusqu'aux *forte* intenses (environ 100 dB).

Cela, sans jamais dépasser 105 dB, pression acoustique maximale d'un orchestre symphonique ou d'un piano de concert.

Comme par hasard, cet écart de 55 à 100 dB correspond aux 45 dB disponibles sur un CD !

L'environnement domestique moyen correspond à une pièce de 25 à 40 m², meublée et convenablement amortie. Des pièces plus importantes exigeront, bien entendu, des puissances plus importantes.

Pour l'écoute dite « concert », on estime que la pression acoustique moyenne est de 85 dB.

Ce qui correspond à la seule pression acoustique où l'oreille est linéaire, c'est-à-dire capable d'analyser toutes les fréquences du spectre sonore sans distorsion ni affaiblissement.

Pour régler le système amplificateur-enceintes, on utilise un générateur de « bruit rose » (voir cours n°12, *Led* n°185) et l'on ajuste le niveau moyen du système afin d'atteindre 85 dB, mesurés par un « sonomètre ».

Voici le résultat des mesures effectuées sur une enceinte de 100 dB d'efficacité (haut rendement), alimentée par un amplificateur de 75 watts afin de na pas être limité en puissance (**figure 1**).

- Puissance moyenne à 85 dB, bruit rose :
  ≅ 250 milliwatts (0,25 watt)
- Puissance crête à crête moyenne :
  ≅ 0,5 watt
- Puissance crête positive ou négative :
  ≅ 0,25 watt

• Sur un programme musical réel (orchestre symphonique) :

- Puissance moyenne : ≅ 3 à 5 watts
- Puissance crête instantanée positive ou négative : ≅ 50 watts (!) (102 dB crête de pression)

Comme vous pouvez le constater, la puissance de crête instantanée que doit fournir l'amplificateur sur des impulsions courtes (15 à 30 millisecondes) est énorme au regard de la puissance moyenne, même avec une enceinte à haut rendement.

Votre push-pull de 300B de 12 watts va assurer, sans aucun problème, la puissance moyenne de 3 à 5 watts, y compris les crêtes ne dépassant pas 24 watts. Au-delà, il va compresser le signal et... **vous ne vous en rendrez pas compte !**

Accessoirement, la crête de courant qui traversera le câble alimentant vos enceintes d'impédance $Z = 8\ \Omega$, sera de :

$$P_{(W)} = Z_{(\Omega)}.I^2_{(A)} \text{ d'où}$$

$$I = \sqrt{\frac{P}{Z}} = \sqrt{\frac{50}{8}} = 2{,}5\ A$$

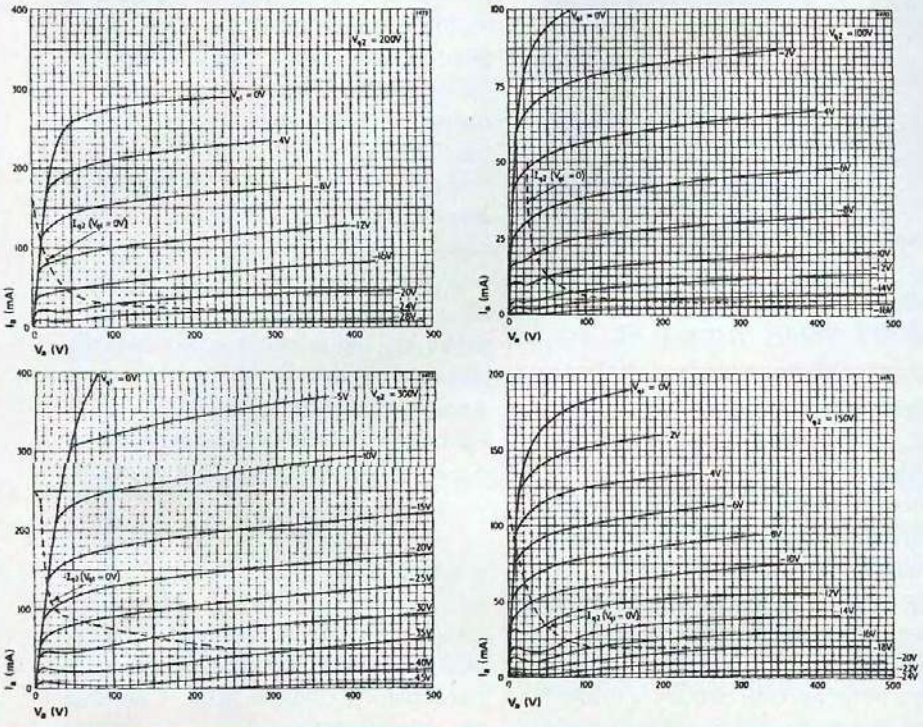
Par conséquent, si vous possédez du haut rendement, inutile d'équiper votre installation de câbles type « tuyau à gaz » de 10 mm² !

Un simple câble de 2,5 mm², capable d'acheminer 15 ampères, suffira largement. Et cela vous coûtera moins cher ! Plus l'efficacité de vos enceintes descendra, plus il vous faudra de puissance. Dans les mêmes conditions, pour obtenir une même pression acoustique, une enceinte de 94 dB d'efficacité demandera une puissance moyenne en puissance musicale de 5 à 10 watts et l'on enregistrera des crêtes de 100 à 120 watts (attention : I = 30 ampères. Câble : 4 mm²) si l'ampli est capable de les fournir... D'où l'avantage de disposer d'une puissance confortable ! C'est pourquoi nous allons maintenant aborder le push-pull de tétrodes et pentodes.

PUSH-PULL DE TÉTRODES ET PENTODES

En audio, on utilise essentiellement des tétrodes à faisceau dirigé (6V6, 6L6,

Figure 2 : Quatre réseaux de courbes Ia = f(Va) à Vg = constante pour différentes valeurs de la grille écran (Vg2). On pourrait tracer une infinité de ces courbes, donc obtenir une infinité de performances différentes avec les mêmes tubes, contrairement aux triodes où un seul et unique réseau est possible !



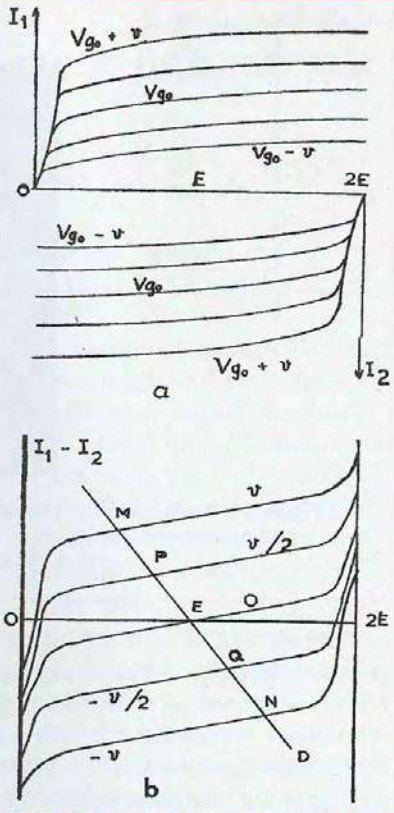


Figure 3 : Pour obtenir le réseau composite d'une tétrode (réseau du bas), on place « tête bêche » les réseaux des tubes T1 et T2 (en haut). Pour chaque tension Va, on calcule la différence I1 - I2... Un vrai casse-tête ! La méthode exposée dans le texte est moins précise, mais procure de bons résultats

6550/KT88, etc.) ou des « pseudo-pentodes » EL34, EL84, EL86, etc.

Nous ne reviendrons pas sur la technologie de construction de ces tubes que nous avons étudiée dans la première partie de notre cours. Sachez seulement que les « pseudo-pentodes » sont des tubes dont la grille écran est placée à la « distance critique » tout comme les tétrodes à faisceau dirigé. Le résultat ? Les tétrodes à faisceau dirigé et les pseudo-penthodes, si elles sont bien construites (là est le problème !) génèrent essentiellement des harmoniques pairs qui seront éliminés, par principe même, par le montage « push-pull ».

Le problème majeur lors de l'utilisation de ces tubes réside dans **la tension de la grille « écran » qui doit, dans toute la mesure du possible, être maintenue rigoureusement constante** pendant son fonctionnement. Il y a, en effet, autant de courbes Ia = f(Va) à Vg = constante que de tensions de la grille « écran », en vérite une infinité !

À chaque valeur de la tension d'écran, apparaîtra un nouveau faisceau de caractéristiques. En **figure 2**, nous avons reproduit quelques-uns de ces faisceaux concernant la 6550/KT88.

Il est bien évident, qu'à chaque fois, le placement de la droite de charge en fonction de la valeur de cette dernière sera différent ! Mission impossible ? Non, je vous rassure tout de suite ! Il est néanmoins vrai que le placement de la droite de charge sur le réseau est bien plus compliqué que pour la triode.

Dernière observation importante : sur les courbes de la figure 2 apparaît (en pointillés) la courbe du courant d'écran en fonction de la tension de grille de commande.

N'oubliez pas que lorsque la tension de la plaque descend en dessous d'une certaine valeur, les électrons n'ont plus suffisamment d'énergie pour l'atteindre. D'où le coude brutal en dessous de 50 volts sur les caractéristiques de la 6550/KT88 (figure 2).

À cet instant, les électrons qui, jusque-là, entraînés par leur vitesse, passaient à travers les mailles de la grille « écran », vont tout simplement prendre cette dernière pour anode. Le courant dans la grille « écran » va très vite prendre des valeurs dangereuses pour cette dernière... mais aussi pour la vie du tube ! Lequel va très vite rendre l'âme, l'écran n'étant pas dimensionné pour supporter des courants intenses (puissance maximale dissipable par l'écran pour une 6550/KT88 bien construite, environ 8 watts). C'est pour cette raison que les amplificateurs bien étudiés insèrent toujours une résistance de 100 à 500 Ω en série avec l'écran. Cette résistance de faible puissance est prévue pour « griller » en cas de surcharge du tube ou, ce qui est fréquent, en cas d'interruption accidentelle de la tension de plaque.

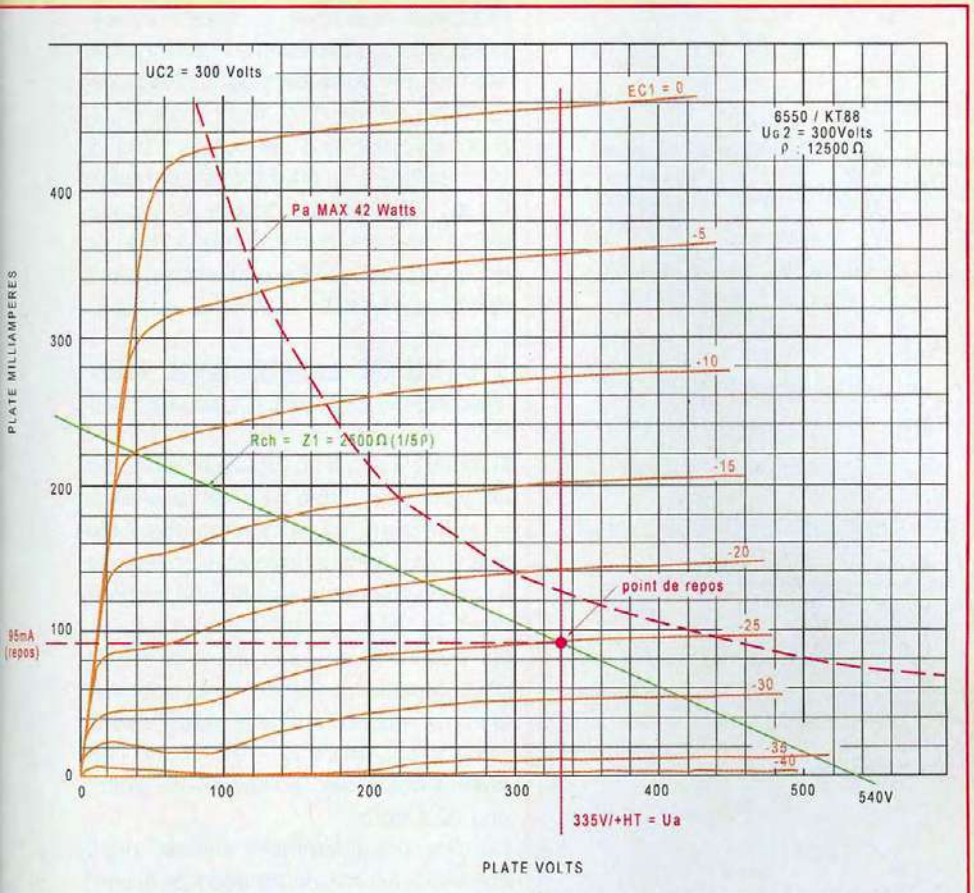


Figure 4 : Placement de la droite de charge pour un montage mono-tube avec 6550/KT88 tel décrit dans le cours n°22 (charge 2 500 Ω). Ceci va nous permettre de tracer la courbe de transfert en push-pull Classe A (voir texte)

DÉFINIR GRAPHIQUEMENT LE FONCTIONNEMENT DU PUSH-PULL DE TÉTRODES OU DE PENTHODES

Tout ce que nous avons effectué pour le tracé concernant le push-pull de triodes (cours n°23 et 24, *Electronique Pratique* n°304 et 305) reste valable.

Nous pourrions positionner tête-bêche les réseaux Ia = f(Vg) à Vg = cte comme pour la triode. Néanmoins, tracer un nouveau réseau composite afin de placer la droite de charge, comme nous l'avions fait pour la triode, relève du casse-tête chinois... Je ne vous le conseille pas, même si on peut le faire ! (**figure 3**).

Il existe une méthode, moins précise mais bien plus simple, qui donne des résultats plus que satisfaisants. C'est elle que nous étudierons ici.

Supposons que nous conservions la charge de 2 500 Ω que nous avions définie pour le fonctionnement d'une 6550/KT88 utilisée en mono-tube (cours n°22, *Electronique Pratique* n°303). Nous reproduisons ce tracé en **figure 4**. C'est lui que va nous permettre d'étudier en détail le fonctionnement de nos deux tubes en push-pull, en n'oubliant pas que la charge définie pour le mono-tube sera la même en push-pull (cours n°23).

Ici, nous aurons donc une charge de **2500 Ω plaque à plaque** pour une alimentation HT de 335 volts et une tension de grille « écran » de 300 volts.

Je vous rappelle qu'avec ce montage, nous « tirions » de 12 à 15 watts de puissance.

Tout d'abord, traçons la courbe de transfert du montage mono triode (**figure 4**) en relevant les points de croisement de la droite de charge avec les courbes Vg.

On obtient :

Vg = - 5 volts Ia = 230 mA
Vg = - 10 volts Ia = 220 mA
Vg = - 15 volts Ia = 180 mA
Vg = - 20 volts Ia = 135 mA
Vg = - 25 volts Ia = 95 mA (point de repos classe A)
Vg = - 30 volts Ia = 55 mA
Vg = - 35 volts Ia = 15 mA
Vg = - 40 volts Ia = 5 mA
Vg = - 45 volts : " Cut off "

TRACÉ DE LA COURBE DE TRANSFERT EN CLASSE A

Comme pour la triode, nous allons ensuite tracer « tête-bêche » la courbe de transfert du second tube, **en faisant coïncider la tension de polarisation de grille correspondant au point de repos** choisi en classe A, le point de repos choisi étant de – 25 volts « grille » pour un courant de repos de 95 mA.

Je vous rappelle, qu'à ce point et uniquement à ce point, **aucun courant alternatif ne parcourra le transformateur de sortie (cours n°23).** La courbe de transfert composite **passera obligatoirement par ce point**.

Comment tracer cette courbe de transfert composite ? Souvenez-vous. Dans le transformateur de sortie, les courants continus de repos s'annulent.

Nommons-les :

- Pour le tube T1
  courant de repos IoT1
- Pour le tube T2
  courant de repos IoT2

Les courants alternatifs s'ajoutent :

- Pour T1 → ipT1
- Pour T2 → ipT2

À chaque instant, dans le transformateur de sortie, le courant qui le traversera sera **la différence algébrique** des courants le traversant, soit :

- Pour T1 : I1 = IoT1 + ipT1

Le courant ipT2 étant en opposition de phase dans le tube T2

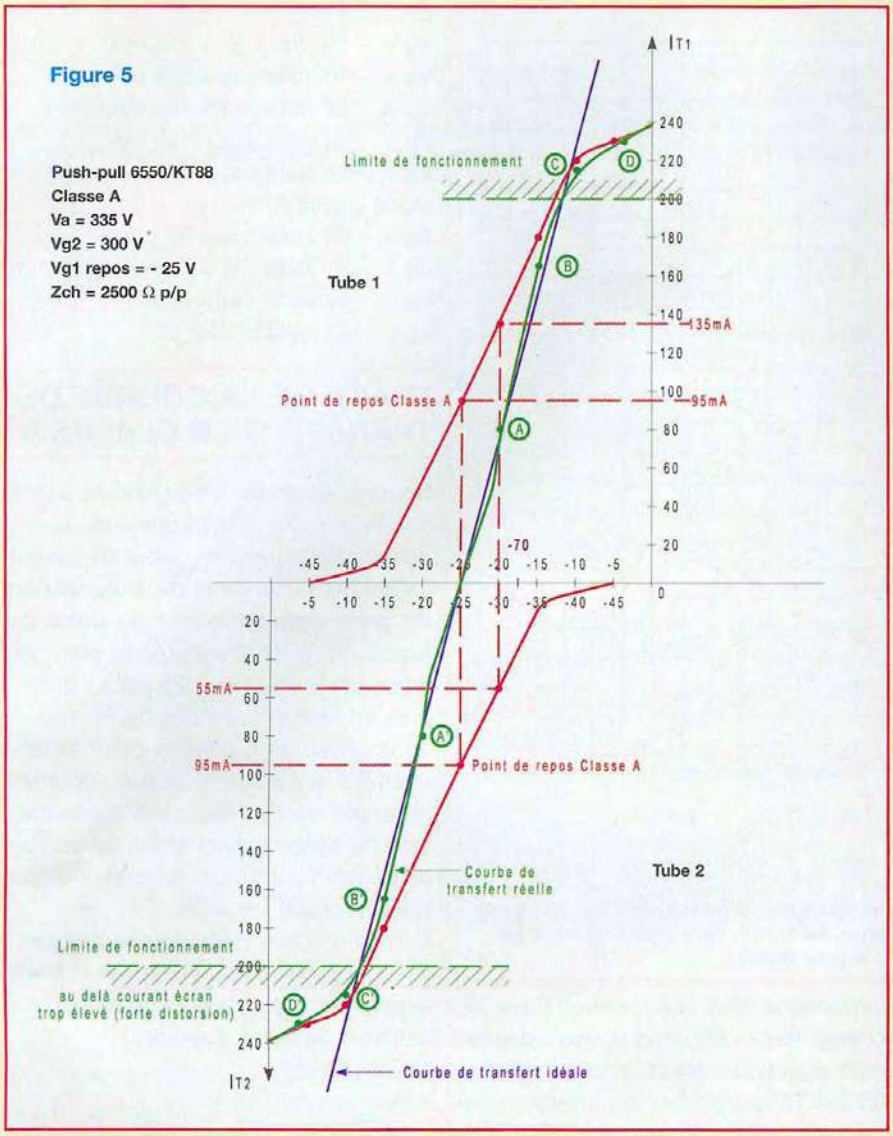
- Pour T2 : I2 = IoT2 – ipT2

On pourra donc écrire :

I1 – I2 = IoT1 + ipT1 – (IoT2 – ipT2)
= IoT1 + ipT1 – IoT2 + ipT2 = **2 ip**

Pour tracer la courbe de transfert, nous ferons, à chaque instant, la différence des courants I1 et I2 pour obtenir 2 ip.

Figure 5



Donc à – 25 volts → ip = 0

Lorsque

T1 : Vg = - 20 volts →
I1 = 135 mA
T2 : Vg = - 30 volts →
I2 = 55 mA
2 ip = 135 – 55 = 80 mA

On porte ce point sur le graphique (point A).

On refera ce calcul simple pour toutes les valeurs de Vg1 et Vg2, à droite (A, B, C, D) et à gauche (A', B', C', D') du point zéro (-25 volts).

En joignant ces points entre eux, on obtient la courbe de transfert en classe A (en vert sur la **figure 5**).

Cette courbe a une allure de " S " très allongé, mais est très proche de la courbe de transfert idéale (en bleu sur la figure). Ceci tient au fait suivant : la 6550/KT88 est certainement, avec la 6L6, la tétrode à faisceau dirigé la plus linéaire lorsqu'elle est convenablement chargée.

Contrairement aux triodes de puissance, **le point de fonctionnement fixant la classe de fonctionnement est relativement peu sensible.** On va donc pouvoir utiliser ce tube plus près de la classe B **afin de tirer davantage de puissance**, sans augmentation notoire de la distorsion (résidu de distorsion en push-pull de l'ordre de 1 % en harmoniques impairs, courbe de transfert en « S » peu accentué).

En classe A, en restant dans les limites hachurées de la figure 4 (au-delà, le courant d'écran devient trop important) la puissance que nous obtiendrons sera, pour un swing de 200 mA – 95 mA, soit 105 mA par tube dans une charge de 2500 Ω :

P (totale) = $Z.I^2$ = 27,56 watts
(13,78 watts par tube)

Ce qui représente le double de la puissance obtenue en mono tube classe A, mais on peut faire bien mieux en allant vers la classe AB.

TRACÉ DE LA COURBE DE TRANSFERT EN CLASSE AB

Traçons de nouveau (**figure 6**) la courbe de transfert du tube T1 et la tangente à la partie rectiligne de cette courbe, juste avant le point d'inflexion (pointillés rouges). Abaissons ensuite une perpendiculaire qui va couper l'axe Vg.

On obtient le nouveau point de repos pour Vg = - 32,5 volts → Ia = 30 mA

Comme précédemment, nous allons tracer la courbe de T2 « tête-bêche » **en faisant coïncider la tension de grille, soit 32,5 volts.**

Comme précédemment encore, nous traçons la courbe de transfert en faisant à chaque instant la différence des courants I1 et I2 (courbe en vert). Cette courbe est un « S » plus aplati. Le taux de distorsion a donc encore baissé, mais ce qui est intéressant c'est la puissance que nous pouvons obtenir avec la même tension d'alimentation et la même charge. Le « swing » de courant par tube est ici de 170 – 30 = 140 mA (pour rester dans la zone linéaire).

P (totale) = $Z.I^2 \equiv 50$ watts (!) avec un taux de distorsion très faible, de l'ordre de 0,8 % (H3)

EN PRATIQUE, COMMENT OPÉRER ?

1 – Vous vous procurez les courbes des tubes que vous voulez utiliser

2 – Vous fixez la haute tension à une valeur moyenne recommandée par le constructeur du tube. Par exemple, pour un 6550/KT88, la valeur typique est de 400 volts, tension « écran » 300 volts.

3 – Vous dressez une perpendiculaire à 400 volts (**figure 7**)

4 – Vous tracez la courbe de dissipation maximale (isopuissance) soit, pour la 6550/KT88, 42 watts.

5 – Vous prolongez le faisceau de caractéristiques (en orange sur la figure) sans hésiter à prolonger l'axe des tensions (ici : 600/800/1000 volts)

6 – Du point 0 sur la courbe Vg = - 25 V, vous tracez une droite de charge joignant 0 au coude (1) de la caractéristique Vg = - 10 V en restant tangente à la courbe d'isopuissance en 0.

Vous pouvez constater que les segments 1/2, 2/3, 3/0, 0/4, 4/5 sont pratiquement égaux. La courbe (B) vous amènerait un fort taux de distorsion (segments inégaux).

En classe A, vous fonctionnerez donc de la façon suivante afin de ne pas avoir de distorsion :

Vg repos : - 25 volts

Io repos pour un tube : 100 mA (deux tubes push-pull : 200 mA)

$$Z_{charge\ (p/p)} = \frac{400}{0{,}230 - 0{,}100}$$

$$= 3076\ \Omega\ (\cong 3100\ \Omega)$$

Ua = 400 volts

Ug2 = 300 volts

Excursion maximale vg (faible distorsion) : ± 10 volts

Excursion Δia : ± 80 mA

Puissance efficace : ≅ 20 watts

Vous tracez maintenant la courbe de transfert telle que nous l'avons décrite dans le précédent paragraphe. Mais vous pouvez faire mieux en allant vers la classe AB.

Fixant une tension de grille Vg à – 30 volts (point O'), le courant de repos s'établira à ≅ 55 mA, ce qui est bon pour la vie des tubes ! (110 mA/2 tubes).

Vous pourriez, c'est vrai, conserver la même charge de 3076 Ω en faisant descendre, parallèle à elle-même, la droite A de O à O' !

Ceci ne présenterait pas un grand intérêt en terme de puissance, le « swing » de courant de (O') à (2') étant de Δia = 105 mA. Soit une puissance efficace de ≅ 34 watts.

Vous pouvez faire mieux en modifiant la charge !

Dans ce dessein, joignez le point (O') au coude de la courbe Vg = -10 volts (droite verte). Les points verts 1/2, 2/3, 3/4, 4/O', O'/5 délimitent des segments pratiquement égaux.

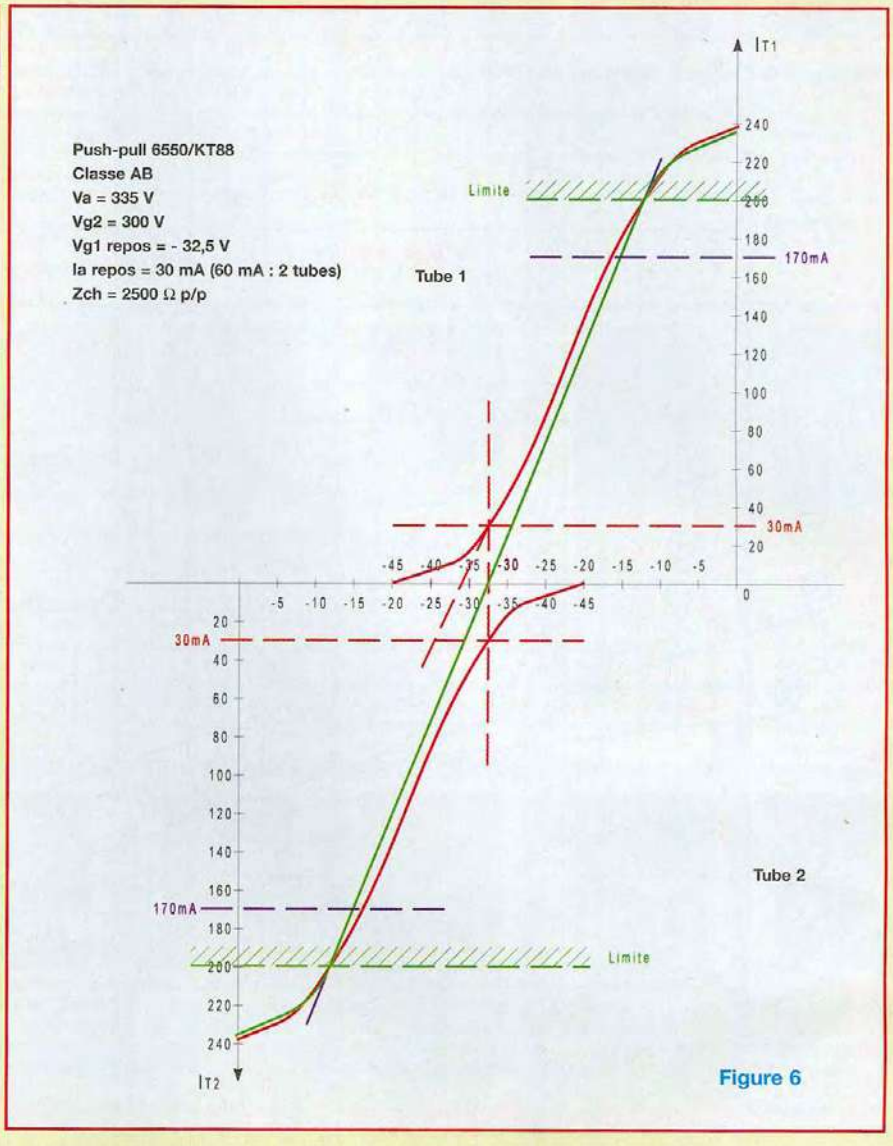


Figure 6

En push-pull classe AB, vous pourrez moduler vos tubes à fond pour une excursion de vg = ± 15 volts.

Tracez la courbe de transfert. Vous êtes surpris, il s'agit pratiquement d'une droite.

Quelle est donc la valeur de la nouvelle charge ?

$$Z_{charge\ (p/p)} = \frac{400}{0{,}240 - 0{,}055}$$

$$= 2162\ \Omega$$

Quelle puissance peut-on extraire de ce montage ?

Le « swing » étant de Δia = ± 165 mA

P(w)/push-pull = Z.I² = 58 watts

Avec un taux de distorsion très faible, de l'ordre de 0,5 %.

C'est d'ailleurs pour cette valeur de puissance en push-pull qu'a été mise au point la 6550/KT88.

CONCLUSION

La mise au point d'un push-pull de tétrodes à faisceau dirigé et de pentodes est bien plus délicate que pour les triodes en raison de l'intervention d'un facteur supplémentaire primordial : la tension de la grille « écran ». Vous comprenez fort bien qu'un nombre quasi infini de combinaisons est possible, les courbes Ia = f (Va) à Vg constante étant toutes différentes en fonction de la tension Vg2 d'écran.

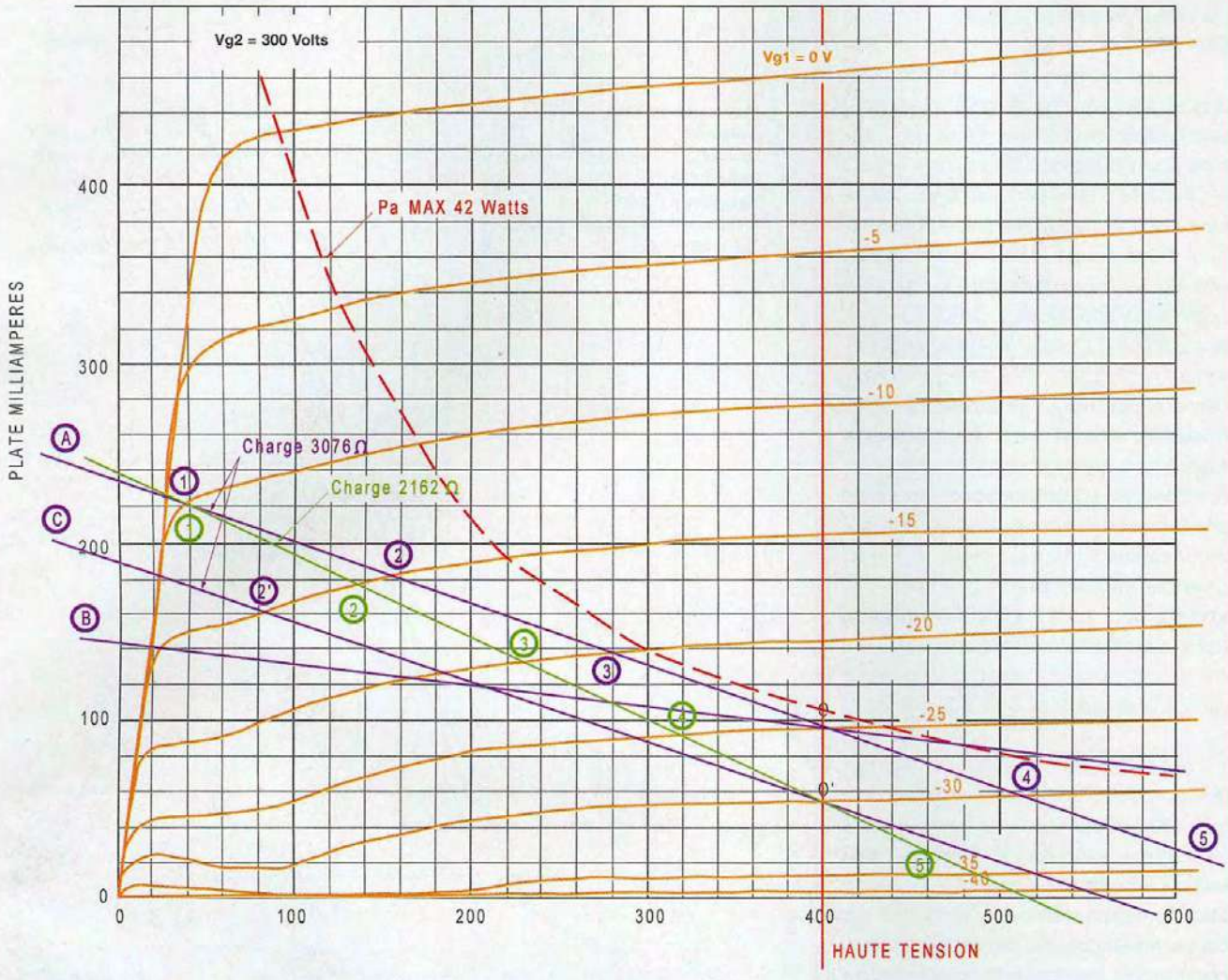


Figure 7

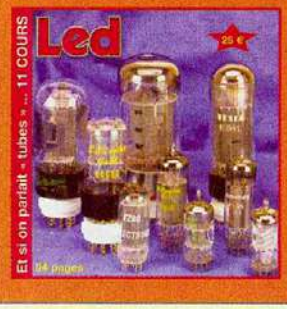
C'est pourquoi les constructeurs de tubes, qui ont passé leur temps à tracer une infinité de courbes de transfert, indiquent les valeurs typiques, voire idéales, à utiliser pour ce type de tubes. Si vous êtes pressé ou débutant, n'hésitez surtout pas à adopter les valeurs préconisées de tension et de charge.

Mais si vous êtes patient, allez-y, cherchez vos valeurs idéales ! Croyez-moi, vous serez surpris par les résultats exceptionnels que vous obtiendrez !

Dans le prochain numéro d'*Electronique Pratique*, nous analyserons le montage dit « ultra linéaire ». Désireux de vous aider, nous vous fournirons les caractéristiques d'utilisation typiques des tubes de puissance habituellement employés en audio.

À bientôt

R. Bassi



Les 11 premiers cours « Et si on parlait tubes... » en CD-Rom

France : 25 € Union européenne 25 € + 2 € frais de port

Transoceanic - 3, boulevard Ney 75018 Paris

Tél. : 01 44 65 80 80

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE » (SUITE - VI)

LES PUSH-PULL ULTRA-LINÉAIRES DE TÉTRODES ET PENTODES ET AUTRES PUSH-PULL CÉLÈBRES

Dans la 25e partie de notre cours, nous avons défini les conditions de fonctionnement des push-pull classiques de tétrodes et pentodes et nous avons montré que seule la classe dite « AB1 » permet d'obtenir le meilleur rendement et un taux de distorsion minimum pour une puissance maximale. Mais la nature humaine est ainsi faite... Malgré un taux de distorsion harmonique extrêmement faible (de l'ordre de 0,5 %), certains gourous et génies de l'audio dans les années cinquante s'évertuèrent à trouver encore mieux !

Ce fut le but des deux compères David Hafler et Herbert Keroes qui s'attaquèrent « billes en tête » au problème et l'appliquèrent pour la première fois au célèbre amplificateur Williamson dont la conception datait de 1947 et qui fut perfectionnée par Williamson lui-même en 1949.

Nous sommes en 1951. Hafler et Keroes inventent le « montage ultra-linéaire » qui reste jusqu'à ce jour le montage le plus utilisé en « audio de puissance à tubes ».

LE CAHIER DES CHARGES DE L'ULTRA-LINÉAIRE

Pour comprendre, il faut replacer dans son contexte la guerre qui faisait rage dans les années 50 entre les aficionados du « push-pull » triodes (tel le Williamson original) et les passionnés de tétrodes à faisceaux dirigés (6L6, KT66, KT88, 6550, 807).

Hafler et Keroes définirent les caractéristiques idéales que devrait avoir un nouveau tube pour mettre tout le monde d'accord (*Audio Engineering*, novembre 1951) !

Ce nouveau tube devrait présenter les caractéristiques suivantes :

- Faible résistance interne identique à celle d'une triode
- Haute sensibilité d'entrée identique à celle de la tétrode afin de minimiser les problèmes de « drivers »
- Taux de distorsions harmoniques et d'intermodulation inférieurs à ceux des triodes et des tétrodes
- Rendement élevé afin de ne pas grever le prix de revient de l'amplificateur idéal.

QU'EST CE QUI DIFFÉRENCIE UNE TÉTRODE D'UNE TRIODE ?

Physiquement, c'est bien entendu la présence de la grille « écran ». Cette dernière procure au tube son extraordinaire efficacité. En contrepartie, elle augmente la résistance interne du tube dans de fortes proportions et participe au « son tétrode » dû essentiellement à la présence d'harmoniques impairs et fortement décriée par les amateurs du son « triode » réputé plus doux. Or, rien n'empêche de transformer une tétrode en « **vraie** » triode, il suffit de réunir la grille « écran » à l'anode. C'est le principe même du Williamson (**figure 1a**).

Que se passe-t-il alors ?

Le réseau de caractéristiques Ia = f(Va) à Vg = constante devient celui d'une

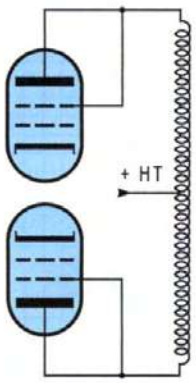


Figure 1a :
Tétrode montée en triode

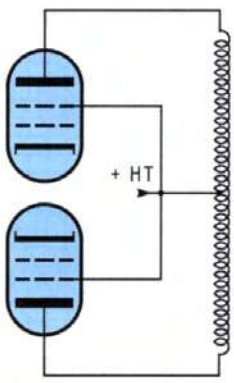


Figure 2a : Montage
classique en tétrode

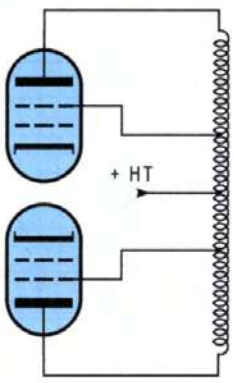


Figure 3a :
Montage « ultra-linéaire »

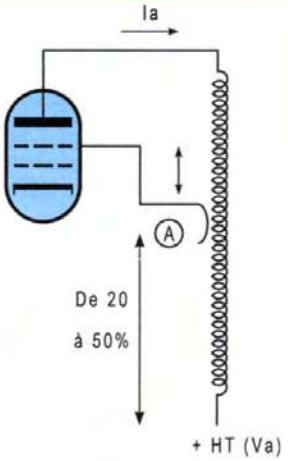


Figure 4a :
Montage expérimental

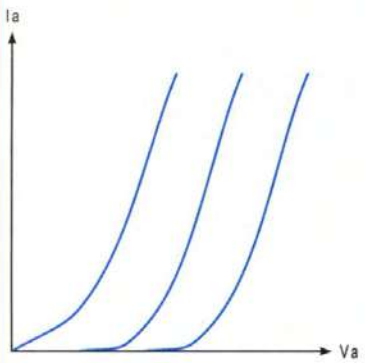


Figure 1b : Courbe Ia = f(Va) à
Vg = constante du montage triode

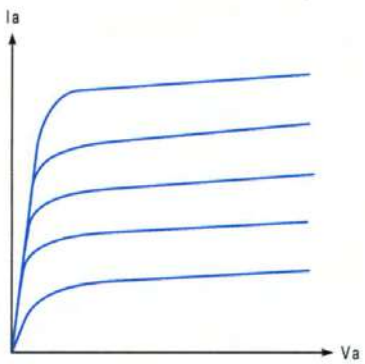


Figure 2b : Courbe Ia = f(Va) à
Vg = constante du montage tétrode

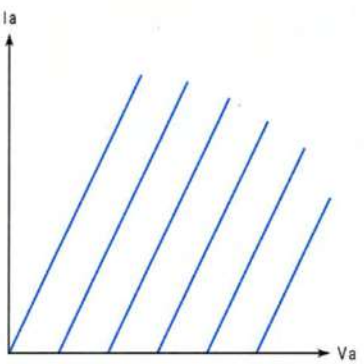


Figure 3b :
Ia = f(Va) en « ultra-linéaire »

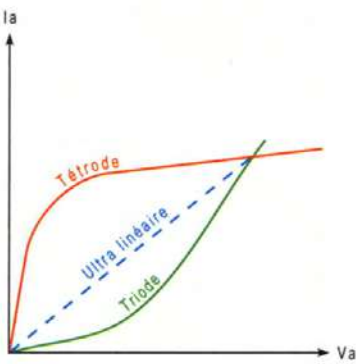


Figure 4b :
Droite en « ultra-linéaire »

triode (**figure 1b**). Or, lorsque l'on passe de la **figure 2 (a et b)** « Caractéristiques du tube monté en tétrode (ou pentode) » à la figure 1 (a et b) « Caractéristiques du tube monté en triode », il doit exister une position intermédiaire de connexion de la grille « écran » sur le transformateur de sortie où le réseau de courbes intermédiaires doit lui aussi avoir l'aspect d'une série de « droites » (**figures 3a et 3b**).

C'est la base du raisonnement de Hafler et Keroes et c'est exactement ce qu'ils constatèrent. Ces droites étant « linéaires », on baptisa le montage « ultra-linéaire ».

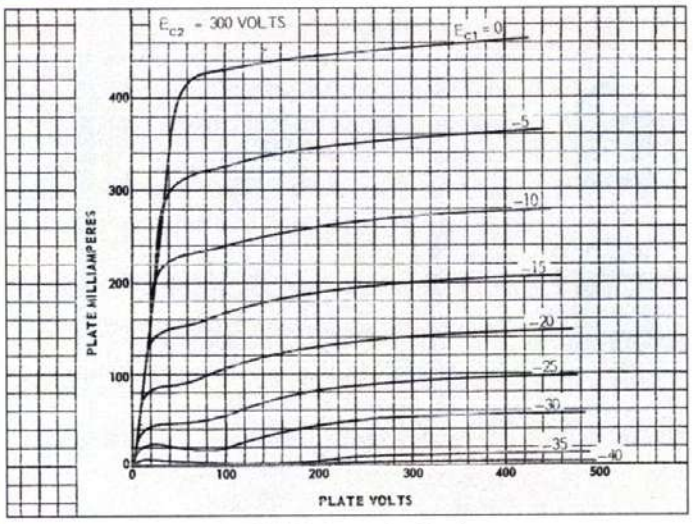
OÙ LES PROBLÈMES COMMENCENT...

Les deux compères, qui étaient aussi des hommes d'affaires, s'empressèrent de créer la société Acrosound qui fabriqua dès 1952 les transformateurs « ultra-linéaires » spécifiques pour chaque type de tétrode. Chaque tétrode ou pentode réagit, en effet, différemment en fonction de la position de la « prise d'écran » sur le transformateur de sortie.

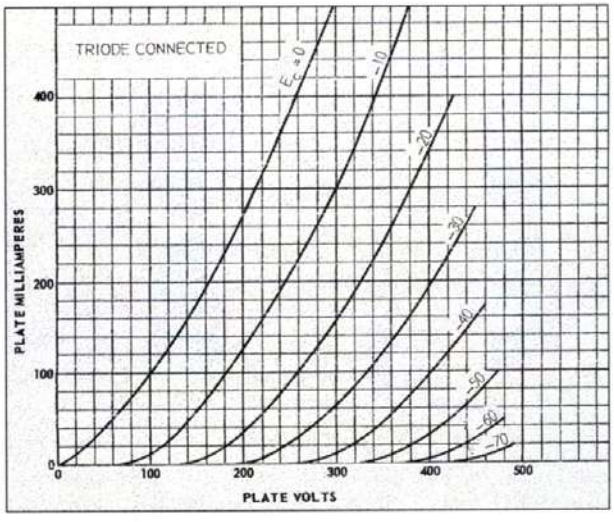
Hafler et Keroes définirent **expérimentalement** la position du point précis de la prise d'écran sur leurs célèbres transformateurs Acrosound en fonction des tubes à utiliser. Un montage expérimental (**figure 4a**) permet de tracer le réseau de caractéristiques d'une tétrode (ou pentode) donnée. On déplace le curseur (A) sur l'enroulement primaire du transformateur jusqu'à l'obtention de la droite Ia = f(Va). La droite obtenue en position ultra-linéaire est représentée en **figure 4b**. La position moyenne de la prise « standard » se situe à environ 43 % du point milieu du transformateur. Les démonstrations mathématiques viendront bien plus tard. **Elles seront toutes erronées** car, contrairement à la légende et aux théories mathématiques étranges développées après coup, on comprendra, en pratique, qu'**il ne s'agit pas là d'une « contre-réaction d'écran »** mais bien d'**une « réaction »**. C'est pourquoi les premiers « ultra-linéaires », dont le Williamson, avaient une fâcheuse tendance à fortement osciller à haute fréquence. Cette **réaction d'écran** bien maîtrisée est un des atouts maîtres des montages ultra-linéaires. Ces montages sont « expanseurs », ce qui les rend particulièrement spectaculaires.

AUJOURD'HUI, OÙ EN SOMMES-NOUS ?

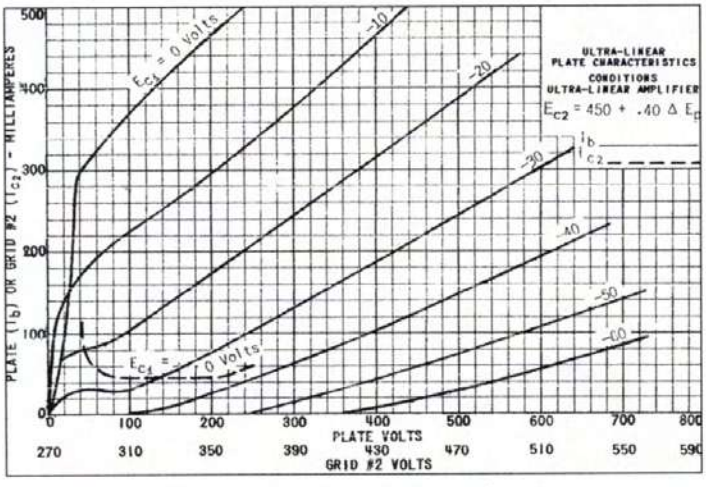
Le brevet de l'ultra-linéaire appartient désormais au domaine public. Tous les constructeurs s'étant inspirés des tra-



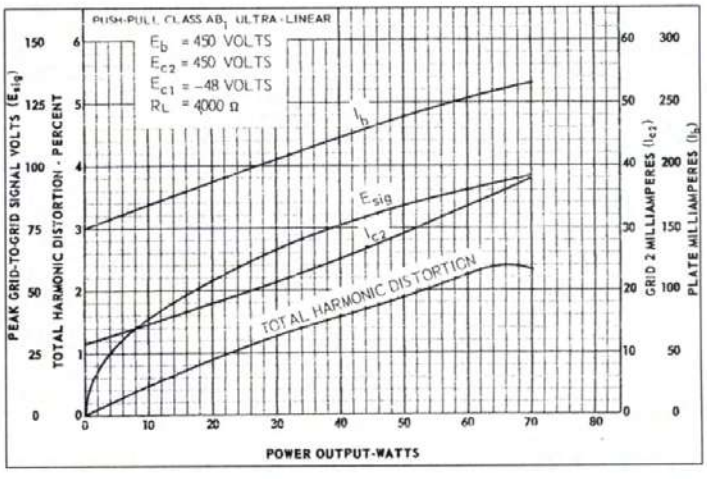
6550/KT88 - Connexion tétrode



6550/KT88 - Connexion triode



6550/KT88 - Connexion « ultra-linéaire » à 43 %



Taux de distorsion en ultra-linéaire : sans contre-réaction. 0,8 % à 20 W; 1,8 % à 50 W

Figure 5 : Courbes Ia = f(Va) de la 6550/KT88 en triode, tétrode et ultra-linéaire (prise d'écran à 43 %) et courbes de distorsion en fonction de l'impédance de charge des deux tubes en push-pull

vaux de Hafler et Keroes fabriquent des transformateurs spécifiques pour chaque type de tube, les prises « écran » pouvant se promener de 20 % à 50 % sur le primaire des transformateurs. Certains auteurs récents, qui redécouvrent la poudre, vont même jusqu'à 70 % ! Ce qui signifie qu'ils n'ont rien compris au principe même de l'ultra-linéaire puisque, plus vous montez vers la partie supérieure du transformateur, plus vous vous rapprochez du fonctionnement en triode au détriment du rendement, de la puissance et du taux de distorsion !

À titre indicatif, nous vous livrons en **figure 5** les courbes Ia = f(Va) de la 6550/KT88 en triode, tétrode et ultra-linéaire (prise d'écran à 43 %), ainsi que les courbes de distorsion en fonction de l'impédance de charge des deux tubes en push-pull. Vous pourriez placer la droite de charge sur le réseau ultra-linéaire selon la méthode que nous avons étudiée dans les précédents cours, mais le **tableau 1** vous permettra plus simplement de choisir le transformateur à utiliser en fonction des tubes les plus courants.

Cela dit, faites confiance à votre fabricant de transformateurs. En principe, il sait ce qu'il fait. S'il vous livre un transformateur pour push-pull « UL », par exemple en EL34, soyez sûrs que la prise écran sera à la bonne place. Tous les fabricants de transformateurs possèdent les caractéristiques standards des tubes, ainsi que les pourcentages de réaction d'écran.

LES AUTRES MONTAGES ULTRA-LINÉAIRES

Avant Hafler et Keroes, il existait des constructeurs **qui faisaient de l'ultra-linéaire sans le savoir.** C'est le cas de Peter J. Walker en Angleterre avec le célèbre **Quad 2**. Certains puristes hurleront en disant : « C'est un montage à charge répartie ! »... Exact, mais je suis désolé, tous les montages à charge répartie où la tension d'écran est maintenue à une valeur rigoureusement fixe, sont « ultra-linéaires ».

C'est le cas du Quad 2 (**figure 6**).
Il faut, en effet, bien comprendre que le montage « UL » de Hafler et Keroes fait swinguer le potentiel cathode/grille « écran », la cathode étant à un potentiel fixe (la masse). Si vous faites swinguer la cathode au rythme de la modulation en gardant rigoureusement fixe la tension d'écran, cela revient strictement au même. D'ailleurs, Peter J. Walker ne s'y est pas trompé en réglant l'impédance de l'enroulement placé dans la cathode de ses KT66/6L6 à 43 % de la valeur totale de l'impédance du transformateur. Cet « ultra-linéaire sans le savoir » fut la clé d'une forte animosité entre Hafler et Walker qui explosera quelques années plus tard par presse interposée. Ces deux-là en arrivèrent même à se lancer des noms d'oiseaux peu compatibles avec la haute-fidélité !

LES AUTRES MONTAGES DITS DE « PUISSANCE »

Il en existe plusieurs dizaines que vous croiserez au rythme de vos recherches. Tous ont leur justification : soit le rendement, soit la puissance, soit la réduction des distorsions. Tous s'inspirent néanmoins des mêmes principes : push-pull classique, ultra-linéaire, charge répartie, charge cathodique.

LES MONTAGES À CHARGE CATHODIQUE

En faisant passer la charge des anodes à la cathode sans changer sa valeur, on obtient un montage dit à « cathode follower » (**figure 7**).
Avantage : le taux de distorsion, qui était de l'ordre de 4,5 % pour la 300 B, va tomber aux environs de 1 % (lire cours n°24 paru dans *Electronique Pratique* n°305). Avec une charge de 4000 Ω, l'impédance interne de la source tombe à 1250 Ω, bien que l'impédance de charge soit toujours de 4000 Ω. D'où un meilleur amortissement.
Inconvénient (majeur) : la totalité du swing aux bornes du transformateur se retrouve sur les cathodes des tubes, soit environ 200 volts (cours n°24).
Si l'on veut moduler le tube à fond pour

Type de tube	Z plaque à plaque		Puissance	Haute tension
		Prise E		
EL84/6V6	8000 Ω p/p	env. 20 %	10 à 15 watts	300 volts
6L6/KT66 807/5881	6600 Ω p/p	43%	20 à 40 watts	350 volts
6550/KT88 EL 34 ou PP parallèle KT66/807/5881	3800 Ω p/p	43%	50 watts	450 volts
6550/KT88 Polar. automatique EL34	5000 Ω p/p	43%	50 watts	500 volts

Tableau 1 : Montage « ultra-linéaire » - Classe AB1

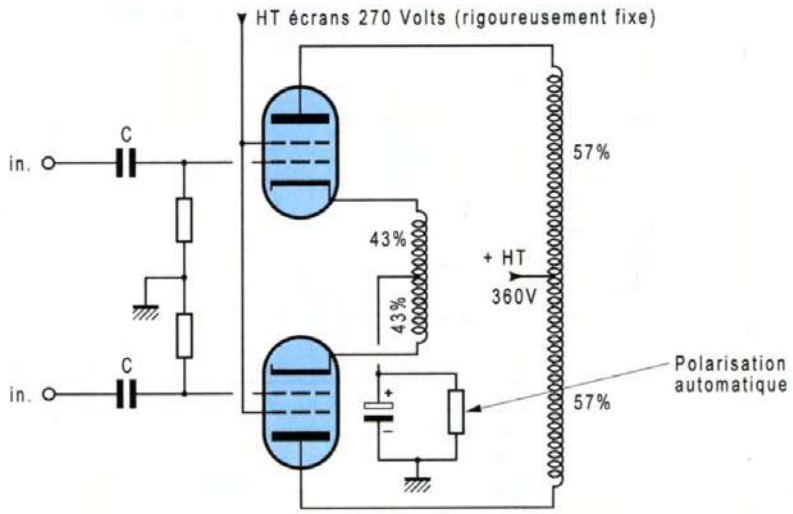


Figure 6 : Étage push-pull final du Quad 2 à charge répartie. Fonctionnement en « ultra-linéaire »

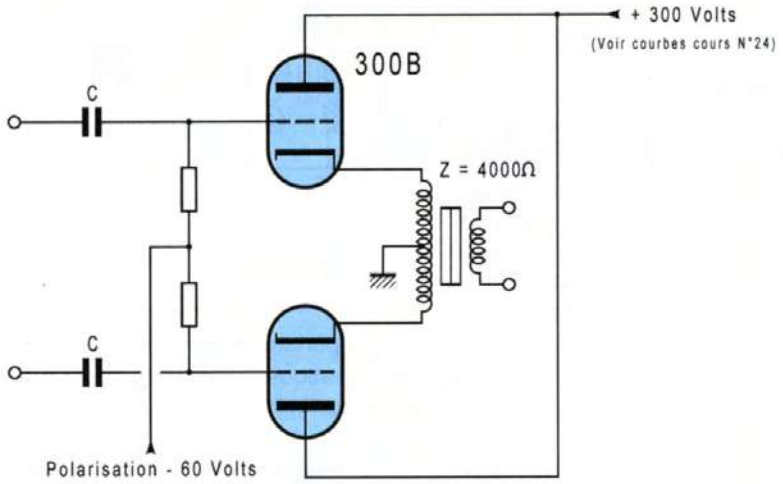


Figure 7 : Montage « cathode follower »

TYPE DE CIRCUIT	RENDEMENT*	DISTORSION		COMPORTEMENT AUX VARIATONS DE CHARGE			
				Sur charge résistive		Sur charge réactive	
	en %	Totale en %	Harmoniques dominantes	Faible	Elevée	Faible	Elevée
Mono-triode	7	5,5	2	Moyen	Très bon	Mauvais	Bon
Mono-tétrode ou penthode	43	13	3, 5, 7	Moyen	Mauvais	Mauvais	Mauvais
Push-pull triodes à polarisation fixe	25,5	4,4	3	Bon	Très bon	Bon	Très bon
Push-pull triodes à polarisation automatique	16	5	3	Moyen	Très bon	Moyen	Très bon
Push-pull tétrodes ou penthodes	67	2	3,7	Bon	Mauvais	Moyen	Mauvais
Push-pull tétrodes en ultra-linéaire	54	3,3	3	Bon	Bon	Bon	Bon
Push-pull triodes à charge de cathodes	25,5	1	3	Bon	Très bon	Bon	Très bon
Push-pull tétrodes à charge de cathodes	67	0,15	3,7	Bon	Mauvais	Moyen	Mauvais
Push-pull tétrodes en ultra-linéaire à charge de cathodes	54	0,5	3	Très bon	Très bon	Très bon	Très bon
Push-pull tétrodes à charge répartie	45	0,3	3,7	Bon	Mauvais	Moyen	Mauvais
Push-pull tétrodes en ultra-linéaire à charge répartie	54	0,85	3	Très bon	Très bon	Très bon	Très bon

* Rendement = Puissance audio de sortie/Dissipation plaque

TYPE DE CIRCUIT	TENSION DE MODULATION CRÊTE (VOLTS)	IMPÉDANCE INTERNE (X CHARGE)	POINTS CRITIQUES À SURVEILLER
Mono-triode	40	0,375	Transformateur de sortie : risque de saturation par courant continu
Mono-tétrode ou penthode	36	11,5	Transformateur de sortie : risque de saturation par courant continu
Push-pull triodes à polarisation fixe	90	1,4	Bonne régulation de l'alimentation haute tension
Push-pull triodes à polarisation automatique	70	0,4	Valeur critique de la résistance de polarisation
Push-pull tétrodes ou penthodes	45	5 (-)	Aucun
Push-pull tétrodes en ultra-linéaire	90	1,25	Couplage critique du primaire et du secondaire du transformateur de sortie
Push-pull triodes à charge de cathodes	414	0,31	Aucun
Push-pull tétrodes à charge de cathodes	605	0,068	Isolement critique du transformateur de sortie bifilaire
Push-pull tétrodes en ultra-linéaire à charge de cathodes	690	0,17	Couplage et isolement critiques du transformateur de sortie
Push-pull tétrodes à charge répartie	325	0,13	Transformateur de sortie bifilaire
Push-pull tétrodes en ultra-linéaire à charge répartie	348	0,32	Couplage du primaire et du secondaire du transformateur de sortie

Ces tableaux empruntés à Norman H. Crowhurst, l'un des papes de la littérature audio à tubes, synthétisent parfaitement les performances comparées des différents étages de puissance à tubes

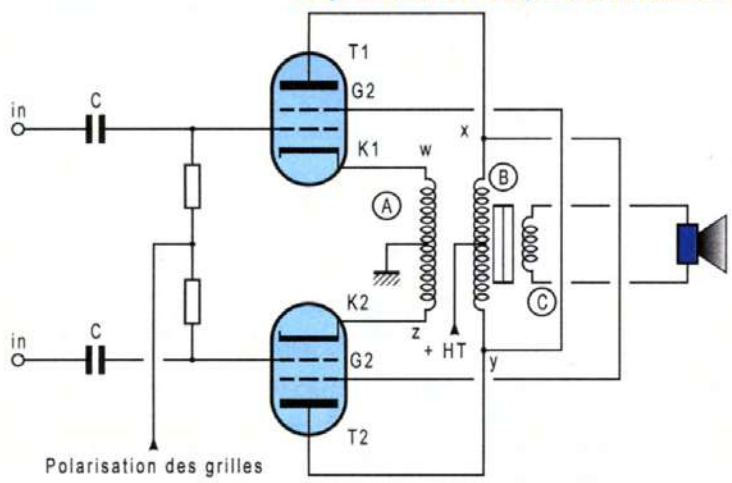


Figure 8 :
Enroulement de cathode (A) égal à l'enroulement d'anode (B) (50 % + 50 % = 100 % unity coupled). La grille G2 de T1 est reliée au point y, donc à la plaque de T2. La grille G2 de T2 est reliée au point x, donc à l'anode de T1

obtenir la même puissance que dans le montage traditionnel en supposant les grilles des tubes polarisées à – 60 volts, il faudra appliquer aux grilles une tension de 200 V + 60 V = 260 V, soit 520 V crête à crête, ce qui est très difficile à obtenir sans distorsion d'un honnête driver !

Pourtant, malgré les difficultés, cela se pratique et les résultats sont souvent exceptionnels !

LES MONTAGES À CHARGE RÉPARTIE ET ÉCRANS CROISÉS

(Montages type Mc Intosh, repris depuis par Audio Research)

Ces montages sont aussi appelés « Unity coupling », car la charge est répartie par moitié entre les anodes (enroulement B) et les cathodes (enroulement A).

L'astuce majeure a été de réunir les grilles G2 de chaque tube à l'anode du tube opposé.

Premier avantage : comme le point y (**figure 8**) et le point w swinguent exactement de la même valeur **et en phase** (tout comme les points x et z), les tensions entre, d'une part, G2/T1 et K1 et, d'autre part, G2/T2 et K2 sont maintenues à chaque instant rigoureusement constantes.
Tout se passe comme si on avait régulé les tensions d'écrans G2/T1 et G2/T2 par rapport aux cathodes K1 et K2, d'où un rendement optimal des tétrodes T1 et T2.
Deuxième avantage (et non des moindres) : le débit des tubes, qui dans une tétrode (ou une pentode) dépend essentiellement des tensions G2, est autorégulé.
Il est inutile d'appareiller les tubes et leur vieillissement est automatiquement compensé.

Inconvénient : le transformateur est extrêmement complexe à réaliser, car les enroulements (A), (B), et (C) doivent être parfaitement couplés et l'isolement entre (B), relié à la haute tension, et (A), relié à la masse, doit être particulièrement soigné.
Ce type de transformateur a été mis au point dans les années 50 par Gordon Gow, lequel a été à la base de la réputation de la firme Mc Intosh.

D'AUTRES MONTAGES

Il serait fastidieux de tous les passer en revue, d'autant que nous les étudierons dans la prochaine partie de notre cours qui sera consacrée à l'étude pratique des appareils existants.
Pour résumer les chapitres sur les « amplificateurs dits de puissance », nous avons emprunté deux tableaux à Norman H. Crowhurst, l'un des papes de la littérature audio à tubes, trop tôt disparu il y a une vingtaine d'années. Ces tableaux synthétisent parfaitement les performances comparées des différents étages de puissance à tubes.

EN CONCLUSION

Ainsi se termine notre étude sur les « amplificateurs dits de puissance ».
Dans nos prochains cours, nous aborderons le problème fondamental de la contre-réaction, souvent mal comprise et mal appliquée.
Nous étudierons ensuite les inverseurs de phase pour étages push-pull.

À bientôt
R. Bassi

Et si on parlait tubes...
Cours n°1 à 11

Apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »
France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____
N° : _____ Rue : _____
Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Bon à retourner accompagné de votre règlement à :
TRANSOCÉANIC - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
LA CONTRE-RÉACTION

Dans la littérature anglo-saxonne, la contre-réaction est appelée « negative feed back » que nous devrions traduire, nous aussi en bon français, par « réaction négative » puisque, comme nous allons le voir immédiatement, c'est en ayant bien compris le phénomène de « réaction » que vous pourrez aborder la « contre-réaction » en toute sérénité.

Bien utiliser la contre-réaction ne semble présenter que des avantages. Ses principales propriétés sont les suivantes :

- Elle linéarisera la bande passante de l'amplificateur
- Elle diminuera, dans de fortes proportions, les distorsions diverses (harmoniques, intermodulation, etc.)
- Elle éliminera les bruits parasites produits par l'électronique de l'amplificateur (ronflements, souffle, etc.)
- Elle sera à même de compenser bien des défauts dus aux haut-parleurs dans le cas particulier d'un amplificateur de « puissance ».

Mais attention ! Mal utilisée (ce qui est souvent le cas, hélas !), la contre-réaction peut provoquer des phénomènes absolument inverses : augmentation des distorsions diverses, bande passante torturée et tronquée, oscillations parasites à hautes ou très basses fréquences, etc.

D'où la tentation de certains constructeurs de purement et simplement la supprimer. Ce qui est idiot car, sans contre-réaction, un amplificateur est livré à lui-même et ses résultats sont entièrement dépendants de sa charge (lire nos précédents cours) !

Dans le cas d'un amplificateur de puissance, la charge peut être parfaitement aberrante (inductive ou capacitive, ce qui est le cas de **tous** les haut-parleurs sans exception). Un étage de puissance qui voit en permanence varier sa charge devient un véritable générateur de distorsions au gré des fréquences transmises !

La règle que l'on doit s'imposer est la suivante : tout circuit amplificateur doit être pratiquement parfait sur une charge résistive avant de lui appliquer la moindre contre-réaction. Un appareil mal « fichu », déformant naturellement le signal qu'il a à amplifier, pourra sembler parfait après application d'une « contre-réaction », mais soyez sûrs que les résultats seront très certainement médiocres en utilisation réelle. Pour la petite histoire, sachez que la contre-réaction a été mise au point par H.S. Black en janvier 1934 (!) et utilisée depuis en permanence.

L'AMPLIFICATEUR À RÉACTION

La définition classique est la suivante (telle que nous l'avons apprise à l'école il y a bien longtemps !) : « Un amplificateur est à « réaction » lorsqu'une fraction de la tension variable (le signal) qu'il a amplifiée est réinjectée à l'entrée. Cette fraction de tension réinjectée se nomme le « taux de réaction ».

Exemple : un étage préamplificateur fournit 20 volts à la sortie. On dit que le taux de réaction est de 10 % si on réinjecte 2 volts à l'entrée.

Sans s'occuper du type d'amplificateur, reportez-vous à la figure 1.

Nous avons schématisé un amplificateur débitant dans une charge. Une tension alternative « e » est appliquée à l'entrée entre A et B. Aux bornes de la charge entre C et D, on recueille une tension amplifiée S_1, reflet exact (si l'ampli est parfait) de la tension d'entrée.

En **figure 2**, le même amplificateur. Un potentiomètre P (de forte valeur afin de ne pas perturber l'amplificateur en modifiant sa charge) permet d'extraire une fraction de la tension amplifiée de sortie et de réinjecter cette fraction de la tension à l'entrée A.

Vous comprenez immédiatement que si **cette fraction de tension s'ajoute à la tension fournie par la source**, la tension d'entrée étant accrue, le gain de l'amplificateur est augmenté. Il s'agit d'une **réaction positive**.

Si cette fraction de tension se retranche de la tension d'entrée, le gain de l'amplificateur est diminué. Il s'agit alors d'une **réaction négative** ou **contre-réaction**.

Comme nous avons affaire à des tensions alternatives, lorsque la tension de réaction s'ajoute à la tension d'entrée, **c'est que cette tension réactive est en phase avec la tension d'entrée.**

Dans le cas de la contre-réaction, la tension réactive est en opposition de phase avec la tension d'entrée (déphasage de 180°) (voir **figures 3a et b**).

Ce qui déterminera **la réaction positive ou la contre-réaction** d'un amplificateur c'est donc uniquement (en dehors du taux) un problème de phase ! Nous verrons plus loin que ce problème mal maîtrisé est l'une des causes de la mauvaise utilisation de la contre-réaction et de sa mauvaise réputation calomniée par grand nombre de gourous de l'audiophile.

Figure 1

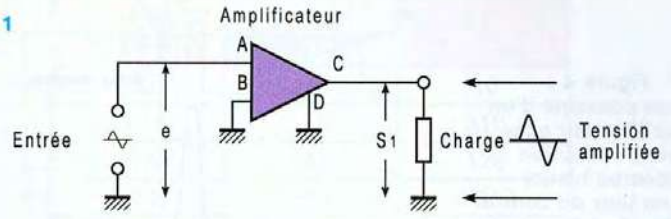
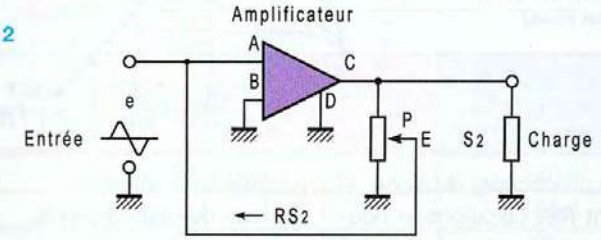


Figure 2



Amplificateur « réactionné ». A l'aide du potentiomètre P, on va réinjecter dans l'entrée A une fraction de la tension amplifiée disponible en sortie C. Si cette fraction est en phase avec la tension d'entrée, elle s'ajoutera à celle-ci. La réaction sera positive, le gain de l'étage sera augmenté. Si cette fraction est en opposition de phase avec la tension d'entrée, elle se retranchera à celle-ci. La réaction sera négative (contre-réaction), le gain de l'étage diminuera (lire texte).

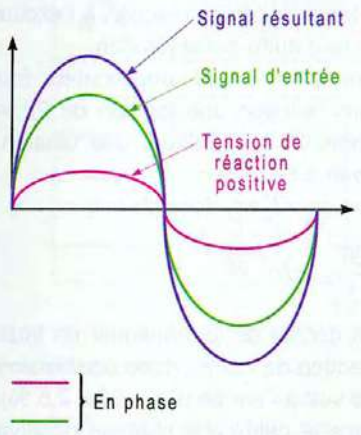


Figure 3a : Réaction positive

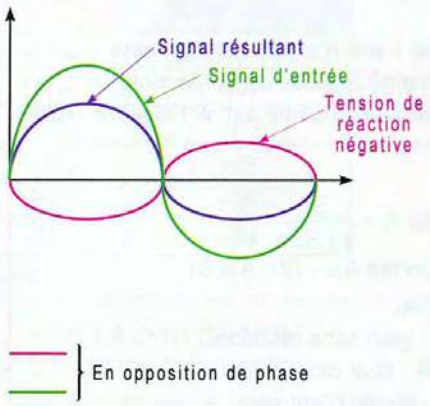


Figure 3b : Réaction négative (contre-réaction)

THÉORIE ET CALCULS DES AMPLIFICATEURS DITS « RÉACTIFS »

Il existe des centaines d'ouvrages sur le sujet ! Tous ces ouvrages développent des théories mathématiques extrêmement complexes et souvent inutilisables par le commun des électroniciens desquels nous faisons partie.

Nous pourrions vous parler des diagrammes de Niquist, des équations de Van Der Pol, etc. Tout cela est passionnant, mais l'idée directive de nos cours est de vous livrer des réflexions simples et directement applicables à l'audio. Il en est de la contre-réaction comme de toute l'électronique, une suite de raisonnements logiques et relativement faciles à interpréter.

Définissons d'abord le gain en tension d'un amplificateur sans réaction. C'est le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée (figure 1) :

$$A = \frac{S_1}{e}$$

Appelons maintenant « R » le taux de réaction que nous avons l'intention de réinjecter à l'entrée. En simplifiant le problème à l'extrême, nous considérerons « R positif » dans le cas d'une réaction positive et « R négatif » dans le cas d'une contre-réaction.

Comme S_2 est la tension de sortie de l'amplificateur réactionné, la tension réinjectée à l'entrée sera égale à RS_2.

En figure 2, nous réinjectons cette tension entre A et B. La tension entre A et B qui était « e » devient

$\mathbf{e + (+RS_2)}$

réaction positive

$e + (-RS_2) = \mathbf{e - RS_2}$

réaction négative, contre-réaction

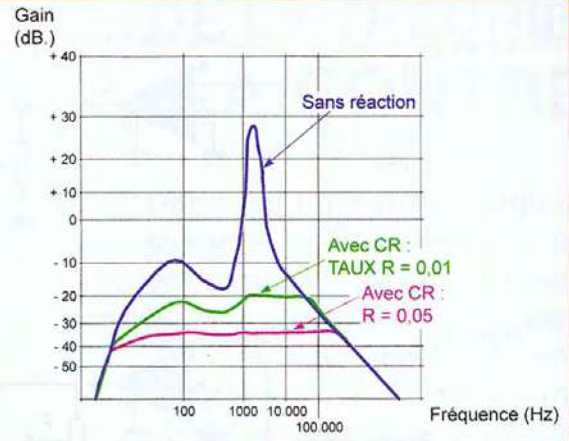


Figure 4 :
Bande passante d'un amplificateur sans contre réaction (courbe bleue) avec un taux de contre-réaction de 1 % (courbe en vert) et un taux de contre-réaction de 5 % (courbe en rose)

Sans plus nous préoccuper du signe (+) ou (-) précédant RS, calculons le nouveau gain de l'amplificateur, la tension de sortie est devenue S_2 :

$$A = \frac{S_1}{e + RS_2} \quad (1)$$

Appelons ce nouveau gain Aréac

$$A_{reac} = \frac{S_2}{e} \quad (2)$$

Car « e » n'a pas changé, seul « S » a changé à cause de la réaction.
Passons maintenant à l'algèbre ultra-simple :

$$\text{de } A = \frac{S_1}{e + RS_2}$$

On tire $A.e + RS_2.A = S_1$

Avec
A : gain sans réaction
RS : taux de réaction
e : signal d'entrée
S_2 : signal de sortie avec réac
D'où $Ae = S_2(1-RA)$

$$\frac{Ae}{1 - RA} = S_2$$

En divisant tout par « e », on obtient

$$\frac{A}{1-RA} = \frac{S_2}{e}$$

$$\text{Or } \frac{S_2}{e} = A_{reac}$$

On peut donc écrire que :

$$\mathbf{A_{reac} = \frac{A}{1-RA}}$$

Aréac : nouveau gain
A : gain sans réaction
R : taux de réaction en %

C'est la formule fondamentale qui va nous permettre d'étudier en détail tous les phénomènes réactifs et contre-réactifs du circuit.
Il est important de noter que cette formule **ne fait intervenir que les gains** et le taux de contre-réaction à l'exclusion de tout autre considération.
Exemple : un préamplificateur fournit sans réaction une tension de 20 volts lorsqu'on lui applique une tension de 1 volt à l'entrée.
Son gain A est donc de :

$$\frac{20}{1} = 20$$

On décide de lui appliquer un taux de réaction de 2,5 %, donc une tension de 0,5 volt à l'entrée (RA = 20 x 2,5 %).
Dans le cas d'une réaction positive, le gain deviendra :

$$A_{reac} = \frac{20}{1-0,5} = \mathbf{40}$$

Le gain aura été multiplié par deux soit, en décibels, un gain supplémentaire de :

$$20\log\frac{40}{20} \approx 6\text{dB}$$

Dans le cas d'une contre-réaction :

$$A_{reac} = \frac{A}{1-(-RA)} = \frac{A}{1+RA}$$

$$= \frac{20}{1+0,5} = \mathbf{13,3}$$

Le gain aura diminué à tension d'entrée égale.
C'est l'un des inconvénients majeurs de la contre-réaction (dans notre exemple, la perte est de 3,5 dB).
En audio, on utilise rarement la réaction.
Il arrive que l'on combine deux effets : réaction + contre-réaction dans certains schémas particuliers et certains filtres afin d'augmenter leur sélectivité.
En théorie, lorsque 1-RA tend vers 0, c'est-à-dire quand RA tend vers 1, le gain théorique de l'étage tend vers l'infini ; on a beaucoup utilisé cette propriété à l'âge de la TSF pour rendre hyper sélectif certains circuits d'accords.
Pour nous, en audio, « entrer en réaction » signifie souvent « **accrochage** » à très basses ou très hautes fréquences. Par conséquent, c'est à éviter !
Contentons-nous de rester dans les zones déjà difficiles à maîtriser de la contre-réaction, là où (1 – RA) reste positif, c'est plus sûr !
Donc, en audio, écrivons la formule de contre-réaction :

$$A_{reac} = \frac{A}{1-(-RA)} = \mathbf{\frac{A}{1+RA}}$$

Plus le gain A de l'étage sans contre-réaction est important, plus la diminution de gain est importante.
Plus le taux de réaction R est élevé, plus la perte de gain est importante.

LINÉARISATION DE LA BANDE PASSANTE D'UN AMPLIFICATEUR

En nous inspirant de l'un de nos bons maîtres, Lucien Chrétien, nous avons tracé, sur la **figure 4**, la bande passante d'un vieil amplificateur sans contre-réaction (si vous deviez obtenir ce type de courbe sur un montage, un conseil : jetez-le à la poubelle !). Vous allez voir que si la contre-réaction arrange bien des choses, ce n'est pas une excuse !
En fixant arbitrairement le gain en tension à 1 kHz à 1000, nous pouvons déduire les différents gains en fonction de la fréquence (**tableau A**).
En suivant Lucien Chrétien, nous appli-

quons, pour commencer, un modeste taux de contre-réaction de 1 %, soit 0,01
En appliquant la formule :

$$A_{reac} = \frac{A}{1+RA}$$

A 10 Hz

$$A_{reac} = \frac{10}{1+0,1} = 9,1$$

A 100 Hz

$$A_{reac} = \frac{316}{1+3,16} = \frac{316}{4,16} = 76$$

Etc.
Ce qui nous donne la courbe verte de la figure 4. Vous pouvez constater qu'elle est bien lissée ! (**tableau B**).
Augmentons maintenant le taux de contre-réaction. Portons-le à 5 %, soit 0,05 (**tableau C**). Ce qui nous donne la courbe rouge sur la figure 4.
Observations : plus le taux de contre-réaction augmente, plus les accidents de la courbe de transmission disparaissent, mais plus le gain global diminue.
Plus le gain est faible (c'est le cas à 10 Hz), moins l'effet de la contre-réaction se fait sentir. **Contrairement à la légende, la contre-réaction n'augmente pas la bande passante, elle rend linéaire la courbe de transmission.**

FREQUENCE EN HERTZ	NIVEAU EN DECIBEL	GAIN EN TENSION
50	-40	10
100	-10	316
700	-18	126
2 000	+16	6 310
3 000	+28	12 500
10 000	-12	251

Tableau A

TAUX R : 1%	FREQUENCE EN HERTZ	GAIN AVEC C.R.	DECIBELS PAR RAPPORT à 0 dB 1000 Hz sans C.R.
	50	9,1	-40,8
	100	76	-22,6
	700	55	-26
	2 000	99,1	-20
	3 000	99,9	-20
	10 000	99,9	-20

Tableau B

TAUX R : 5%	FREQUENCE EN HERTZ	GAIN AVEC C.R.	DECIBELS PAR RAPPORT à 0 dB 1000 Hz sans C.R.
	50	6,7	-43,5
	100	19,1	-34
	700	17,3	-35
	2 000	20	-34
	3 000	20	-34
	10 000	20	-34

Tableau C

ACTIONS DE LA CONTRE-RÉACTION

SUR LE TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE

Qu'est-ce que la distorsion harmonique ? Nous en avons longuement exposé le principe dans nos précédents cours. Elle varie **avec l'amplitude du signal.** Or, nous venons de voir que la contre-réaction est un formidable « lisseur » d'amplitude. Une tension sinusoïdale à l'entrée d'un circuit amplificateur est amplifiée par celui-ci et, en fonction d'une multitude de facteurs (étudiés précédemment), se retrouve à la sortie accompagnée d'un train d'harmoniques H2, H3, H4, H5, etc.
Le taux de distorsion global D est par définition égal à :

$$D\% = \frac{\sqrt{H2^2 + H3^2 + H4^2 + H5^2, etc.}}{U}$$

U vaut l'amplitude du signal d'origine.
Ce D% va se retrouver à la sortie du circuit non contre-réactionné.
On démontre qu'en réinjectant ce D% à l'entrée du circuit à travers la ligne de contre-réaction, il va être réduit dans des proportions considérables.
La distorsion résiduelle sera de :

$$d\% = \frac{D\%}{1+RA}$$

R : taux de contre-réaction
A : gain sans contre-réaction
D'où la fierté de certains constructeurs annonçant des taux de distorsion harmonique à peine mesurables !

SUR LA DISTORSION D'INTERMODULATION

Vous avez appris (avec nous !) que la distorsion d'intermodulation est fabriquée dans les circuits et les transformateurs dont les courbes caractéristiques dynamiques ne sont pas des droites. C'est le type de distorsion le plus désagréable car le sous-produit, contrairement aux distorsions harmoniques qui, comme leur nom l'indique, sont dans le « ton », les distorsions d'intermodulation **fabriquent** des fréquences nommées **« partiels » qui n'existent pas dans le son d'origine.** Or, la contre-réaction va agir sur ces partiels en les atténuant dans le même rapport :

$$d = \frac{D}{1+RA}$$

SUR LES BRUITS PARASITES

Ronflement, souffle et claquement, prenant naissance dans le circuit soumis à contre-réaction, subiront le même sort et seront atténués car soumis au même traitement **grâce à la correction d'amplitude des signaux en phase.**

SUR LA DISTORSION DE PHASE

Moins évident, mais cela fonctionne ! Nous en exposerons plus longuement le principe dans notre prochain cours portant sur la construction vectorielle.

SUR LA RÉSISTANCE INTERNE DES ÉTAGES DE SORTIE

Nous verrons le mois prochain qu'il existe deux sortes de contre-réactions : l'une proportionnelle à la tension de sortie du circuit (que nous avons évoquée aujourd'hui), l'autre proportionnelle à l'intensité du courant de sortie du circuit.

Leurs effets sont très différents en termes d'impédance de sortie des circuits et, en particulier, de l'étage final des amplificateurs de puissance.

Pour aujourd'hui, sachez que lorsque la tension de réaction négative est **proportionnelle à la tension délivrée par le circuit affecté par sa présence**, la résistance interne de ce dernier diminue dans d'importantes proportions.

Ceci est très important pour l'amortissement du ou des haut-parleurs servant de charge à un amplificateur de puissance, surtout si celui-ci utilise des pentodes ou des tétrodes à grande résistance interne.

EN CONCLUSION PROVISOIRE

La contre-réaction apparaît comme une panacée, mais attention à ne pas crier victoire trop vite !

Souvent mal employée, elle ajoute des distorsions d'intermodulation là où il n'y en avait pas ou très peu auparavant !

Comme tout circuit électronique complexe, la contre-réaction ne doit être utilisée que si elle est parfaitement maîtrisée. S'en servir pour **arranger** les performances d'un circuit mal réalisé est un véritable non-sens !

Le mois prochain, nous complèterons cette rapide étude en abordant les façons d'appliquer correctement la contre-réaction

Bien utilisée, elle donne des résultats remarquables en termes de dynamique et de parfait équilibre de la balance tonale.

Mal utilisée, elle est source de nombreux soucis,... D'où la tentation de certains constructeurs de clamer haut et fort : " Circuit sans contre-réaction ". Ce qui, croyez-moi, n'est pas un gage de qualité ! Bien au contraire....

À bientôt
R. Bassi

Et si on parlait tubes...

En 11 cours,
apprenez à connaître
et à maîtriser le fonctionnement des
tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque ❒ mandat

A retourner à : TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

28e PARTIE

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
LA CONTRE-RÉACTION
(SUITE)

La contre-réaction est certainement, en audio, le circuit le plus difficile à bien utiliser. Dans notre dernier cours, nous vous avons exposé les principes de base de la réaction et de la réaction négative (contre-réaction ou CR) en simplifiant, à l'extrême, un phénomène bougrement complexe ! Pour aller plus en avant, il vous faut bien comprendre ce qui fait que cela fonctionne ou... provoque une catastrophe ! Et tout d'abord...

Il y a contre-réaction lorsque le signal réinjecté à l'entrée est en opposition de phase avec le signal d'entrée. Avec un seul étage amplificateur, aucun problème (**figure 1**). Si on couple avec un atténuateur *ad hoc* la tension de sortie récupérée sur la plaque d'un tube amplificateur et qu'on réinjecte une fraction de cette tension sur la grille de ce même tube, l'opposition de phase est parfaite car le tube est inverseur (lire nos précédents cours). En théorie du moins, car différents facteurs parasites peuvent intervenir !

Tout d'abord, les capacités parasites (cf. cours précédents). Elles se trouvent en parallèle sur ce circuit archi simple et amènent des rotations de phase aux fréquences élevées. L'inversion de phase n'est plus parfaite et le système peut entrer en oscillation à très haute fréquence ! Les condensateurs C et Ck (en série avec le signal) vont, eux, faire tourner la phase aux très basses fréquences. Accrochage très basse fréquence, très désagréable.

Avec un seul étage contre-réactionné, vous ne risquez pas grand-chose. Mais plus le nombre d'étages augmente, plus l'effet des capacités parasites et des condensateurs de liaisons et de découplages se fait sentir. Mais continuons avec des circuits parfaits (!) hyper simples et abordons le cas de deux étages (**figure 2**).

Inutile de songer à la contre-réaction ramenée sur la grille car la tension de sortie se retrouve en phase avec la tension d'entrée (180° + 180° = 360°).

Vous avez fabriqué un vrai oscillateur qui se nomme un « multivibrateur » !

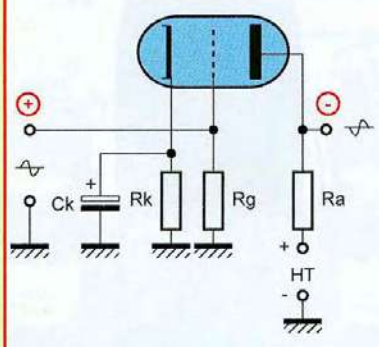


Figure 1a : Un tube est inverseur. Déphasage de 180°

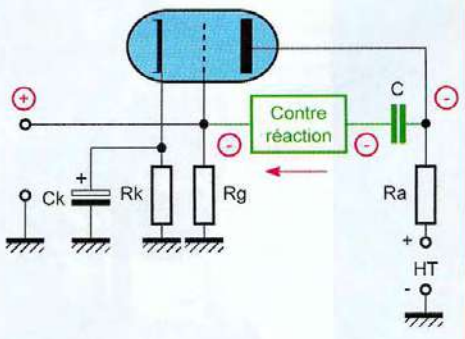


Figure 1b : Application de la contre-réaction sur un simple étage

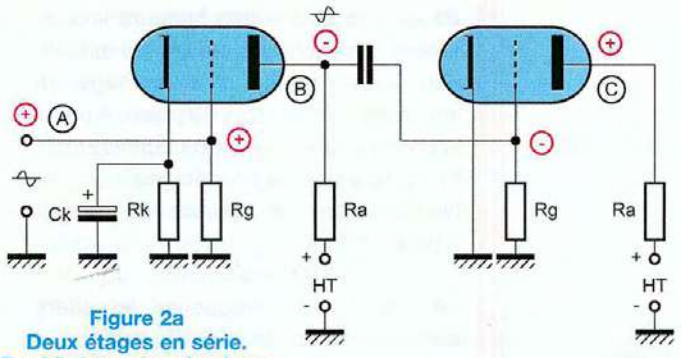


Figure 2a
Deux étages en série. Double inversion de phase 180° + 180° = 360°

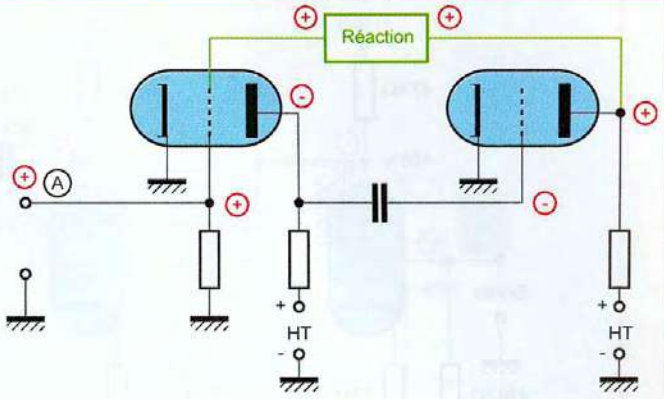


Figure 2b
Si vous réinjectez une fraction de la tension de C vers A, le système oscille. Vous avez créé une réaction (multivibrateur)

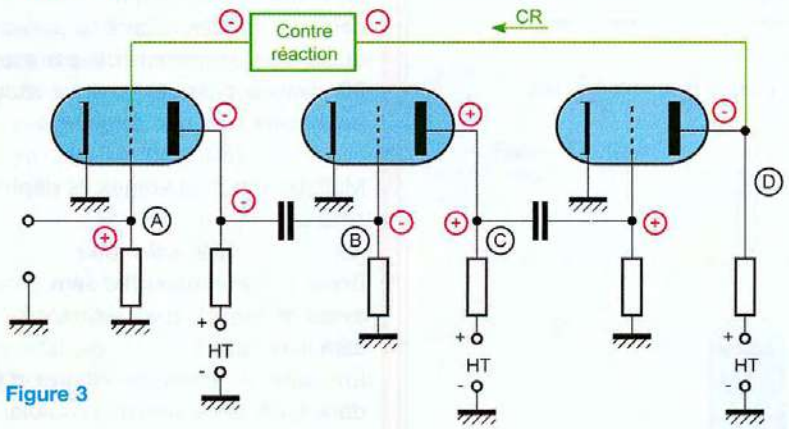


Figure 3

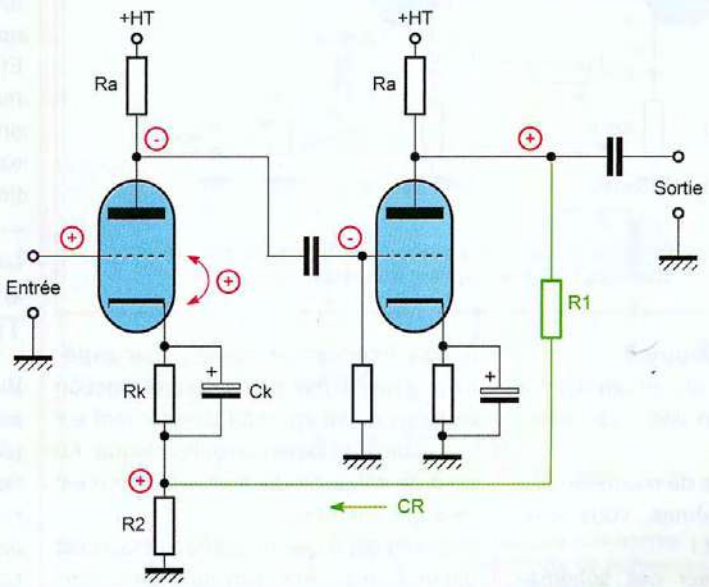


Figure 4
Comment appliquer la contre-réaction (CR) sur un système à deux étages. R1 beaucoup plus grand que Ra R2 beaucoup plus petit que Rk

Ce sera toujours le cas lorsque la boucle de contre-réaction englobera un **nombre pair d'étages.**

Avec trois étages, le problème ne se pose pas (**figure 3**). Le signal de sortie en D est bien en opposition de phase avec le signal d'entrée en A.

Vous pouvez cependant, dans le cas (fréquent) de deux étages dans les préamplificateurs, où il est important que le signal de sortie soit rigoureusement en phase avec le signal d'entrée (phase absolue), appliquer une contre-réaction **sur la cathode** du premier tube (**figure 4**). Appliquer **une tension positive** sur la cathode revient, en effet, à réduire la tension entre grille et cathode, donc l'équivalent d'une fraction négative de tension sur la grille de commande.

Deux autres méthodes sont employées couramment, elles sont extraites de deux célèbres fabrications :

- Ampli de ligne par Ampex. Utilise, sur deux étages, une contre-réaction dite

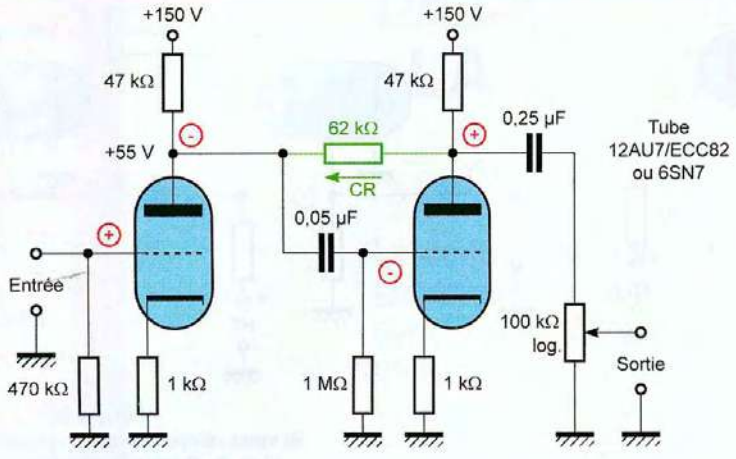


Figure 5 : Contre-réaction plaque à plaque (schéma Ampex)

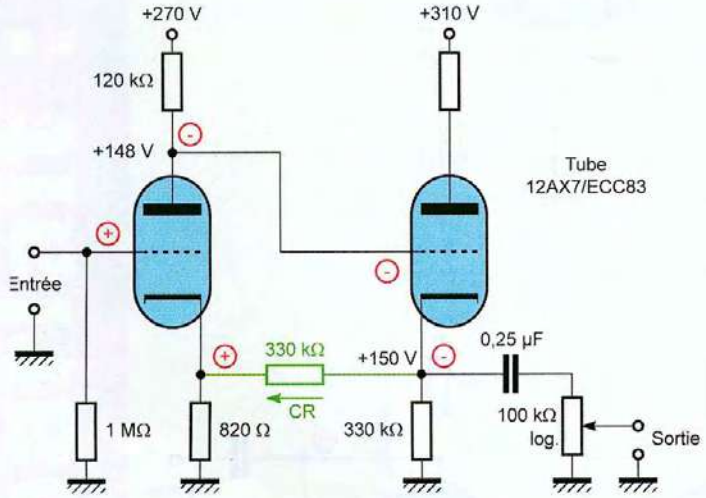


Figure 6 : Contre-réaction cathode à cathode (schéma Mc Intosh). Attention : ce montage est inverseur

« plaque à plaque » (**figure 5**).

- Ampli de ligne par Mc Intosh (C20 et C22). Contre-réaction dite « cathode à cathode » (**figure 6**).

Je vous recommande de mettre en pratique ces deux schémas, vous serez surpris par le résultat !

Vous remarquerez, sur ces schémas, que les résistances de cathodes ne sont pas découplées par un condensateur. Ceci amène une contre-réaction supplémentaire dite, selon certains auteurs, « contre-réaction d'intensité », car ces résistances de cathodes sont parcourues par le courant traversant le tube.

En réalité, d'autres auteurs affirment (et je suis tenté de les croire... par expérience) qu'il s'agit d'une contre-réaction de tension, car agissant directement sur la variation de potentiel grille/plaque. Au bout de soixante-dix ans, le débat n'est toujours pas clos !

Toujours est-il que le gain de l'étage est diminué, mais que son taux de distorsion peut être considéré comme nul ! C'est extra et c'est ce qu'il faut faire !

ET LES ÉTAGES DE PUISSANCE ?

Nous avons vu que chaque étage engendre, en théorie, une rotation de phase de 180°. Mais en raison des capacités parasites des condensateurs de liaisons et d'autres facteurs (inductances, transformateurs, etc.), il est évident qu'en réalité chaque étage va introduire une rotation de phase « parasite » en dehors du déphasage normal.

Prenons le cas de trois étages.

Normalement le déphasage global devrait être de :

$$180° \times 3 = 540°$$

En fonction de la fréquence, les effets parasites vont se faire sentir, parfois sur une seule fréquence du signal musical. Si, à une fréquence déterminée, les liaisons par condensateurs de grilles introduisent un déphasage de, par exemple, 60° (valeur typique), chaque étage ne déphasera plus que de :

$$180° - 60° = 120°$$

Multiplié par trois étages, le déphasage sera de :

$$120° \times 3 = 360°$$

Donc le signal de sortie sera en phase avec le signal d'entrée. L'oscillation sera inévitable !

En règle générale, on essaye d'éviter, dans toute la mesure du possible, d'englober avec la contre-réaction un nombre élevé d'étages.

Et pourtant, c'est ce que l'on fait couramment dans pratiquement tous les amplificateurs de puissance contre-réactionnés. Il existe donc des solutions.

LA CONTRE-RÉACTION SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Bien que la contre-réaction soit utilisée pratiquement sur tous les bons préamplificateurs, ne serait-ce que pour ajuster le gain à une valeur raisonnable, on parle surtout de la contre-réaction des amplis de puissance.

Laquelle est constituée, dans la majorité des cas, par une boucle de contre-réaction englobant tout l'amplificateur, y compris le transformateur de sortie (**figure 7**).

Or, un amplificateur comporte souvent un nombre important d'étages. Le problème majeur sera donc la stabilité (l'amplificateur ne doit pas se transformer en oscillateur).

MM. Bode et Nyquist, dans les années quarante, ont parfaitement cerné le problème mais leurs calculs sont extrêmement complexes et difficilement utilisables en pratique.

On sait, en effet, que les oscillations proviennent des rotations de phase dues aux différentes constantes de temps des circuits de l'amplificateur :

- Condensateurs de liaisons : avance de phase.
- Self induction du primaire du transformateur de sortie : avance de phase
- Action sur les basses fréquences (en dessous de 100 Hz).
- Côté hautes fréquences : retard de phase dû aux capacités parasites (lire cours précédents).
- Self de fuite du transformateur de sortie.

Pour que l'amplificateur soit stable, il faut que **sans contre-réaction** (boucle ouverte), à chaque extrémité de la bande transmise, la somme des déphasages n'atteigne en aucun cas 180° (c'est ce que l'on appelle « le critère de Nyquist »).

Or, on sait qu'une constante de temps (RC) ne peut apporter qu'un déphasage inférieur à 90°.

Par conséquent, un amplificateur de puissance ne comportant que deux étages (cas des monotriodes) sera assuré d'être stable, quel que soit le taux de contre-réaction, car il y aura deux constantes de temps passe haut (liaisons) et deux passe-bas (transfos et capacités parasites).

Malheureusement, plus le nombre d'étages, donc de constantes de temps, augmente, plus cela se gâte. Maintenir la stabilité devient alors très difficile si l'on ne veut pas recourir à des astuces !

- 3 constantes de temps égales : le taux de CR doit être inférieur à 18 dB
- 4 constantes de temps : 12 dB maxi.
- 6 constantes de temps : 9 dB maxi.

C'est pour cette raison que **le taux recommandé, quel que soit le type d'amplificateur**, s'élève à 6 dB.

Avec un taux aussi faible, on bénéficie de tous les avantages de la contre-réaction, sans aucun de ses inconvénients.

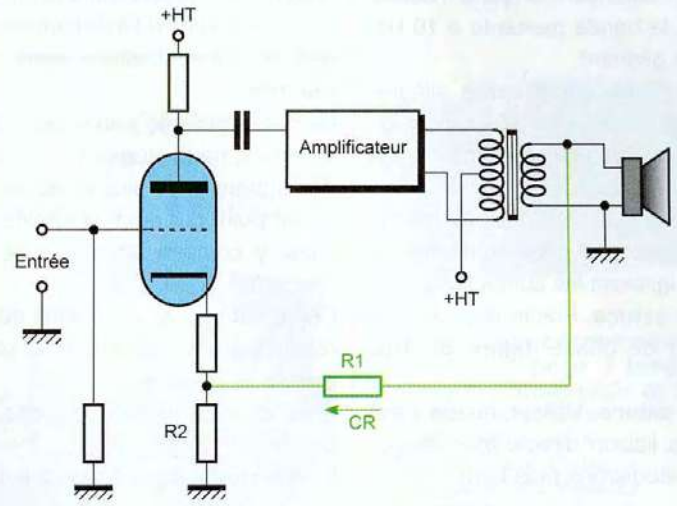
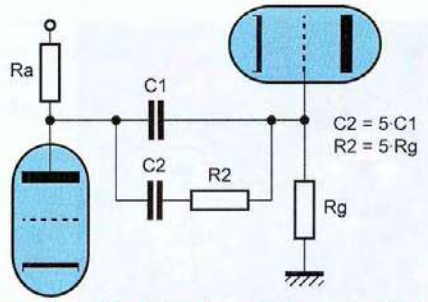
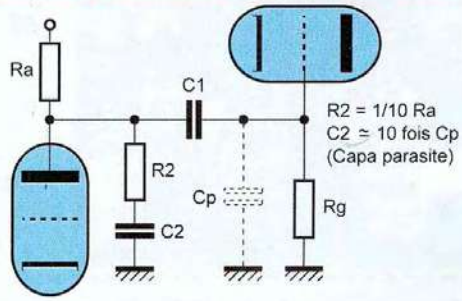


Figure 7 : Disposition classique d'application de la contre-réaction (CR) sur un amplificateur de puissance. La « boucle de contre-réaction » intervient en général sur la cathode d'un tube d'entrée, R1 et R2 formant un potentiomètre.

Correcteur d'instabilité aux fréquences basses



Correcteur d'instabilité aux fréquences élevées



Montage classique que l'on trouve sur 90% des amplificateurs de puissance. C2 est de l'ordre de 470 pF

Figure 8 : Réseaux de correction

LES ASTUCES DE CONCEPTION

Première astuce. Décaler les constantes de temps afin que celle qui commence la première à faire tourner la phase (atténuation de la bande passante –3 dB) ait déjà fortement atténué le gain avant que la suivante ne prenne le relais.

Exemple : un étage de votre amplifica-

teur passe le 1 Hz, vous êtes très fier. Limitez, en diminuant le condensateur de liaison, la bande passante à 10 Hz, vous serez gagnant.
De même, votre étage passe allègrement 100 kHz, limitez-le à 30 kHz, vous serez, là aussi, gagnant en faisant reculer la limite de stabilité.
Votre ampli se comportera alors comme s'il ne comptait que cette constante de temps, en ignorant les autres !
Deuxième astuce. Etablir des réseaux correcteurs de phase (**figure 8**). Très compliqué !...
Troisième astuce. Utiliser, quand c'est possible, la liaison directe inter-étages (que nous étudierons plus tard).

Attention, si vous utilisez des réseaux correcteurs, déconnectez la ligne de CR et assurez-vous du fonctionnement correct de l'amplificateur **sans contre-réaction**.
Dans la troisième partie de notre série de cours, nous étudierons les schémas des appareils les plus célèbres en analysant point par point la totalité des circuits, y compris les lignes de contre-réaction.
Comment ajuster votre ligne de contre-réaction si vous ne possédez pas d'appareils de mesure ?
C'est ce que nous étudierons le mois prochain.
Il nous faudra aussi évoquer les défauts de la contre-réaction, lesquels sont nombreux en termes d'intermodulation et de rendu transitoire en audio.
La contre-réaction est difficile et dangereuse à manipuler. C'est pourquoi de nombreux constructeurs tentent de s'en passer.
Nous verrons que, dans le cas d'utilisation de triodes de puissance, cela se justifie, mais que la contre-réaction est pratiquement obligatoire lors de l'utilisation de tétrodes et de pentodes de puissance grâce à son action sur ce que l'on appelle le « coefficient d'amortissement ».

Au travail !
R. Bassi

Et si on parlait tubes...

En 11 cours,
apprenez à connaître
et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »
France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque ❒ mandat
A retourner à : TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
LA CONTRE-RÉACTION
(SUITE)

Dans nos deux précédents cours, nous avons passé en revue les différents aspects de la réaction négative (contre-réaction) sur un circuit électronique à tubes destiné (uniquement !) à l'audio. Il y a toutefois un facteur extrêmement important que nous avons seulement évoqué mais qui est l'un des principaux atouts de la contre-réaction, à savoir la réduction de l'impédance interne apparente de la source et sa conséquence immédiate : son action sur le coefficient d'amortissement de l'amplificateur.

Nous nous efforcerons d'exposer le plus simplement possible et de comprendre cette question fondamentale assez complexe en commençant par aborder l'adaptation en impédance entre la sortie d'un amplificateur et une enceinte acoustique (haut-parleur).

QU'EST CE QU'UN AMPLIFICATEUR ?

Un amplificateur est un générateur de tension (**figure 1a**) qui va fournir une tension (E) et un courant (I) à une charge Ze à travers un circuit complexe formé de Ls, rs et Cs qui représentent ce que l'on appelle « l'impédance interne complexe » de la source (Zs).
On pourra dire que la tension U fournie à la charge B (le haut-parleur) sera égale à (**figure 1b**) :

U = E – Zs.I

Par conséquent, plus le courant fourni par l'amplificateur A (donc la puissance) sera important, ce courant devant traverser l'impédance complexe interne Zs, plus la tension U aux bornes de Ze (le haut-parleur) va chuter.
Si, par un artifice, on arrivait à supprimer Zs, la tension U aux bornes de Ze resterait constante, quel que soit l'appel de courant.
Mais comment supprimer Zs puisque nous savons que tout générateur de tension a un défaut congénital : son impédance interne ? Tout simplement en utilisant la contre-réaction. Nous verrons que cette dernière ne supprime pas l'impédance interne de la source, mais compense la chute de tension introduite par Zs. C'est pourquoi on parle de « impédance interne apparente » de la source après application d'une contre-réaction. C'est un énorme malentendu qu'il importe de dissiper, **la source « A » conserve son impédance interne, bien que tout va se passer comme si Zs diminuait.**
Si « A » est incapable de fournir du courant, donc de la puissance, on aura beau faire ce que l'on veut, on en tirera « rien » !
C'est ce que l'on constate sur les sorties de préamplificateurs dites à « basse impédance » incapables de fournir de la puissance à un récepteur malgré une « impédance apparente » de sortie très basse !
D'où le terme parfois employé « amplificateurs de ligne », lesquels sont de véritables amplificateurs de puissance (cela est rarement vrai, hélas !).

CONTRE-RÉACTION DE TENSION

Cela signifie baisse de l'impédance apparente de la source.
Au fond qu'essayons-nous de faire ?

Nous tentons de compenser la chute de tension dans Zs en fonction de l'appel de courant de Ze, ce qui revient à maintenir U aux bornes de la charge la plus constante possible. Or, **gardez toujours à l'esprit que Zs, l'impédance interne nominale de la source, existe toujours, quoi que l'on fasse !**

Les effets de la contre-réaction atténueront le phénomène (dans de grandes proportions), mais ne le supprimeront pas. Comment cela fonctionne-t-il ?

Imaginons un système (parfaitement idiot !).

À l'entrée de l'amplificateur A (sans contre-réaction), nous allons installer un potentiomètre P et à la sortie aux bornes de la charge Ze, un voltmètre pour tensions alternatives (**figure 2**). Le voltmètre va mesurer en permanence la tension aux bornes de la charge Ze. Dans un premier temps, nous considérerons la charge Ze comme une pure résistance, donc insensible à la fréquence. À l'entrée du potentiomètre, nous connectons un générateur basse fréquence que nous réglons sur 1 000 Hz. Notre voltmètre va dévier et indiquer la tension U aux bornes de Ze. Sans toucher au potentiomètre, nous faisons varier la fréquence. Nous obtenons une variation de la tension U fournie par l'ampli A. C'est la bande passante de notre amplificateur sans contre-réaction.

À chaque instant, l'impédance interne de ce dernier va intervenir, les éléments résistifs, capacitifs et inductifs (figure 1) vont faire chuter la tension U en fonction de la fréquence et du courant délivré par A.

Si nous plaçons un ampèremètre pour courants alternatifs en série avec Ze et en faisant le rapport :

$$Z = \frac{U}{I}$$

nous pourrons tracer la courbe d'impédance de sortie de notre amplificateur en fonction de la fréquence (**figure 3**).

Remplaçons maintenant la résistance de charge par un haut-parleur et recommençons la manipulation. Nous constatons que l'aiguille de notre voltmètre bouge continuellement. C'est normal car la charge Ze varie considérablement en fonction de la fréquence et de l'impédance de l'enceinte qui a approximativement l'allure de la **figure 4**.

Maintenant à l'aide du potentiomètre, augmentons la tension d'entrée lorsque l'aiguille du voltmètre descend et baissons-la lorsque l'aiguille remonte. Nous essayons donc de maintenir la tension constante aux bornes de l'enceinte. Nous avons fait de **la contre-réaction manuelle (!)**. Autrement dit, en aug-

Figures 1a et 1b

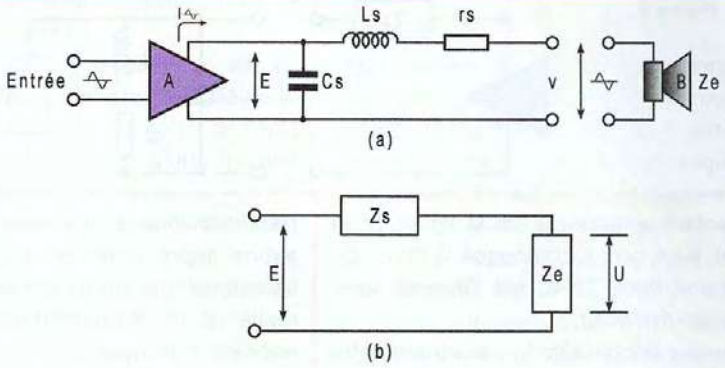
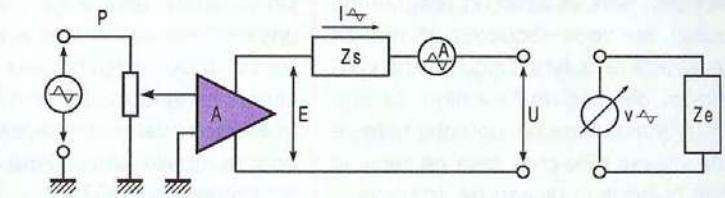


Figure 2



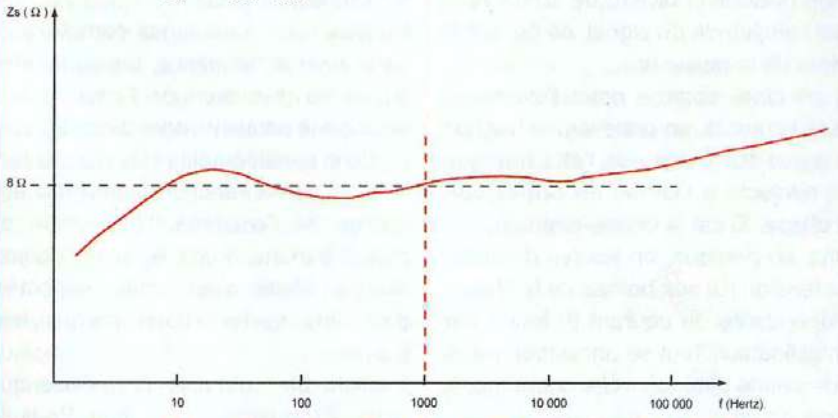


Figure 3 : Impédance de sortie de l'ampli A (sans contre-réaction)

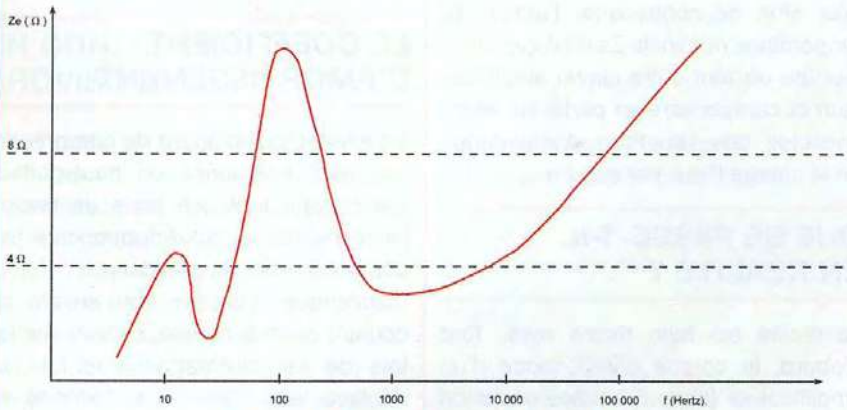
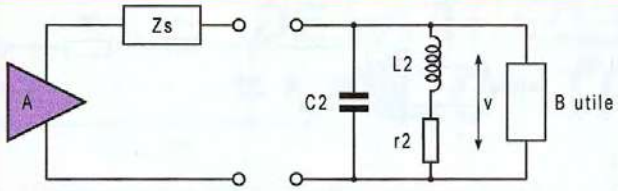


Figure 4 : Ze : impédance de l'enceinte

Figure 5



mentant le niveau (E de la figure 1a et 1b), nous avons compensé la chute de tension dans Zs et fait l'inverse lorsqu'elle diminuait.

Je vous déconseille formellement cette méthode ! Surtout avec un programme musical, car vous risqueriez un mal de tête sévère à suivre l'aiguille du voltmètre et de plus une luxation du poignet à manœuvrer le potentiomètre à toute vitesse ! De plus, cela ne servirait à rien puisque le niveau de sortie varie avec l'amplitude du signal, ce qui est le propre de la musique.

En principe, comme nous l'avons vu précédemment, on prélève une fraction du signal aux bornes de l'enceinte que l'on réinjecte à l'entrée **en opposition de phase**. C'est la contre-réaction.

Donc, en pratique, on essaye d'obtenir une tension (U) aux bornes de la charge indépendante du courant (I) fourni par l'amplificateur. Tout se passe comme si nous avions diminué, voire supprimé, la valeur de Zs.

En sus de son action sur les distorsions, la contre-réaction va donc avoir pour effet de contrecarrer l'action de l'impédance nominale Zs de l'amplificateur (ou de tout autre circuit amplificateur) et compensera en partie les effets invisibles des variations d'impédance de la charge (haut-parleur) Ze.

QUE SE PASSE-T-IL EN RÉALITÉ ?

La réalité est bien moins rose. Tout d'abord, la courbe d'impédance d'un amplificateur (surtout à tubes en raison du transformateur de sortie) est bien moins régulière que celle (théorique) que nous avons représentée en figure 3. Quant aux enceintes acoustiques... n'en parlons pas ! Leurs courbes d'impédance sont, dans la majorité des cas, bien plus torturées que ce que nous avons représenté à la figure 4.

Reportez-vous à la **figure 5** où nous avons représenté un petit schéma caractéristique de ce qu'est la charge réelle d'un amplificateur par une enceinte classique.

On constate que le fait de connecter une enceinte acoustique (classique) à la sortie d'un amplificateur revient à connecter une inductance L2 en série avec une résistance r2 (résistance de la bobine mobile ou du filtre) en parallèle sur une capacité C2.

Comme cette impédance complexe Ze varie avec la fréquence, les caractéristiques de distorsion de l'amplificateur réactionné peuvent varier dans des proportions considérables ! De plus, la tension de contre-réaction étant prise aux bornes de l'enceinte, l'opposition de phase parfaite d'une ligne de contre-réaction idéale n'est jamais respectée, d'où des perturbations parfois très graves.

Il existe bien d'autres problèmes que nous évoquerons plus loin. Pour le moment, il nous faut parler du coefficient d'amortissement.

LE COEFFICIENT D'AMORTISSEMENT

Il convient tout d'abord de comprendre comment fonctionne un haut-parleur. C'est avant tout une sorte de ressort (suspensions) au bout duquel on a fixé une bobine qui baigne dans un champ magnétique. Lorsque l'on envoie du courant dans la bobine, celle-ci suit les lois de l'électromagnétisme. Elle se déplace vers l'avant (ou l'arrière) en fonction du sens du courant qui la traverse. La suspension agit comme un ressort, le haut-parleur va avoir tendance à osciller autour du point d'équilibre du ressort (très déplaisant, on appelle cela le « traînage »). Or, **le système fonctionne dans les deux sens.** Lorsque le haut-parleur est excité, la bobine se déplaçant dans le champ magnétique est soumise à ce que l'on appelle une force « contre électromotrice » de sens opposé à celle qui lui a donné naissance. C'est ce que l'on appelle **« l'amortissement naturel » du haut-parleur** (effet bénéfique sur les transitoires).

Mais dans l'autre sens, l'effet peut être catastrophique. Après une impulsion, la suspension et la bobine livrées à elles-mêmes vont générer une tension qui va être renvoyée vers l'amplificateur (je simplifie !). Or, un amplificateur à tubes est chargé par un transformateur et, par principe même, un transformateur fonctionne dans les deux sens (lire cours précédents).

Si vous avez adopté un transformateur présentant au primaire (juste un exemple !) une impédance de 8 000 Ω et au secondaire une impédance de 8 Ω, sur lequel vous avez connecté votre haut-parleur, la tension engendrée par l'oscillation du haut-parleur va se retrouver au secondaire **multipliée par la racine carrée du rapport des impédances.** Donc, une tension élevée.

L'ensemble haut-parleur/transformateur est devenu à son tour un générateur de tension. Qui dit générateur, suppose énergie. Or, **l'objectif est de freiner** le haut-parleur ! Pour ce faire, il faut dissiper l'énergie produite par ce dernier en l'absorbant. Le plus simple serait de connecter une résistance aux bornes du secondaire pour absorber la puissance engendrée par l'ensemble haut-parleur/transformateur. En réalité, cela est inutile, car cette résistance existe bel et bien (lire cours précédents) : **c'est la résistance interne du ou des tubes connectés au primaire du transformateur.** Dans le cas de triodes, cette résistance interne est faible (rarement supérieure à 1000 Ω). L'amortissement du haut-parleur est, en général, correct. C'est pour cette raison qu'en dehors de la suppression des distorsions, on peut se passer de contre-réaction dans le cas d'amplificateurs « mono » ou « push-pull » de triodes.

Dans le cas le plus fréquent, lorsqu'on utilise des tétrodes ou pentodes (6L6, EL34, KT88/6550), le problème reste

entier. La résistance interne de ces tubes est toujours de l'ordre de 15 kΩ à 50 kΩ. Autant dire que l'ensemble HP/Transfo n'est pas amorti du tout, d'où l'utilisation obligatoire de la contre-réaction afin de réduire **la résistance interne apparente** de ces tubes. On va donc agir sur le coefficient d'amortissement.

DÉFINITION

Un coefficient d'amortissement est le rapport de l'impédance de la charge sur **l'impédance interne apparente** de la source. Par exemple, si la source présentait **une impédance interne vraie** de 8 Ω et la charge une valeur identique, le coefficient serait égal à 1.

À l'autre extrémité, si la source présentait une impédance interne de 0 Ω et la charge une valeur de 8 Ω, le coefficient d'amortissement tendrait vers l'infini. Ce qui serait idiot car cela signifierait que le haut-parleur ne fonctionnerait plus du tout ! Ce n'est pas le but, avouons-le...

Heureusement, ce n'est jamais le cas parce qu'il faut tenir compte de la résistance ohmique de la bobine du haut-parleur. Par exemple, un haut-parleur de 8 Ω d'impédance complexe à 1000 Hz possède une résistance de bobine de l'ordre de 6 Ω (valeur typique). La vraie valeur du coefficient d'amortissement est la suivante :

$$D = \frac{Ze}{Zs + R}$$

Où :

Ze (en ohms) est l'impédance complexe du haut-parleur,

Zs (en ohms) est **l'impédance apparente de sortie** de l'amplificateur,

R (en ohms) est la résistance ohmique de la bobine mobile.

Ce coefficient d'amortissement est donc obligatoire afin de freiner les mouvements erratiques de la membrane d'un haut-parleur. Il existe donc un coefficient d'amortissement idéal pour chaque couplage amplificateur/enceinte acoustique. C'est pourquoi certaines enceintes ne fonctionnent bien qu'avec certains amplificateurs, et vice-versa. En général, les amplificateurs sont parfaits, les enceintes correctes, mais le mariage mauvais !

En utilisant la contre-réaction, **on va abaisser l'impédance apparente de la source.** L'impédance de sortie de l'amplificateur ne sera plus qu'une fraction de son impédance nominale.

En général, on estime que l'impédance interne de l'amplificateur pour des enceintes d'efficacité, donc de rendement moyen (90 à 95 dB/1 watt/1 m), doit être environ égale au 1/20e de l'impédance de charge, soit 0,4 Ω pour une charge de 8 Ω.

Attention, ceci est très important : plus le rendement de vos haut-parleurs est bas, plus le coefficient d'amortissement doit être élevé. En effet, pour obtenir une pression acoustique donnée, il n'est pas rare de voir des haut-parleurs de « basses » à bas rendement avoir des excursions de membranes de 1 à 2 cm ! Or, un ressort étiré de 2 cm peut osciller très, très longtemps ! Il faut donc le freiner énergiquement.

À l'inverse, un haut-parleur de « basses » de 38 cm à haut rendement (100 dB), pour fournir la même pression acoustique, ne se déplacera que de quelques millimètres. Si le coefficient d'amortissement est trop élevé, il ne bouge plus du tout ! D'où la tentation d'accuser l'amplificateur pour anémie de basses fréquences...

EN CONCLUSION PROVISOIRE

Nous nous sommes étendus longuement sur le problème du coefficient d'amortissement, trop peu connu et souvent galvaudé sur les fiches techniques des constructeurs. Lesquels vous annoncent des valeurs énormes, ce qui n'est pas un critère de qualité, bien au contraire ! Cela signifie que ces amplis sont tellement contre-réactionnés que les résultats sur vos haut-parleurs (tellement freinés) risquent d'être parfaitement incolores, inodores et sans saveur ! Attention, par conséquent, à la contre-réaction mal utilisée qui est souvent source de gros, gros ennuis !

Rendez-vous au prochain numéro.

R. Bassi

ERRATUM

Plusieurs lecteurs, que nous remercions, nous ont signalé une erreur commise, bien involontairement, dans la 27e partie de notre cours parue dans Electronique Pratique n°309, page 50. Nous apportons ici les précisions nécessaires et prions nos lecteurs de nous excuser.

Bien qu'après application de la contre-réaction, la tension de sortie soit bien devenue S2, il convient de ne pas en tenir compte pour le calcul du gain.

$$A = \frac{S1}{e + RS1}$$

Appelons ce nouveau gain « Aréac ».

$$A_{reac} = \frac{S2}{e}$$

S2 est la nouvelle tension de sortie après application de la contre-réaction. La tension d'entrée « e » n'a pas changé. Seul « S » a changé en raison de la réaction.

On peut donc écrire :

$$A = \frac{S1}{e + RS1}$$

D'où l'on tire :

$Ae + RS1.A = S1$

Avec A : gain sans réaction

e : signal d'entrée

RS1 : taux de réaction

D'où : $Ae = S1\ (1-RA) = S2$

$$\frac{Ae}{(1 - RA)} = S1 - S1.RA = S2$$

(nouvelle tension de sortie)

En divisant tout par « e », on obtient :

$$\frac{A}{1 - RA} = \frac{S2}{e}$$

Or,

$$\frac{S2}{e} = A_{reac}$$

On peut donc écrire

$$A_{reac} = \frac{A}{(1 - RA)}$$

Il convient de signaler que R (taux de réaction en %) est en général appelé β (bêta) dans de nombreux ouvrages.

De la théorie à la pratique
Les défauts congénitaux de la contre-réaction en audio

Comme vous l'avez certainement compris en lisant nos précédents cours, la contre-réaction de tension présente de nombreux avantages en audio, en particulier une réduction des distorsions, une stabilisation des points de fonctionnement, la réduction de l'impédance apparente de sortie d'un amplificateur et une action bénéfique sur le coefficient d'amortissement.

Aujourd'hui, nous allons passer en revue les défauts inhérents à une contre-réaction mal maîtrisée. Cependant avant de parler des défauts, il nous faut évoquer la contre-réaction dite « d'intensité ».
Jusqu'à présent, nous avons évoqué le principe de la contre-réaction (CR) de tension qui consiste à extraire une fraction de la tension de sortie d'un amplificateur ou d'un préamplificateur aux bornes de la charge et de la réinjecter à l'entrée, en opposition de phase. Cette fraction de tension est proportionnelle à la tension de sortie de l'ensemble électronique considéré (lire nos précédents cours).
Mais que se passera-t-il si la tension réinjectée n'est plus proportionnelle à la tension de sortie aux bornes de la charge, mais proportionnelle à l'intensité du courant qui va traverser ladite charge ? Vous allez constater que cela change tout !

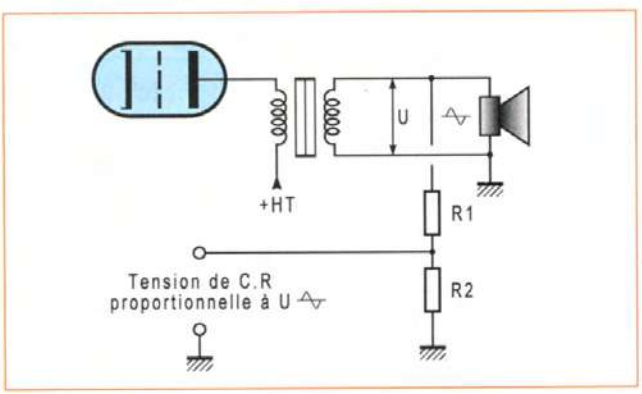
La contre-réaction dite « d'intensité »

Sur la **figure 1a**, nous avons reproduit le schéma de principe de la CR de tension.
Sur la **figure 1b**, nous reproduisons un schéma (très simplifié) de CR dite « d'intensité ».
En effet, alors que pour la CR de tension (figure 1a), on prélève, à travers le potentiomètre constitué par R1 et R2, un pourcentage de la tension aux bornes de la charge (HP) pour le réinjecter en opposition de phase à l'entrée de l'amplificateur, en figure 1b, vous constatez que la résistance R, étant parcourue par le courant I traversant la charge (HP), la **tension** à ses bornes (entre A et B) est proportionnelle au courant I. Cette tension est injectée à l'entrée **en opposition de phase**.

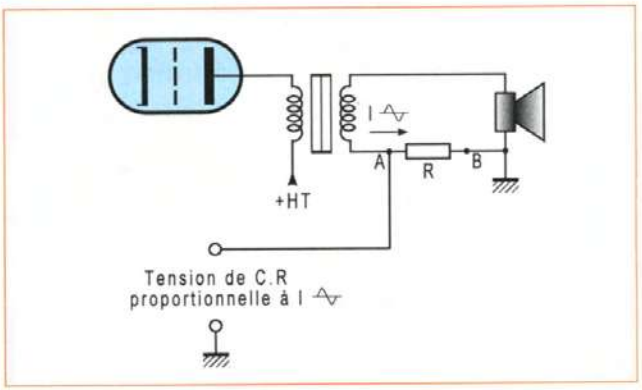
Observations

En figure 1a, lorsque la tension à la sortie de l'amplificateur diminue, **la tension de CR réinjectée à l'entrée en opposition de phase diminue également.** Le gain de l'amplificateur augmente, compensant ainsi la chute de tension à la sortie.
Ceci revient à **diminuer considérablement** « l'impédance interne apparente » de l'amplificateur (lire cours n°29).
À l'inverse, en figure 1b, lorsque l'impédance de la charge (HP) descend, le courant dans le haut-parleur augmente. La tension aux bornes de la résistance R, entre A et B, augmente, le taux de CR augmente en proportion et la tension à la sortie de l'amplificateur chute d'autant. Ceci revient à **augmenter considérablement** son impédance interne.
Le haut-parleur est de ce fait très mal amorti, surtout à sa fréquence de

1a *Contre-réaction de tension récupérée à la sortie d'un étage de puissance*



1b *Contre-réaction dite « d'intensité »*



résonance (voir figure 4 du précédent cours). Son impédance augmentant énormément, le courant traversant R diminue. Le gain de l'ampli augmente, accentuant ainsi les défauts que l'on veut corriger.

Pour nous, en audio, c'est la contre-réaction de tension qui est la plus utilisée.

Nous verrons, dans la troisième partie de notre cours, qu'en mélangeant astucieusement les effets des CR de tension et d'intensité, on arrive à **ajuster parfaitement** le coefficient d'amortissement en fonction des haut-parleurs utilisés, tout en maintenant stable le gain de l'amplificateur. La perte de gain est l'un des défauts majeurs de la CR de tension.

Les défauts congénitaux de la CR de tension utilisée en audio

Perte de gain

Plus le taux de CR est élevé, plus le gain de celui-ci chute. On compense ce défaut en augmentant le gain total de l'amplificateur sans contre-réaction, bien au-delà des besoins réels. Ce qui pose souvent problème, car qui dit gain élevé, suppose aussi taux de distorsion élevé. Un taux de distorsion qui sera compensé, **croit-on**, par la contre-réaction. Ce qui est un non sens, car n'oubliez pas que la contre-réaction n'est efficace que si elle est appliquée sur un amplificateur quasi-parfait sans CR !

Action néfaste de la CR à la saturation

Sur la **figure 2a**, nous avons représenté un amplificateur « non saturé », soumis à un taux de contre-réaction de 1/20e, soit 0,05.

La tension d'entrée entre A et B est de 2 volts crête à crête. L'entrée de l'ampli entre C et D « voit » donc une tension de 2 volts crête à crête diminuée de la valeur de la tension réinjectée de 1 volt crête à crête (1/20e des 20 volts délivrés par l'ampli au haut-parleur). Jusque-là tout va bien ! Supposons maintenant que nous désirions « plus » de puissance. Nous allons augmenter la tension d'entrée à, disons, 3 volts crête à crête. Le *hic* est que notre malheureux amplificateur ne peut pas délivrer une tension de plus de 20 volts crête à crête !

Il va se saturer (**figure 2b**).

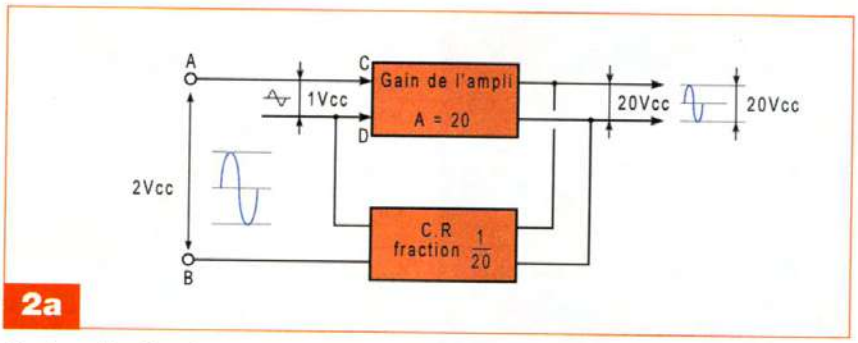
Que va-t-il se passer à l'entrée entre C et D ?

Ne pouvant dépasser 20 volts crête à crête, la tension de CR ne pourra jamais être supérieure à 1 volt crête à crête. Tout va se traduire comme si, au-delà de ce 1 volt, la CR était purement et simplement supprimée ! Résultat : il apparaît une tension de forme bizarroïde à l'entrée CD (forme de tétine). C'est catastrophique puisque notre amplificateur a été calculé pour « encaisser » au maximum 1 volt crête à crête sur ses étages d'entrée.

Inutile de vous préciser que tous nos jolis tubes, dont nous avons réglé les points de fonctionnement avec amour, vont se retrouver avec des grilles polarisées positivement sur les crêtes de 3 volts. Résultat catastrophique et ce phénomène est très fréquent.

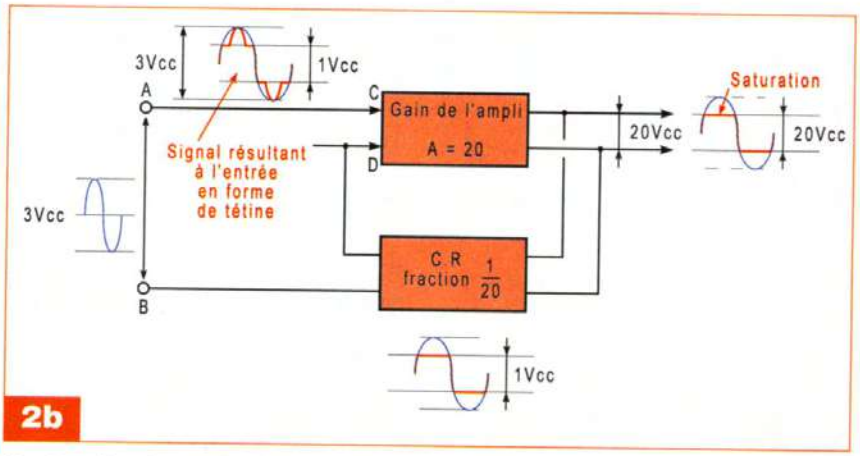
N'oubliez pas que la musique est constituée d'impulsions, souvent de très haut niveau. À l'arrivée de fortes impulsions, l'ampli atteint très vite la saturation (surtout s'il est peu puissant !). C'est d'ailleurs en partie pour cette raison que certains amplificateurs, aux taux de distorsion à peine mesurables (en dessous de la saturation !), ont un son de vieille casserole innommable !

Plus le taux de CR est élevé, plus ce phénomène est à craindre. Dans les amplis à transistors, c'est encore pire ! Ils sont alors saturés et se bloquent ! Ce phénomène existe avec les tubes si les constantes de temps entre les étages ont été mal calcu-



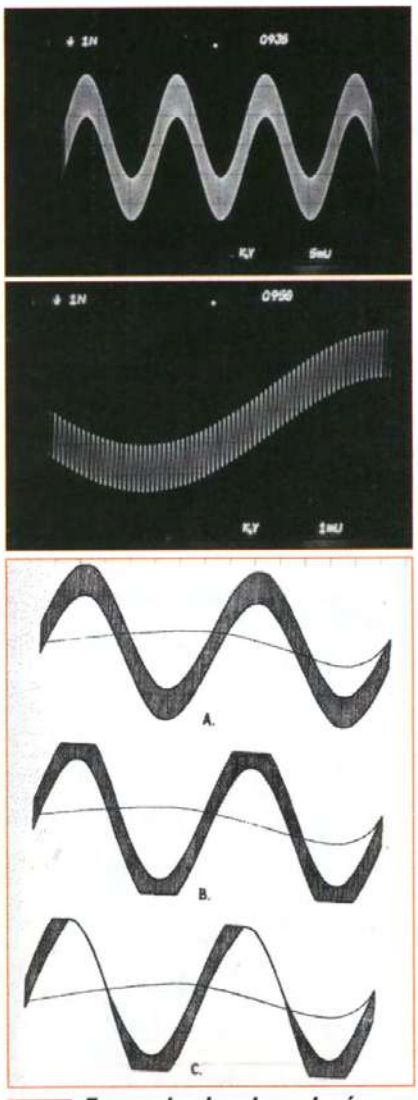
2a

Contre-réaction de tension, amplificateur non saturé (à la limite Vs = 20 Vcc). Tension maximale délivrée par l'ampli : 20 volts crête à crête pour une tension d'entrée de 2 volts crête à crête. Tension réinjectée en opposition de phase 1/20e de 20 Vcc, soit 1 Vcc. L'entrée de l'amplificateur « voit » donc une tension de 2 Vcc - 1 Vcc = 1 Vcc (entre A et B)



2b

Contre-réaction de tension, amplificateur saturé. À la saturation, la tension réinjectée à l'entrée sera «toujours» de 1/20e de 20 Vcc, soit 1 Vcc. L'entrée de l'amplificateur verra donc une tension très déformée dont les crêtes se situeront à 3 volts, la CR n'intervenant que tronquée sur la portion de sinusoïde de 2 Vcc. La forme du signal d'entrée en forme de « tétine » est caractéristique. Résultats auditifs catastrophiques assurés !



3 ***Forme du signal employé pour la mesure de la distorsion d'intermodulation. Une fréquence élevée (6 à 7 kHz) est superposée à un signal bassse fréquence (50 Hz). En A, signal d'entrée. En B, amplificateur bien calibré à la saturation. En C, effet d'une CR mal dimensionnée à la saturation de l'ampli. Le signal HF disparaît (voir texte)***

lées. N'oubliez jamais la forme de la « courbe enveloppe » du signal audio (se reporter aux cours précédents).

Dans le cas d'amplis à liaison directe, le phénomène est encore plus dramatique ! On pourrait penser que la liaison directe entre étages serait favorable à la CR (suppression des constantes de temps en basse fréquence), c'est faux ! Compte tenu de la courbe enveloppe, une composante continue est, en effet, toujours présente dans la ligne de CR. Adieu les points de fonctionnement calculés aux petits soins !

La voix humaine, les instruments à vent, les percussions sont des générateurs de composante continue très importants à cause de la dissymétrie du signal audio (lire cours précédents).

Or, un bouleversement des polarisations dans la chaîne des étages amplificateurs, de plus en plus important en fonction du gain de chaque étage, est vraiment catastrophique.

En figure 3, nous avons représenté un signal basse fréquence (50 Hz) auquel a été superposé un signal haute fréquence (6 kHz). C'est la forme du signal utilisé pour mesurer l'intermodulation. En **figure 3A**, on a le signal d'entrée. En **figure 3B**, l'amplificateur entre en saturation. Celui-ci est un ampli parfait, le signal haute fréquence est respecté tout au long du cycle basse fréquence (BF).

En figure 3C, on a un amplificateur « mal contre-réactionné ». Les étages d'amplification sont tous saturés, le signal HF disparaît ! C'est ce qui se passe lorsque vous entendez une chanteuse accompagnée d'une contrebasse, la voix de la chanteuse devient rauque et fort peu séduisante. Vous avez parfois entendu cela, j'en suis sûr !

En accusation : une contre-réaction mal « fagotée », uniquement utilisée pour faire descendre le taux de distorsion harmonique à 1000 Hertz à 0,000001 %. Ce qui, entre nous, nous fait une belle jambe !

Dernière observation : ne jamais mesurer le taux de distorsion d'un amplificateur à la « limite de saturation », les résultats seront faussés (**figure 4**).

La norme est la suivante : mesure du taux de distorsion et du contenu harmonique du signal résiduel : 10 % sous la limite de saturation.

Exemple : pour un ampli de 100 watts sous 8 Ω (200 watts en crête).

La tension efficace maximale sera de $U^2 = P \times R$, d'où :

$$U = \sqrt{P \times R} = \sqrt{800} = 28{,}28 \text{ volts}$$

Pour mesurer le taux de distorsion harmonique de l'ampli, placez-vous à environ 25 volts afin d'obtenir des résultats révélateurs.

Au-delà de 28,8 volts, l'ampli sera saturé, d'où un paquet d'harmoniques pairs et impairs qui ne voudront pas dire grand-chose, puisque tous les amplis en limite de saturation (ici 28,8 volts) présentent le même nombre d'harmoniques pairs et impairs (c'est mathématique !).

Les autres défauts de la CR (mal fichue !)

Compression de la dynamique

Elle est effective si l'ampli entre en saturation (voir plus haut)

Action sur les transitoires

C'est un reproche souvent affirmé sans analyse précise... et c'est vrai dans le cas d'amplificateurs et de préamplificateurs ayant des bandes passantes colossales, absolument inutiles en audio et surtout nuisibles.

Il n'est pas rare de lire certaines publicités où le constructeur annonce une bande passante de 1 MHz, voire plus ! Que se passe-t-il dans ce cas ? Il faut observer sur un écran d'oscilloscope ce qu'est réellement un coup de cymbales, l'attaque des cordes d'un piano ou d'un violon pour comprendre que la forme et la richesse harmonique de ces sons n'ont rien à voir avec les fronts bien raides des signaux rectangulaires habituellement utilisés pour tester les électroniques.

Or, plus la bande passante est large, plus le flanc de montée d'un signal rectangulaire est droit.

C'est bien là le problème.

Cela ne signifie pas grand-chose en audio (ceci est nécessaire pour les appareils de mesure), bien au contraire. Si vous obtenez des flancs droits en signal rectangulaire à des fréquences aussi élevées que, par exemple, 200 kHz, vous avez d'énormes chances pour qu'à l'intérieur des circuits , même si vous n'utilisez pas la CR, circulent par influence électromagnétique des tensions en phase avec les harmoniques du signal d'entrée (avec une ligne de CR, c'est encore pire !). Ces tensions en phase, bien que hors du registre audible, vont soit porter à saturation les étages amplificateurs avec tous les inconvénients dus à la saturation, soit interférer avec lesdites harmoniques et fabriquer des sons audibles

non présents dans le message original. La reproduction (c'est le cas de nombreux amplis) deviendra rauque, agressive et, pour reprendre un terme anglo-saxon, « muddy » soit, en français, « boueux ». Nous avons d'ailleurs une expression très claire pour cela : « C'est de la bouillie ». Très désagréable !

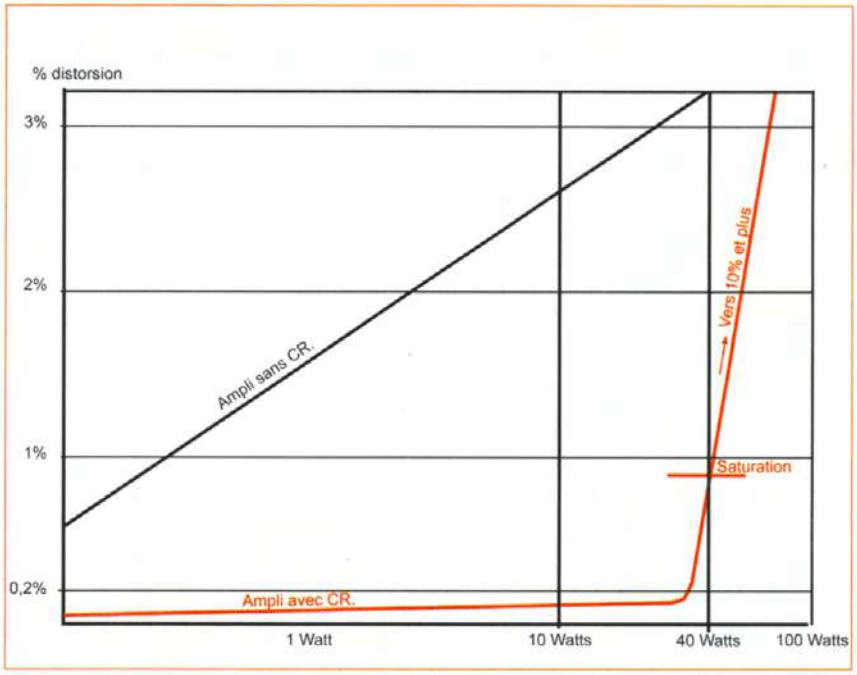
Voilà l'une des raisons pour lesquelles, dans leur infinie sagesse, nos anciens ont limité la bande passante de leurs amplificateurs à un maximum de 100 kHz voire, le plus souvent, à 30 kHz (norme française de 1960).

Mais il n'y a pas que cela, il nous faut aussi parler de la réponse de nos amplificateurs aux basses fréquences, un problème que nous avons déjà évoqué dans le cours précédent lors du calcul des constantes de temps.

La bande passante de toute électronique destinée à l'audio doit être limitée dans le bas du spectre à 3 Hz. Surtout, si vous utilisez une ligne de CR. En dessous, une forte distorsion est assurée **sur la totalité du spectre audible**. Pourquoi ?

Bien que la majorité des amplificateurs contre-réactionnés paraissent stables à toutes les fréquences, y compris les basses, si vous descendez trop bas vers le registre grave (condensateurs de liaisons surdimensionnés), vous avez de grandes chances de voir votre amplificateur entrer en oscillation à des fréquences aussi basses que 1 à 2 Hz.

Au premier coup d'oeil, le résultat n'est pas visible. Il exite en effet de fortes chances pour que le transformateur de sortie, ne présentant pas une inductance suffisante, ne puisse passer des fréquences aussi basses. Mais, à l'intérieur des étages d'amplification, le résultat est catastrophique. L'alimentation haute tension va varier énormément au rythme de ces oscillations et tous les points de fonctionnement des tubes (ou des transistors) vont être bouleversés. D'énormes sur-amplifications vont porter les étages de l'amplificateur à saturation, provoquant une énorme distorsion d'intermodulation. Ce que la mesure habituelle d'intermodulation ne montre pas car ces énormes oscillations sont provoquées par de forts transitoires basse fréquence (un coup de cymbale, par exemple).



4 ***Courbes de distorsion typiques d'un amplificateur de 40 watts avec et sans contre-réaction***

Le phénomène est, bien entendu, aggravé par la CR. Mais il faut préciser ici que les forts transitoires à basse fréquence ne sont pas seuls en cause.

La composante continue, présente dans tout programme musical (voir courbe enveloppe), peut déclencher le phénomène au moment où l'on s'y attend le moins et cela est directement fonction de la tension de contre-réaction, donc du taux de CR.

Autre effet sur les transitoires

Plus le taux de contre-réaction est élevé, plus le gain global de l'amplificateur doit être élevé, donc un nombre assez important d'étages doit être utilisé. Or, les constantes de temps de tous ces étages s'ajoutent. En clair, ceci signifie que le signal d'entrée va mettre un certain temps pour atteindre la sortie de l'amplificateur. Or, la CR est prélevée à la sortie pour être réinjectée à l'entrée. À l'arrivée d'un transitoire violent, il faudra par conséquent un certain temps à la boucle de CR pour apporter ce signal à l'entrée et le corriger. Ceci signifie que, pendant un temps fonction de la constante de temps globale de l'amplificateur, le signal d'entrée ne sera pas atténué et l'appareil fonctionnera sans CR. Saturation des étages et distorsions sont assurées ! On appelle ce phénomène la « distorsion d'intermodulation transitoire ». Très difficile à mesurer, cette dernière est malheureusement bien présente dans beaucoup d'appareils (semi flou et mou sur les attaques d'instruments).

En conclusion

Dans la troisième partie de notre cours, nous étudierons les méthodes employées pour atténuer les effets, parfois néfastes, de la contre-réaction sur le rendu sonore.

Malgré tout, la CR est un outil formidable qu'il faut apprendre à bien maîtriser et une source de performances parfois extraordinaires.

Nous parlerons des CR multiples, locales intrinsèques, des réseaux de corrections, de la symétrisation de la CR et de bien d'autres astuces bien souvent oubliées ou re-découvertes. En électronique audio, sachez-le, tout a été fait et essayé par de multiples créateurs de génie dès les années 50. C'est dans ces années-là que l'on est passé de la TSF à la haute-fidélité... Tout a été dit, alors...à bientôt.

R. BASSI

De la théorie à la pratique
Amplification en puissance et autres...
Les circuits dits « annexes »

Après avoir navigué, plusieurs mois durant, dans les eaux de l'amplification dite de « puissance » et de la contre-réaction, il nous faut, maintenant que vous possédez les bases de l'une et de l'autre, parler de la contre-réaction utilisée dans les amplificateurs dits « à charge de cathode ».

Nous évoquerons également dans ce cours les différents inverseurs de phase qui sont présents dans les amplificateurs push-pull.

Les amplificateurs à charge de cathode

Vous avez compris qu'il existe deux types de circuits utilisant la contre-réaction : la contre-réaction de tension et la contre-réaction dite « d'intensité» .

Il convient de noter que, dans les deux cas, c'est une « tension » qui est la source de contre-réaction (lire nos précédents cours).

Les différences sont les suivantes :

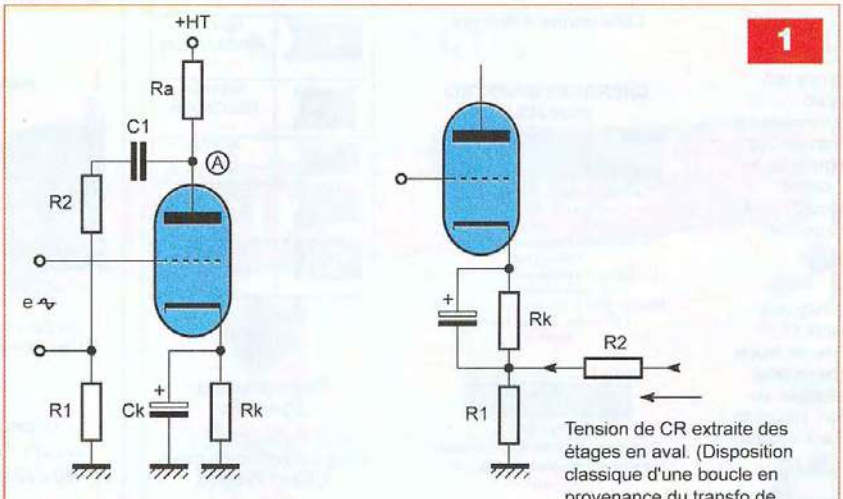
- Pure contre-réaction de « tension ».

Le taux de contre-réaction est une fraction de la tension de sortie, réinjectée à l'entrée en opposition de phase et pratiquement indépendante du courant dans la charge du circuit (**figure 1**).

- Contre-réaction « d'intensité ».

Le taux de contre-réaction est directement proportionnel au courant dans la charge (voir figure 1b du cours précédent).

1

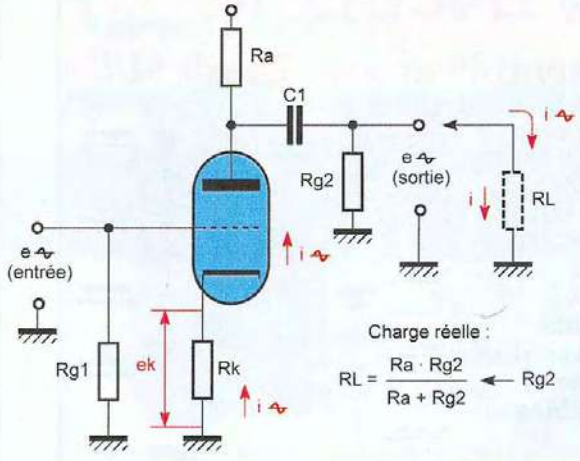


Contre réaction dite en « série ». Le taux de contre réaction (CR) en % est de :

$$\beta = \frac{R1}{R2 + R1} \times 100$$

Tension de CR extraite des étages en aval. (Disposition classique d'une boucle en provenance du transfo de sortie d'un étage de puissance).

2



Charge réelle :

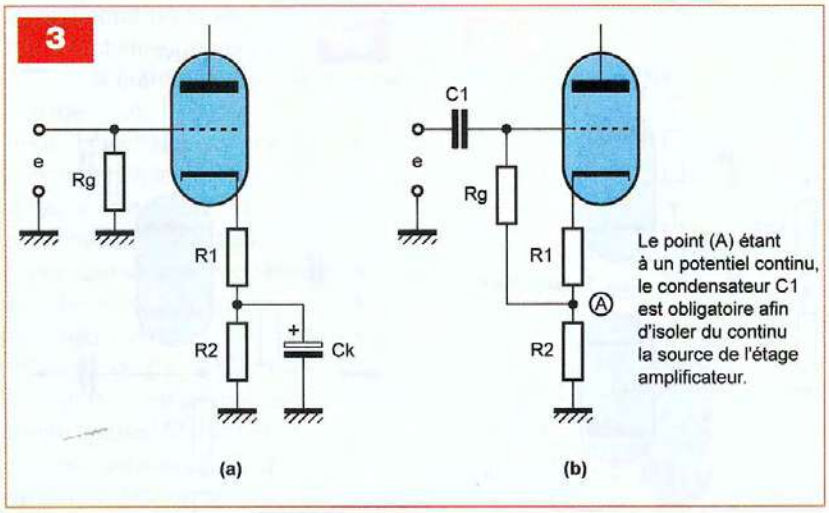
$$RL = \frac{Ra \cdot Rg2}{Ra + Rg2} \leftarrow Rg2$$

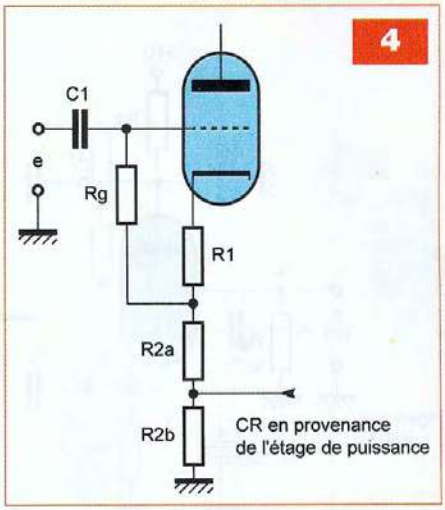
Le plus simple des circuits à contre-réaction « d'intensité »

Vous reconnaissez (**figure 2**) le montage classique d'un tube en amplificateur de « tension » dont la charge réelle RL est égale à la mise en parallèle de la résistance de charge Ra et de la résistance d'entrée (fuite de grille) Rg2 de l'étage suivant, soit :

$$RL = \frac{Ra \times Rg2}{Ra + Rg2} \text{ en ohms } (\Omega)$$

Mais regardez la résistance Rk. C'est la résistance de polarisation automatique du tube (voir cours précédent), habituellement découplée par un condensateur de forte valeur. Lequel, ici, a été purement et simplement supprimé.





Que se passe-t-il lorsque la tension « e » appliquée à la grille augmente ? La grille swing positivement. Le courant « i » dans le tube augmente, la tension aux bornes de RL descend (c'est le principe même de l'amplification !). Vice-versa, lorsque « e » diminue, la tension RL monte. Nous avons déjà vu tout cela précédemment, mais que se passe-t-il aux bornes de Rk ?

Lorsque « e » augmente, le courant « i » dans le tube augmente aussi. Rk étant parcourue par le courant « i », la tension ek à ses bornes augmente. La tension sur sa cathode « augmente » (par rapport à la masse).

Résultat : la tension appliquée entre la grille et la cathode n'est plus « e » (en alternatif), ce qui serait le cas si Rk était découplée par un condensateur, mais « e – ek ».

En effet, la tension ek devient une tension de « contre-réaction» proportionnelle au courant qui traverse le tube et la charge RL.

C'est donc une « contre-réaction d'intensité ».

Le taux de contre-réaction est de ce fait proportionnel au rapport des résistances RL et Rk, soit :

$$\beta = \frac{Rk}{RL + Rk} \times 100 \text{ (en \%)}$$

Or, il arrive souvent que la résistance Rk, qui sert à la fois à la polarisation du tube et à la contre-réaction, n'ait pas une valeur compatible avec les deux fonctions. On utilise alors les schémas de la figure 3 (a et b).

En **figure 3a**, la polarisation du tube est obtenue par la mise en série de R1 et R2. Mais comme R2 est « by-passée » par un condensateur Ck de forte valeur, seule R1 développe la tension de contre-réaction proportionnelle au courant dans le tube.

Dans les montages modernes, l'ensemble R2/Ck est souvent remplacé par une « source à courant constant ». Nous étudierons cela plus tard.

Si vous désirez un fort taux de contre-réaction, vous ne pouvez pas adopter le montage 3a, la polarisation du tube (R1 + R2) est trop importante. Dans ce cas, on utilise le montage 3b avec lequel la polarisation est assurée uniquement par R1. Vous trouverez ce schéma dans quantité de réalisations classiques car il présente un énorme avantage : le fonctionnement du tube est indépendant de son vieillissement.

En effet, lorsqu'un tube vieillit, son débit baisse. De ce fait, la polarisation négative diminue, le courant reste donc constant tout au long de la vie du tube. Ce que l'on évite au maximum c'est une polarisation qui ne change pas. Le tube, lorsqu'il vieillit, est sur-polarisé, d'où une source de perturbations et de distorsions inacceptables en audio.

Le schéma de la **figure 3b** présente un double avantage : maintenir le courant constant dans le tube et corriger son taux de distorsion grâce à la contre-réaction introduite par R2. Cette dernière est souvent fractionnée, ce qui permet d'appliquer une contre-réaction de tension en provenance de l'étage final d'un amplificateur de puissance (**figure 4**).

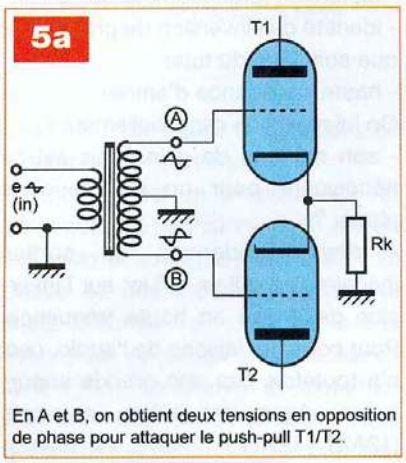
Retenez bien ces schémas de base, ils vous permettront de bien analyser les schémas classiques des appareils vendus dans le commerce.

De la contre-réaction d'intensité décrite ici, nous allons pouvoir vous présenter le plus simple, mais aussi le plus efficace, des inverseurs de phase pour étage push-pull.

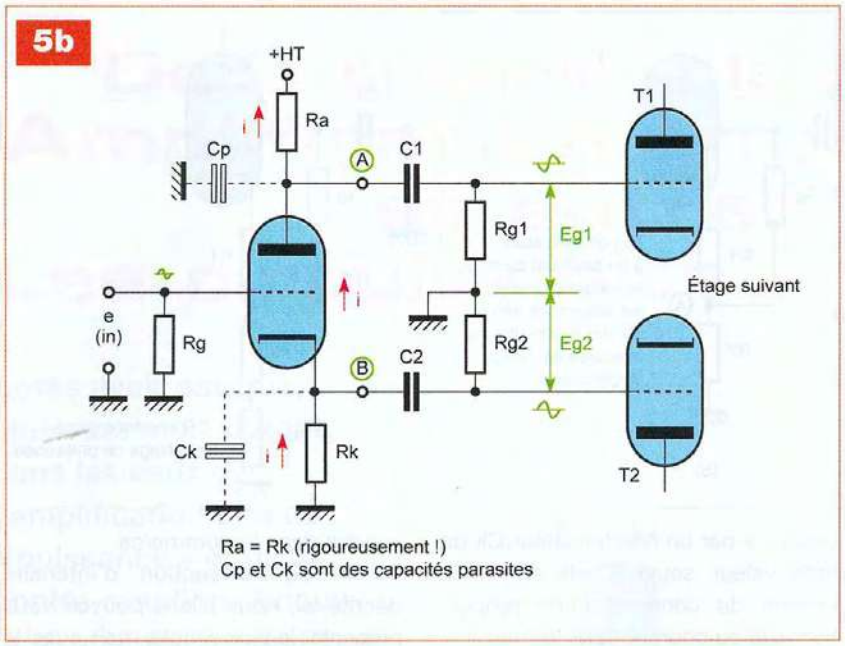
L'inverseur de phase dit « cathodyne »

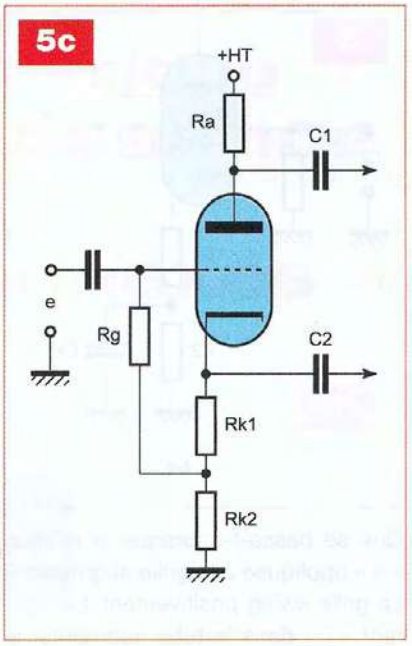
L'inverseur de phase dit « cathodyne » (paraphase à un tube) est appelé par les Anglo-saxons « split load », inverseur de phase à charge répartie, et « phase splitter » par les Américains. Par pitié, n'employez pas le terme de « déphaseur ». Nous ne cherchons pas à « déphaser » un signal, mais bien à inverser la phase de 180° pour attaquer un étage de puissance en push-pull.

Jusqu'ici, toutes les démonstrations que nous avons effectuées (se reporter à nos précédents cours) utilisaient un transformateur à point milieu pour réaliser l'inversion de phase du signal (**figure 5a**). Or, un transformateur de bonne qualité, c'est lourd, encom-



En A et B, on obtient deux tensions en opposition de phase pour attaquer le push-pull T1/T2.





brant et... très cher ! C'est pourquoi des dizaines (voire des centaines !) d'électroniciens se sont évertués, à travers une masse de schémas différents, à réaliser des inverseurs de phase à tubes. Tous s'inspirent des trois grandes familles suivantes :

- les cathodynes dits aussi montages « paraphase » à un tube
- les inverseurs de Schmidt à deux tubes
- les « paraphases » à deux tubes, simples et flottants.

Voyons en premier les « cathodynes » (**figure 5b**).

L'inverseur de phase dit « cathodyne » est le plus simple des inverseurs de phase. Pour beaucoup, il n'est pas assez complexe ! Et bien qu'il comporte certains défauts simples à corriger, vous ne serez jamais déçu par cet inverseur de phase dont les qualités sont indiscutables en termes de :

- distorsion (pratiquement nulle)
- identité de l'inversion de phase quel que soit l'âge du tube
- haute impédance d'entrée

On lui reproche essentiellement :

- son manque de gain (mais est-ce nécessaire pour un inverseur de phase ?)
- des impédances de sorties inégales, ce qui va influer sur l'inversion de phase en haute fréquence.

Pour nous qui faisons de l'audio, ceci n'a toutefois pas une grande importance. Avec des tubes courants (12AX7, 12AT7, 12AU7), ce phénomène intervient aux environs de 200 kHz, donc très loin de la bande audio utile et recommandée (lire nos précédents cours).

Analysons son fonctionnement.

Lorsque le signal d'entrée « e » (alternatif) passe de zéro au maximum positif, le courant « i » augmente. La chute de tension dans la résistance de charge Ra est maximale, la tension recueillie en (A) descend. C'est le principe même du fonctionnement d'un tube amplificateur.

Simultanément, la résistance Rk placée dans la cathode est parcourue par le courant « i ». La tension en (B) augmente. Nous avons donc obtenu deux tensions Eg1 et Eg2 **en opposition de phase** (180°).

Si les résistances Ra et Rk sont rigoureusement égales, ces tensions en opposition de phase sont, elles aussi, égales. C'est le principe de base du « cathodyne ». Vous pouvez constater immédiatement que si le tube vieillit ou s'il est changé contre un tube neuf, seul le courant « i » va changer. Cela n'affectera en rien l'égalité des tensions Eg1 et Eg2.

Aux hautes fréquences malheureusement, les capacités parasites « plaque/masse » et « cathode/masse » étant obligatoirement inégales, cela va agir sur Eg1 et Eg2, tant en amplitude qu'en phase. Mais comme nous l'avons signalé, pour nous, en audio, ce phénomène est marginal.

Du côté des basses fréquences, au contraire, l'égalité de Eg1 et Eg2, tant en phase qu'en amplitude, est parfaite jusqu'aux fréquences les plus basses. Tout dépendra alors de la valeur de C1 et de C2 (voir cours précédents).

Deuxième avantage de ce circuit : son taux de distorsion quasiment nul grâce à la « contre-réaction » introduite par Rk.

Supposons un instant que Rk n'existe pas et que notre tube chargé par Ra **soit un classique amplificateur RC**. Supposons que le gain de cet étage soit, par exemple, de « 40 » (valeur typique). En appliquant 1 volt crête à la grille, nous pourrions obtenir 40 volts crête en (A).

Maintenant, introduisons Rk. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, si nous négligeons les résistances de « fuite de grille » de l'étage suivant (Rg1 et Rg2), le taux de contre-réaction est de :

$$\beta = \frac{Rk}{Ra + Rk} \times 100$$

Mais comme Ra = Rk

$\beta = 50\ \%$

Le gain maximum possible est environ de :

$$A' \cong \frac{100\ \%}{50\ \%} = 2$$

Autrement dit, avec 1 volt crête à l'entrée, on ne peut recueillir qu'un maximum de 2 volts crête à la sortie. Comme ces 2 volts sont répartis éga-

lement entre Ra et Rk aux bornes de ces résistances, nous ne récupérons que 1 volt crête. Notre étage n'a donc pas de gain, mais au fond, ce que nous cherchons est l'inversion de phase et non le gain !

Si nous avions utilisé un transformateur inverseur en lieu et place de notre cathodyne, croyez-moi, nous aurions perdu en place, en poids et dépensé beaucoup d'argent au prix d'une bande passante moins large.... Avantage : cathodyne ! Surtout qu'il existe beaucoup d'astuces pour atténuer les défauts de ce dernier.

Voici la méthode utilisée pour compenser la rotation de phase et le déséquilibre aux hautes fréquences.

Commencer par diminuer les valeurs de Ra et Rk, tout en les maintenant égales et en faisant attention à ne pas dépasser le courant maximum que peut supporter le tube inverseur (certains auteurs emploient des tubes de puissance en guise de cathodyne).

Pour compenser le manque de gain et ajouter une cerise sur le gâteau : ne pas avoir à polariser la grille de « commande » comme nous l'avons vu sur la figure 3 (a ou b) **voire 5c**, on utilise **une liaison directe**. Voilà le schéma inventé par le célèbre DT Williamson.

En partant du principe que nous utilisons essentiellement des doubles triodes (12AX7, 12AU7, 12AT7, etc.), autant utiliser la demi-triode non employée pour amplifier.

À titre d'exemple, vous trouverez ici le schéma classique (**figure 6**) utilisant une 12AU7. Laquelle fait toujours le bonheur de nombreux audiophiles et fonctionne parfaitement, sans souci (en respectant les valeurs des composants et surtout les tensions) !

En sortie des condensateurs C1 et C2, vous pouvez attaquer directement les tubes de petite puissance type EL84, EL86, etc.

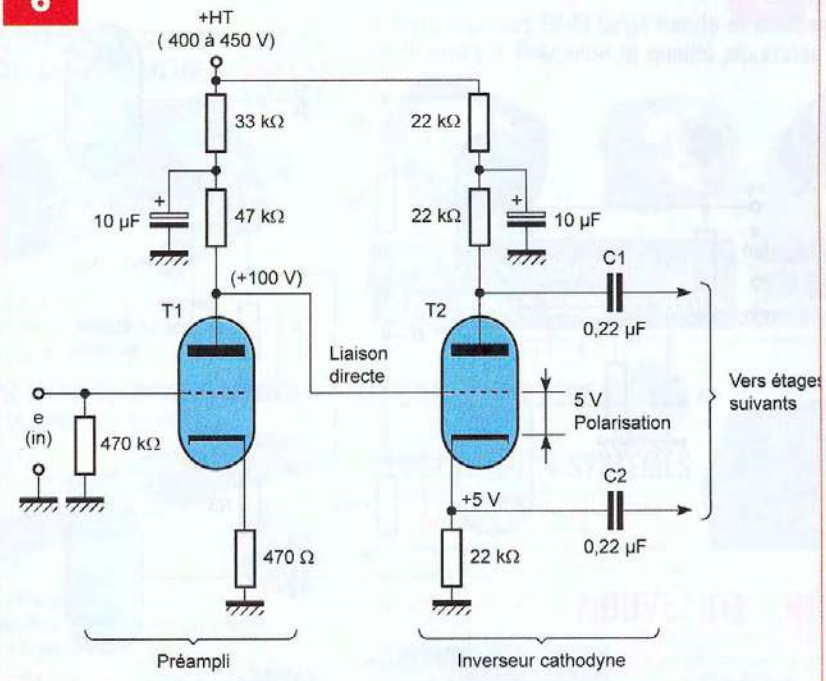
En réalité, on attaque les tubes plus puissants par un étage intermédiaire dit étage « driver » (**figure 7**).

L'inverseur de phase dit « paraphase »

C'est le plus ancien des inverseurs de phase. Bien maîtrisé il procure des résultats corrects. Il est malheureusement nécessaire de le faire suivre par des circuits relativement complexes pour le rendre parfait (Audio Research). Sa simplicité est séduisante. C'est pour cette raison qu'il est encore très employé malgré ses défauts. Contrairement au « cathodyne », nous verrons que ce circuit ne s'auto-équilibre pas.

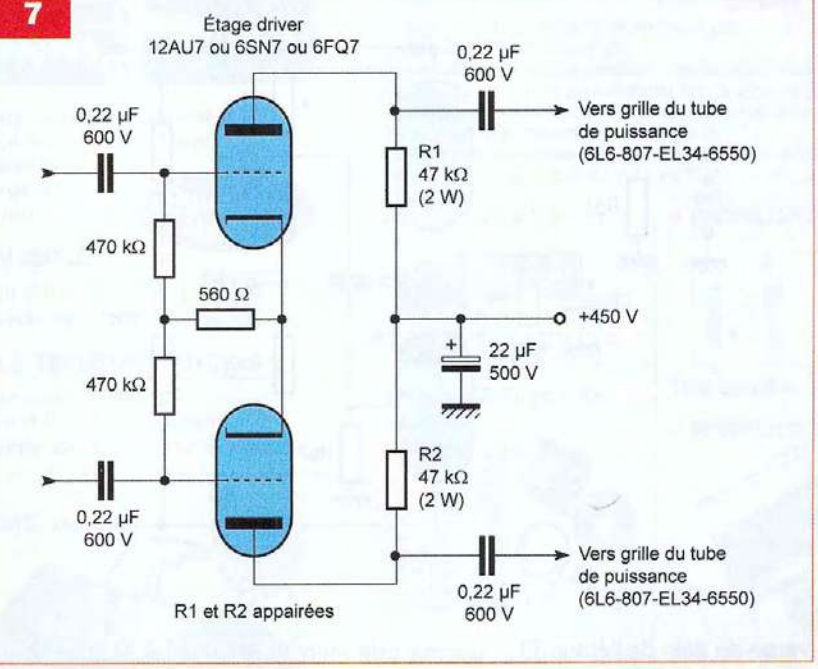
En contrepartie, ce circuit a du gain...

6



T1/T2 : tubes 12AU7 ou 6SN7 ou 6FQ7/6CG7 ou 12BH7

7

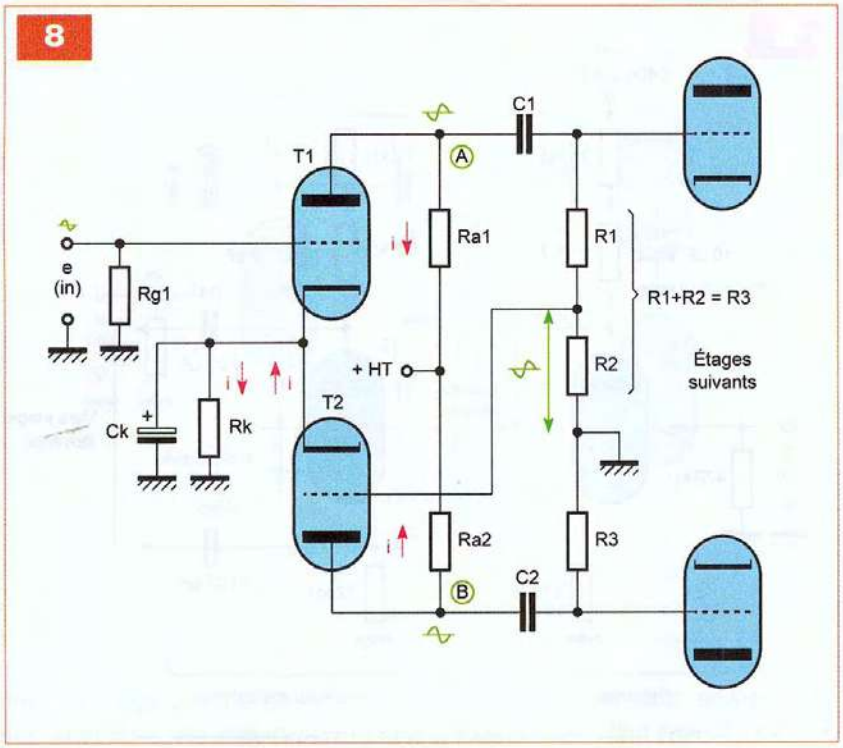


R1 et R2 appairées

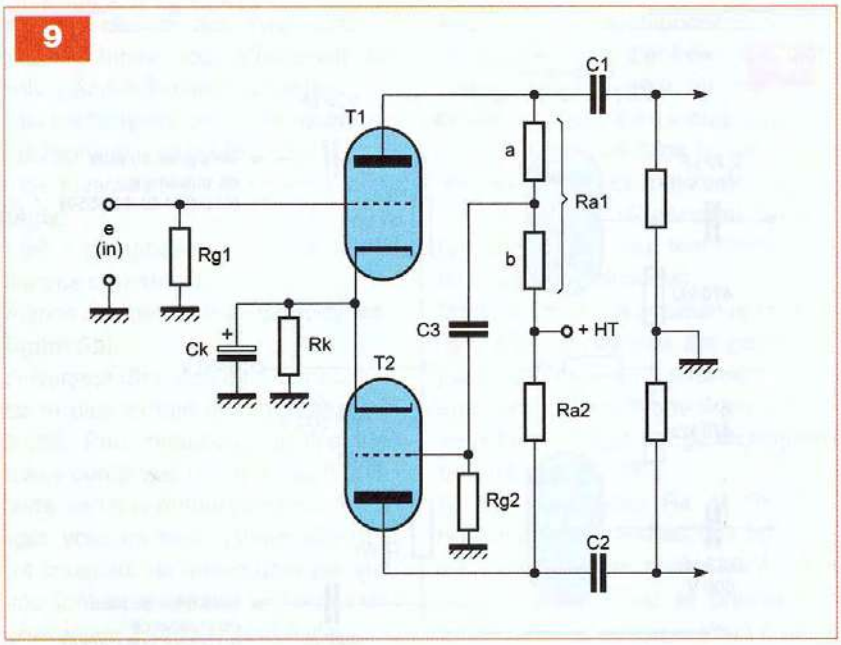
Examinons la **figure 8** typique d'un « paraphase » classique.

Le tube T1 est un amplificateur RC classique. Le signal recueilli en (A) est, bien entendu, en opposition de phase et amplifié par rapport au signal d'entrée « e ». Jusque-là tout est normal. Après le condensateur de liaison C1, on trouve un potentiomètre composé de R1 et de R2. Il faut que le rapport R2/R1 + R2 **soit l'in-**

8



9



verse du gain de l'étage T1.
Pourquoi ? Tout simplement parce que l'on va amplifier une fraction de tension égale à la « tension de phase » inversée par le tube T2.
Lequel va amplifier à son tour.
On recueillera en (B) une tension en phase avec le signal d'entrée « e » qui sera, bien entendu, en opposition de phase par rapport à la tension recueillie en (A).
Le potentiomètre R2/R1 + R2 est souvent **un vrai potentiomètre** dont le curseur est réuni à la grille de T2.
C'est là l'inconvénient majeur du « paraphase ». Lorsque T1 et T2 vieillissent, les résistances Ra1 et Ra2 restent rigoureusement égales. De même R1 + R2 = R3.
Vous comprenez aisément que, s'il est déjà difficile de trouver deux tubes T1 et T2 rigoureusement identiques, il est encore plus difficile de maîtriser leur vieillissement.
Grâce au potentiomètre R2/R1 + R2, on peut réajuster les tensions Eg1 et Eg2 afin de les rendre égales, mais ceci n'est qu'un pis-aller.
C'est pour cette raison que les aficionados du « paraphase » ont inventé le « paraphase flottant » que nous étudierons dans notre prochain chapitre.
En dehors du déséquilibre inévitable des tensions Eg1 et Eg2, les défauts majeurs du « paraphase » sont les suivants :
- un taux de distorsion élevé, car T2 va amplifier un signal contenant la distorsion introduite par T1 et y ajouter ses propres distorsions
- impossibilité de maintenir une inversion de phase parfaite tout au long du spectre car, par le jeu des capacités parasites, la tension Eg1 n'est en opposition de phase parfaite par rapport à « e » qu'à 1000 Hz. Dès que l'on monte en fréquence, non seulement la tension Eg1 diminue, mais en plus elle voit sa phase « tourner ». Ce qui est amplifié par T2, qui a ses propres défauts.
Du côté des basses fréquences C1, C2 et Ck vont intervenir à leur tour, aggravant les problèmes.
Certains auteurs compensent en fractionnant Ra1 sous la forme d'un potentiomètre, ce qui n'arrange rien car, du coup, il faut affubler T1 d'un condensateur de liaison (C3) et d'une résistance de « fuite de grille » Rg2 (**figure 9**).
Deuxième idée : supprimer Ck afin, pourrions-nous croire, d'apporter une contre-réaction ! Très mauvaise idée ! Rk est, en effet, parcourue par des courants de sens contraire, **ils ne s'annulent donc pas !** Seule reste la distorsion introduite par les deux tubes, sur-amplifiée à son tour. Nous verrons plus loin que c'est le défaut majeur de « l'inverseur de Schmidt » dont le taux de distorsion est élevé !
Avantage du « paraphase » (car il a au moins un avantage !) : son gain important. Ce qui permet de l'utiliser avec des tubes de puissance demandant une tension d'excursion de grille importante (300B, etc.).
Au prochain chapitre « générique et réjouissances », nous aborderons le paraphase « flottant », l'inverseur de « Schmidt » (l'un des plus utilisés) et les circuits amplificateurs à charge cathodique (« cathode follower »).

R. Bassi

De la théorie à la pratique
LES CIRCUITS ANNEXES
Les inverseurs de phase
Le cathode follower

Dans les précédents cours, nous avons étudié les inverseurs de phase dits « Cathodynes » et « Paraphase ».
Sachez que des dizaines d'auteurs se sont penchés sur le problème des « inverseurs de phase », ce qui explique que nous nous trouvions face à des dizaines de schémas tous, selon leurs auteurs, plus remarquables les uns que les autres, bien qu'ils s'inspirent des montages de base « Cathodyne » et « Paraphase » dont ils ont tenté d'atténuer les défauts congénitaux (lire précédent numéro).

Le « paraphase » étant séduisant, car de gain élevé, il fallait à tout prix tenter de le stabiliser (en alternatif !). C'est ainsi qu'est né le paraphase flottant.

Le paraphase flottant ou à équilibrage automatique

Il est directement dérivé du « paraphase », mais son fonctionnement est bien plus complexe à appréhender. Le montage de base est représenté **figure 1**.
Pour en comprendre le fonctionnement, oublions temporairement le tube V2.
V1 fonctionne alors comme un amplificateur simple. La composante « alternative » amplifiée circule dans R1+R3 et la tension Eg1 est, bien évidemment, en opposition de phase par rapport à « e(in) » appliquée à l'entrée. **Une fraction de cette tension** (opposée) se retrouve, bien sûr, au point « P », en opposition de phase avec le signal d'entrée car le courant ia1 va circuler à travers R1 et R3 (flèche verte sur le schéma).
Si « e(in) » devient positive, le courant ia1 (composante alternative) circulant à travers R1 et R3, **le point P devient négatif.** Cette tension en P est appliquée à la grille de V2, le courant ia2 va diminuer et comme ce courant circule à travers R2 et R3 (flèche rouge), vous constatez immédiatement que R3 est parcourue par des courants de sens opposé.
Ces courants ne peuvent en aucun cas être égaux. Si cela était, la tension en P serait égale à zéro (!) et le courant ia2 ne pourrait pas exister.
Le point P est en permanent déséquilibre car R1 = R2 = R3. Ce qui a donné ce nom imagé de « balançoire » à cet inverseur de phase
C'est ce déséquilibre permanent de P qui permet au système de fonctionner. En pratique, cela se traduit par un courant ia1 **toujours** légèrement supérieur à ia2... et cela fonctionne !
Avantage : **en fonctionnement dynamique**, tout déséquilibre de ia1 est compensé par un courant ia2 plus important ou plus faible. Ce qui fait dire que le « paraphase flottant » est **auto-équilibré dynamiquement**.
Pourquoi « flottant » ? En raison du point P dont la tension « flotte » par rapport à la masse en permanence.
Si le paraphase flottant est en équilibre dynamique, il n'est pas compensé en « statique ». Pour ce faire, il faudrait supprimer le condensateur Ck. Résultat catastrophique assuré en termes de distorsions et de bruit de fond, car la résistance Rk non découplée serait parcourue non seulement par les courants statiques Ia1 et Ia2, mais aussi par la « différence » des courants ia1 et ia2. C'est un amplificateur dit « différentiel ».
Or, quelle est la différence des courants ia1 et ia2 ? Ce sont bien évidemment les distorsions et les bruits de fond introduits naturellement par V1 et V2 qui se retrouveront au point A et qui seront joyeusement amplifiés par les deux tubes !
La seule solution possible, pour réduire les distorsions congénitales de ce montage, est d'utiliser deux résistances de polarisation (une pour chaque tube) non découplées afin d'appliquer sur les cathodes une contre-réaction individuelle en tolérant alors une diminution du gain global du montage qui est son principal atout.
On peut rendre les tensions Eg1 et Eg2 de phase opposée relativement égales en utilisant des tubes à gain élevé et à forte pente et en réduisant légèrement la valeur de R1 par rapport à R2, ce qui accentuera l'effet de « balançoire ».
C'est pour accentuer cet effet de « balançoire » qu'est né le « paraphase couplé par la cathode », appelé déphaseur de Schmidt ou déphaseur à « longue queue » chez les Anglo-saxons (« *long tail pair* »).
Un dernier mot concernant le paraphase flottant. Il est pratiquement impossible d'obtenir une opposition de phase parfaite à toutes les fréquences avec ce montage sans les artifices complexes mis en œuvre par certains constructeurs comme Audio Research.
Ce montage est extrêmement sensible aux capacités parasites (tubes et câblage). On peut démontrer qu'il est pratiquement impossible d'obtenir une opposition de phase parfaite à toutes les fréquences. C'est une des

raisons qui a propulsé le « déphaseur de Schmidt » en tête des inverseurs de phase.

L'inverseur de phase de Schmidt

Son schéma de principe de base est représenté **figure 2**. C'est un paraphase où la résistance « balançoire » est placée dans la cathode (Rk).

Avantages de l'inverseur de Schmidt

- Pratiquement plus aucun problème dû aux capacités parasites.
- Bande passante : du continu (0) à plusieurs mégahertz.
- Utilisation principale de cet inverseur : oscilloscopes à large bande passante. Il est très utilisé en audio car son gain est très élevé comme nous allons le voir plus loin.
- Montage auto-équilibré en statique et en dynamique grâce à Rk.
- Inconvénient majeur : un taux de distorsion élevé.

Pour que Eg1 soit rigoureusement égale à Eg2, Ra1 doit être différente de Ra2 (nous avions le même problème avec le paraphase flottant).

L'étude de son fonctionnement est assez complexe.

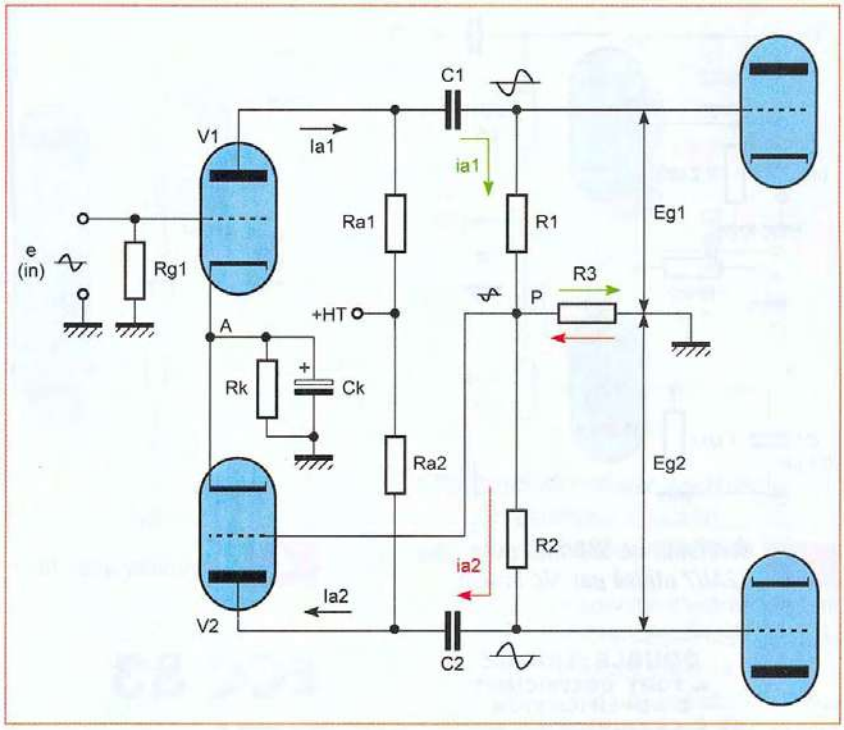
Sachez que, pour que ce circuit fonctionne, il est nécessaire que la valeur de Rk **soit la plus grande possible**.

On pourrait penser qu'avec Rk très grande, une énorme contre-réaction serait appliquée aux cathodes des deux tubes, donc un gain inférieur à l'unité… Il n'en est rien ! En réalité, **il n'y a aucune contre-réaction de cathode.** En voici l'explication.

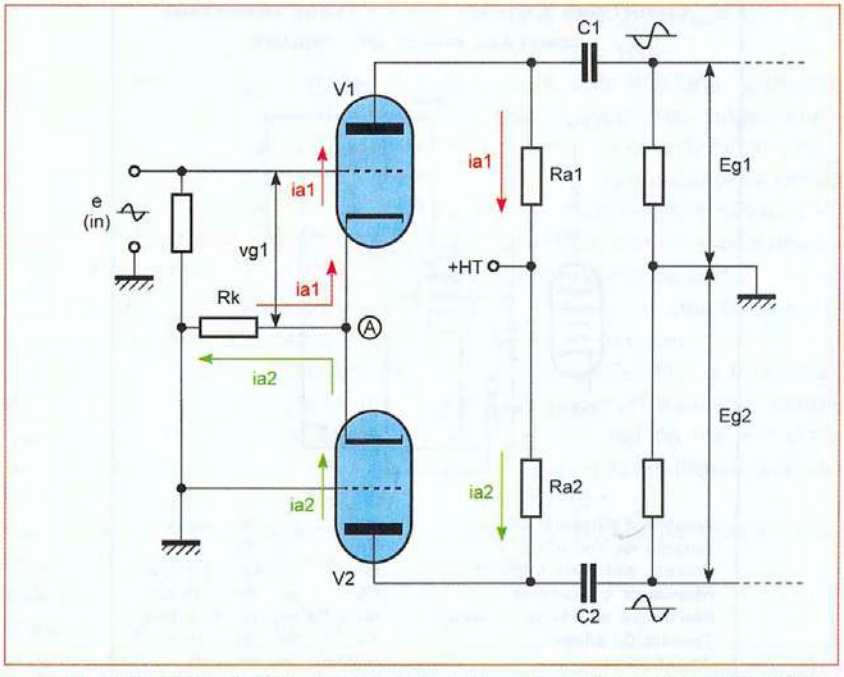
Au repos, le système est en équilibre. Supposons que nous appliquions une tension positive sur V1 (vg1 : alternance positive), le courant ia1 va croître (flèche rouge). Mais ce courant traverse la résistance Rk.

Comme cette résistance a une forte valeur, la tension au point (A) va très vite croître et atteindre le potentiel de la grille de V1.

Le tube va se bloquer, me direz-vous... Exact, mais attention le point (A) est réuni à la cathode de V2, le potentiel de cette dernière va **augmenter par rapport à la grille qui est reliée à la masse.**



1 *Le paraphase flottant. Ra1 = Ra2. R1 = R2 = R3 et C1 = C2*



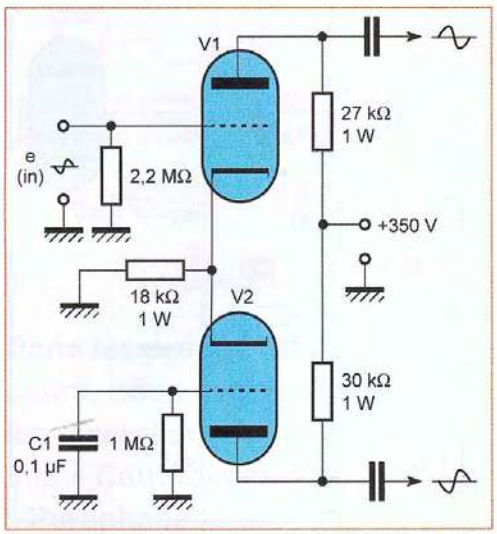
2 *L'inverseur de Schmidt. Rk est commune aux deux tubes et la grille de V2 est reliée à la masse*

Ce qui revient à faire baisser vg2. Un courant ia2 va donc circuler (flèche verte) dans V2, Ra2 et, bien entendu, dans Rk en sens contraire de ia1.

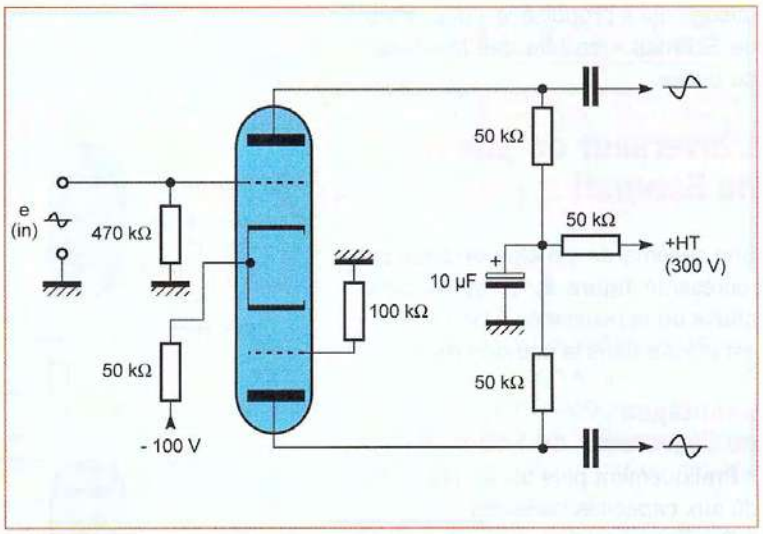
Or, ia1 = ia2 si V1 = V2 et Ra1 = Ra2.

Résultat : il ne circule plus aucun courant alternatif dans Rk, **il n'y a donc pas de contre-réaction de cathode.** Le point (A) reste à un potentiel fixe. On démontre que les cathodes prennent un potentiel qui est la moyenne arithmétique entre les potentiels vg1 et vg2. Le gain de chaque triode devient donc **la moitié** du gain d'une seule d'entre elles.

Comme dans le paraphase flottant, c'est un constant déséquilibre des courants dans Rk qui détermine la balance entre les deux tensions de sorties Eg1 et Eg2. Une balance par-



3 *Inverseur de Schmidt avec tube 12AU7 utilisé par Mc Intosh*

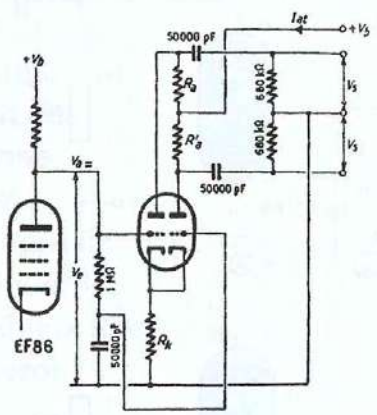


4 *Inverseur avec tube 12AT7 (ampli vertical d'oscilloscope)*

DOUBLE TRIODE
A FORT COEFFICIENT D'AMPLIFICATION ET A CATHODES SÉPARÉES

ECC 83

CONDITIONS D'UTILISATION EN ÉTAGE DÉPHASEUR
COUPLAGE DIRECT DES GRILLES



Tension d'alimentation	Vb	=	250	350	V
Tension de l'anode	Va	=	65	90	V
Courant anodique total	Ia	=	1,0	1,2	mA
Résistance cathodique	Rk	=	68	82	kΩ
Résistance de charge d'anode	Ra = Ra'	=	0,1	0,15	MΩ
Tension de sortie	Vs	=	20	35	V eff
Amplification	Vs/Ve	=	25	27	
Distorsion	D %	=	1,8	1,8	

Remarque - Ce tube peut être utilisé sans précautions spéciales contre les effets microphoniques dans les amplificateurs où la tension d'entrée est ≥ 50 mV.

La mesure est pratiquée avec un niveau de souffle de — 60 dB et pour la puissance maximale de sortie du tube de puissance. Le tube ECC 83 est disposé, en vue de ces mesures, au voisinage immédiat d'un H.P. de 5 watts dont le rendement électro-acoustique est de 5 %. Le point milieu du filament est relié à la terre ($Rg_1 \leq 0,5$ MΩ).

LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.

5 *Inverseur de Schmidt (fiche constructeur) de La Radiotechnique*

faite entre Eg1 et Eg2 est pratiquement impossible à atteindre. C'est pour cette raison, qu'en pratique, on rend Ra1 légèrement plus petite que Ra2. L'inverseur de Schmidt est, lui aussi, un amplificateur différentiel. Au point (A), on recueille donc les distorsions introduites par les deux tubes, d'où un taux de distorsion relativement élevé.

Quelle valeur donner à Rk ?

Pour un tube avec une résistance interne ρ et un coefficient d'amplification µ, on doit avoir :

µ x Rk >> Ra + ρ

Ce qui recommande d'utiliser des tubes à fort coefficient d'amplification et faible résistance interne (il y en a peu !).

En général, on se fixe :

µ x Rk = 20 (Ra + ρ)

Plus la résistance Rk est grande, plus le système fonctionne correctement. Il arrive, dans certains appareils de mesure, de trouver des résistances Rk de l'ordre du méghom ! Dans ce cas, afin de trouver une tension suffisante aux bornes du tube, le pied de la résistance est réuni à une **tension négative.**

À titre d'exemple, vous trouverez **figure 3** l'inverseur de Schmidt tel qu'il est utilisé dans les célèbres amplificateurs Mc Intosh MC30, MC60 et MC75.

En **figure 4**, nous donnons un inverseur de phase utilisé sur un oscilloscope Hewlett Packard des années 50 (amplificateur vertical).

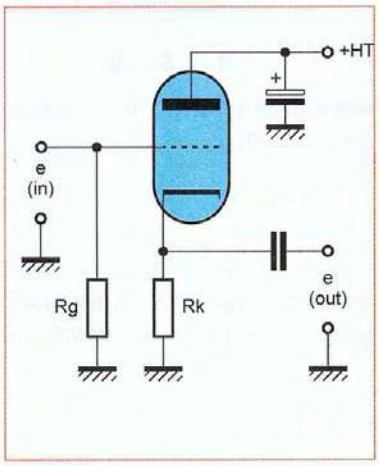
En **figure 5**, vous trouverez le « Schmidt constructeur » de la Radiotechnique (12AX7).

Quel inverseur de phase utiliser ?

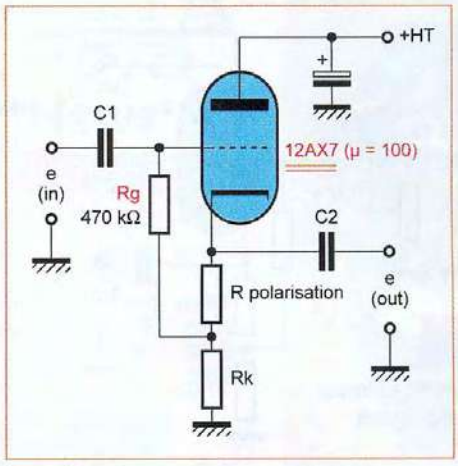
À première vue, le paraphase flottant et le Schmidt utilisant deux tubes procurent du gain, alors que le cathodyne qui n'en utilise qu'un n'a pas de gain, sinon inférieur à 1.
Cette comparaison est fallacieuse car nous vous avons présenté le « cathodyne » à liaison directe qui, lui, a du gain (lire notre précédent cours) !
La seule justification à l'utilisation du paraphase flottant et du Schmidt par rapport au cathodyne se traduit par la différence de tension maximale que l'on peut obtenir de ces différents montages. Vu sous cet angle, il est évident que les paraphases et le Schmidt sont supérieurs.
Par exemple, si vous disposez d'une haute tension de 300 volts, vous pourrez atteindre en crête, avec le paraphase et le Schmidt, des tensions de ± 150 volts (sans tenir compte des distorsions inévitables). Avec un cathodyne, vous ne pourrez jamais dépasser ± 75 volts.
N'oubliez jamais cela !
Et maintenant, nous allons parler d'un étage classique utilisant la contre-réaction : le cathode follower.

L'amplificateur à charge de cathode (cathode follower)

En français, « cathode follower » se traduirait par « cathode suiveuse », ce qui, pensons-nous, est moins joli !
La question est la suivante : que se passe-t-il si on fait passer la charge classique d'anode Ra dans la cathode, **sans changer sa valeur** où elle deviendra Rk (**figure 6**).
Pour comprendre, il va falloir vous reporter à la série d'articles parus précédemment sur la contre-réaction. Il faut une fois pour toutes tordre le cou à une légende tenace : le cathode follower n'obéit pas aux règles de la contre-réaction d'intensité, mais il est un amplificateur où 100 % de la tension développée sur



6 ***Cathode follower classique***



7 ***Cathode follower « polarisé ». La résistance R assure la polarisation correcte du tube***

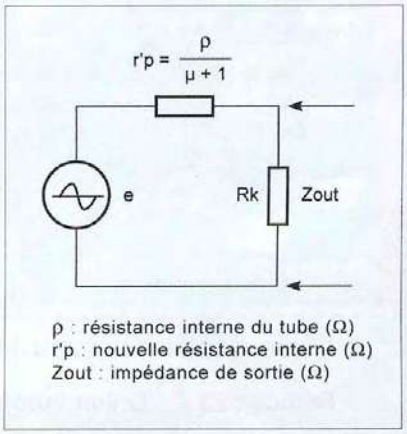
la charge (ici Rk) est reportée sur la cathode. **C'est donc une contre-réaction de tension de 100 %.**
Le gain de cet étage devient donc :

$$A' = \frac{100}{\beta} = \frac{100}{100} = 1$$

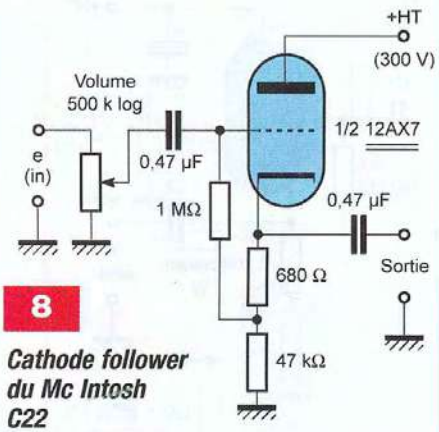
En réalité, le gain est toujours inférieur à 1, mais cet étage présente des propriétés remarquables fort utiles et irremplaçables en termes d'impédances d'entrée et de sortie du montage.

Effet sur l'impédance d'entrée et celle de sortie du montage

Observez la figure 6. Vous constatez immédiatement que la cathode est positive par rapport à la masse, ce qui assure la polarisation de la grille (parfois trop élevée, d'où la **figure 7** recommandée).
La totalité de la tension en fonctionnement étant reportée sur la cathode, on considère que l'impédance d'entrée du montage tend vers l'infini. Mieux encore, si vous vous reportez au cours traitant des capacités parasites, vous vous souviendrez de « l'effet Miller ». **La capacité d'entrée d'un montage est d'autant plus importante** que son gain est élevé.
Ce = Cgk + Cgp (1 + A)
Ce : Capacité d'entrée
Cgk : Capacité grille/cathode
Cgp : Capacité grille/plaque
A : gain du montage
C'est ce qui provoque une forte atténuation des fréquences élevées dans un montage traditionnel. Or, ici, **dans le cas du cathode follower, le gain est nul**, la capacité d'entrée devient négligeable. **Conséquence** : l'impédance d'entrée est énorme.
L'étage précédant un cathode follower n'est pratiquement pas chargé (Zc = Rg {1 + μ}). Impédance d'entrée caractéristique selon la figure 7, de l'ordre de cinq mégohms (5 MΩ) avec une 12AX7 (μ = 100).
Bande passante très large (plusieurs mégahertz avec des tubes classiques). C1 peut être de faible valeur pour respecter la constante de temps aux basses fréquences, environ 10 nF.
Maintenant, examinons le plus important : **l'impédance de sortie**.
Reportez-vous aux articles concernant la contre-réaction.
Vous vous souviendrez que la résistance interne d'un montage contre-réactionné est réduite par le facteur (μ + 1), μ étant le coefficient d'amplification du tube.
Établissons le schéma équivalent du montage :



Vous constatez immédiatement que l'impédance de sortie Z résulte de la



8

Cathode follower du Mc Intosh C22

mise en parallèle de Rk et r'p, soit :

$$Z = \frac{\left[\frac{\rho}{\mu+1}\right] \times Rk}{\frac{\rho}{\mu+1} + Rk} = \frac{Rk \times \rho}{\rho + Rk\,(\mu+1)}$$

Le coefficient d'amplification µ est toujours plus grand que 1.

On peut donc simplifier l'expression précédente en remplaçant (µ + 1) par µ uniquement.

Or, souvenez-vous : $\mu = \rho \times S$ avec :

ρ en (Ω)

S en (mA/volt) (pente)

Donc :

$$S = \frac{\mu}{\rho}$$

Après simplification, divisons le numérateur et le dénominateur par ρ.

On obtient :

$$Z \text{ out} = \frac{Rk}{1 + S \times Rk}$$

En considérant Rk de forte valeur, divisons par Rk

$$Z \text{ out} = \frac{1}{\frac{1}{Rk} + S}$$

On peut écrire que plus Rk est grande, plus la valeur de Z out atteint :

$$\frac{1}{S}$$

On peut écrire :

$$Z \text{ s (impedance de sortie)} \cong \frac{1}{S}$$

Zs en ohms (Ω)

S en mA/volt

Par exemple :

• une 12AX7 (ECC83), dont la pente est de 1,6 mA/volt, montée en cathode follower

$$Z\,s = \frac{1}{0{,}0016} = 625\ \Omega$$

(valeur normalisée sortie ligne : 600 Ω)

• une 12AU7 (ECC82) dont la pente est de 2,2 mA/volt

$$Z\,s = \frac{1}{0{,}0022} = 454\ \Omega$$

• une 12AT7 (ECC81) dont la pente est de 5,5mA/volt

$$Z\,s = \frac{1}{0{,}0055} = 181\ \Omega$$

(valeur normalisée sortie ligne : 200 Ω)

• une ECC88 (6DJ8) dont la pente est de 12,5 mA/volt

$$Z\,s = \frac{1}{0{,}0125} = 80\ \Omega$$

(valeur normalisée sortie ligne 75 Ω en vidéo).

Avantage : une impédance de sortie aussi basse va permettre d'acheminer sans pertes un signal complexe (audio) sur une grande distance, en n'oubliant jamais qu'en bout de ligne l'impédance d'entrée doit être au moins égale à vingt fois l'impédance de sortie afin que le cathode follower ne soit pas chargé et **ne délivre pas de puissance** (il n'est pas fait pour cela).

Vous trouverez des « cathodes followers » pratiquement en sortie de tout préamplificateur digne de ce nom.

À titre d'exemple, vous trouverez en **figure 8**, le cathode follower du célèbre Mc Intosh C2-2 utilisant une ECC83/12AX7.

En attendant la suite

Dans le prochain numéro, nous étudierons d'autres types de montages classiques : amplificateurs à liaisons directes, etc. Ceci clôturera la seconde partie de notre cours.

A bientôt

R. Bassi

Et si on parlait tubes...

Cours n°1 à 11

Apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

A retourner accompagné de votre règlement à : **TRANSOCÉANIC** - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

De la théorie à la pratique

LES CIRCUITS ANNEXES

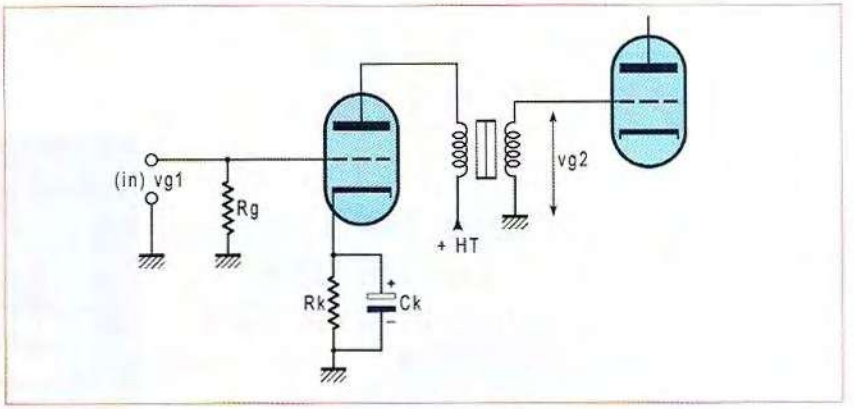
Loftin White & Cross Coupled

Il y aurait un ouvrage à écrire sur la multitude de circuits créés tout au long des soixante-dix années d'utilisation des tubes électroniques. Tous ne sont pas utilisables en audio, leurs performances étant cadrées pour leur emploi spécifique (servo-mécanisme, informatique, mesure, etc.).

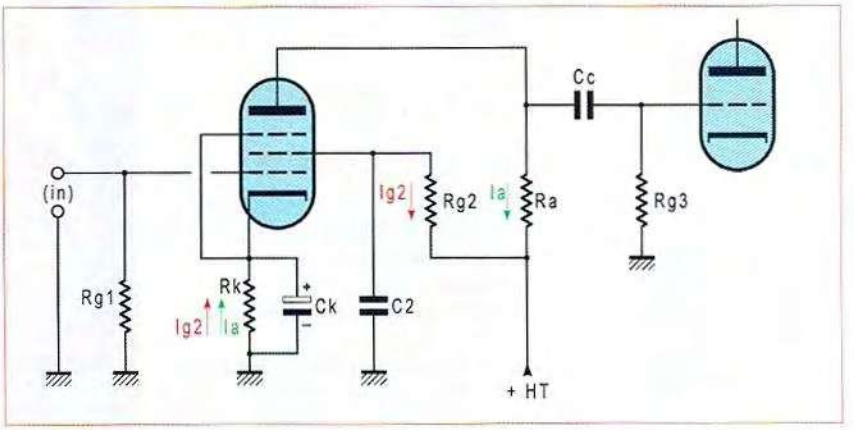
Il existe cependant deux types de circuits très utilisés en audio. Tout d'abord, l'utilisation des pentodes dans les étages préamplificateurs, la célèbre EF86 ayant été créée spécialement pour l'audio. Ensuite, les amplificateurs à liaisons directes dits « amplificateurs à courant continu » qui sont très utilisés de nos jours et que vous trouverez dans une multitude d'appareils à la mode.
L'étude sommaire de ces circuits clôturera la deuxième partie de notre cours.

La pentode en préampli basse fréquence

À l'aube de l'audio, on ne disposait que de triodes faméliques en gain et en pente. Toutes les liaisons inter-étages s'effectuaient à l'aide de transformateurs « élévateurs » (**figure 1**).
Dès que l'on disposa de triodes à gain et pente élevés, les transformateurs de liaisons furent vite abandonnés au profit du couplage classique R.C. (lire cours précédents). On se heurta très vite à « l'effet Miller » et l'on se rendit compte qu'avec les tubes de l'époque (vers 1925), il était pratiquement impossible d'étendre la bande passante en audio au-delà de 8 kHz (ce qui sera le standard du son au cinéma jusque dans les années cinquante : courbe dite « Academy »).
On se rendit vite compte qu'en utilisant des pentodes en lieu et place des triodes, on obtenait un gain bien plus élevé par étage et surtout une bande passante élargie. Ceci est dû à la faible capacité « grille de commande/plaque » de la pentode grâce à la grille-écran (voir cours précédents).
À titre d'exemple, la capacité grille-plaque d'une EF86 est de 0,05 picofarad pour une pente de 2 mA/volt par rapport à une ECC83 (12AX7) qui a une pente à peu près équivalente 1,6 mA/volt dont la capacité grille-plaque est de 1,7 picofarad !
Souvenez-vous, l'effet Miller dépend du gain de l'étage.
La capacité d'entrée devient :
Cin = Cgp (1+A)
A : gain de l'étage
Supposons un gain de 40, facile à obtenir avec une 12AX7.
La capacité d'entrée est de :
Cin = 1,7 (1+A) = 69,7 pF
Alors que le même étage, avec le même gain de 40 équipé d'une EF86, aura pour capacité d'entrée :
Cin = 0,05 (1+A) = 2,05 pF
Ces 2 pF d'entrée pour une EF86 sont négligeables, alors que les 69 pF



1 ***Deux étages couplés par transformateur. En général, le transformateur est élévateur afin d'augmenter le gain global du montage***



2 ***Pentode montée en amplificatrice de tension. Ne pas oublier que Rk est parcourue par le courant d'anode « Ia » et par le courant d'écran « Ig2 »***

CARACTÉRISTIQUES

Chauffage :

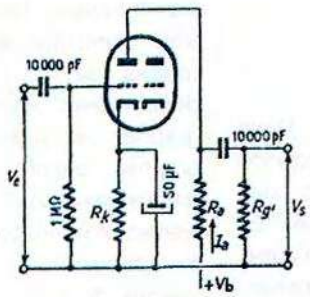
Indirect (cathodes isolées du filament)	Vf =	6,3 (1)	12,6 (2)	V
	If =	0,3	0,15	A

CONDITIONS NOMINALES D'EMPLOI

Tension de l'anode	Va =	100	250	V
Tension de la grille	Vg =	−1	2	V
Courant anodique	Ia =	0,5	1,2	mA
Coefficient d'amplification	K =	100	100	
Résistance interne	ρ =	80	62,5	kΩ
Pente	S =	1,25	1,6	mA/V

CONDITIONS D'UTILISATION EN AMPLIFICATION BF CLASSE A

Par triode



(1) Les deux sections du filament en parallèle.
(2) Les deux sections du filament en série.

Ra = 47 kΩ Rg' = 0,15 MΩ

Vb (V)	Rk (Ω)	Ia (mA)	Vs (V eff)	Vs/Ve	D %
200	1500	0,86	18	34	8,5
250	1200	1,18	23	37,5	7,0
300	1000	1,55	26	40	5,0
350	820	1,98	33	42,5	4,4
400	680	2,45	37	44	3,6

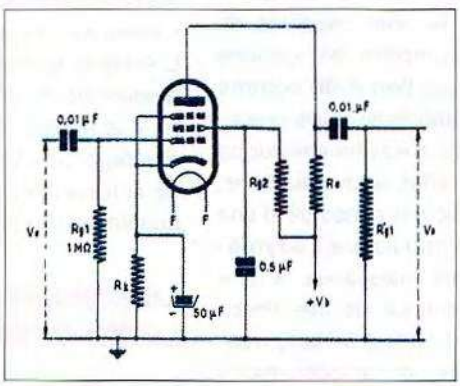
Ra = 0,1 MΩ Rg' = 0,33 MΩ

Vb (V)	Rk (Ω)	Ia (mA)	Vs (V eff)	Vs/Ve	D %
200	1800	0,65	20	50	4,8
250	1500	0,86	26	54,5	3,9
300	1200	1,11	30	57	2,7
350	1000	1,40	36	61	2,2
400	820	1,72	38	63	1,7.

Ra = 0,22 MΩ Rg' = 0,68 MΩ

Vb (V)	Rk (Ω)	Ia (mA)	Vs (V eff)	Vs/Ve	D %
200	3300	0,36	24	56	4,6
250	2700	0,48	28	66,5	3,4
300	2200	0,63	36	72	2,6
350	1500	0,85	37	75,7	1,6
400	1200	1,02	38	76,5	1,1

3a ***ECC 83 - Double triode à fort coefficient d'amplification et à cathodes séparées***



3b ***Pentode amplificatrice de tension***

Ve = 0,1 Veff, Rg_1 = 1 MΩ

Vb V	Ra kΩ	Rg_2 MΩg	Rg'1 kΩ	Rk kΩ	Ik mA	D %	Vs/Ve
300	100	0,39	330	1	2,5	0,6	112
250	100	0,39	330	1	2,2	0,6	106
200	100	0,39	330	1	1,6	0,5	100
150	100	0,39	330	1	1,2	0,7	95
300	220	1	680	2,2	1,1	1	162
250	220	1	680	2,2	1	1,5	160
200	220	1	680	2,2	0,75	1,3	155
150	220	1	680	2,2	0,55	1,8	140

de la 12AX7 seront la cause principale d'une bande passante réduite...

Cela dit, nous n'avons pas encore parlé du gain d'un étage monté en pentode. Reportez-vous à la **figure 2** qui reproduit le montage classique d'une pentode montée en amplificatrice de tension.

Rappelons ici la formule du gain d'un étage équipé d'un tube électronique quel qu'il soit (voir cours précédents) :

A = S. Rc

Pente S en mA/volt.

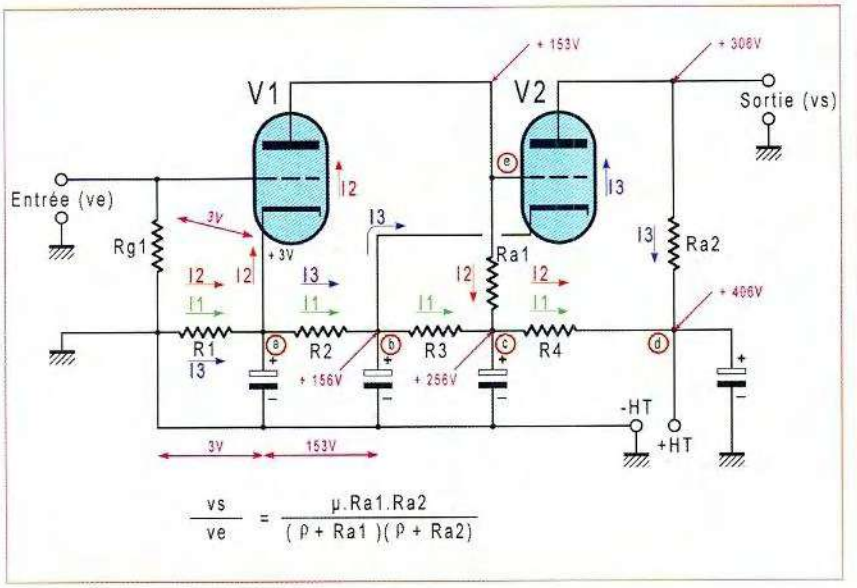
Rc étant la charge totale du tube constituée de la mise en parallèle de la résistance interne ρ, de la résistance de charge Ra et de la résistance de fuite de grille de l'étage suivant Rg3.

Or, souvenons-nous, la résistance interne d'une pentode est très élevée (2,5 MΩ dans le cas de la EF86), alors qu'elle est bien plus faible dans le cas d'une triode (environ 70 kΩ pour la ECC83/12AX7).

À résistance de charge Ra égale, vous réaliserez, bien entendu, que dans le cas de la triode, la charge réelle totale résultant de la mise en parallèle de trois résistances ne pourra jamais être supérieure à la résistance interne du tube. Alors que, dans le cas de la pentode dont la résistance interne est bien plus élevée que la charge, la charge totale peut être plusieurs fois supérieure. Le gain sera donc d'autant plus élevé.

À titre de comparaison, **figure 3a** et **figure 3b**, vous trouverez les fiches constructeur de ces deux tubes et vous constaterez que le gain (vs/ve) est bien supérieur pour la EF 86 que pour la 12AX7 avec, en prime, un taux de distorsion bien inférieur.

C'est pour cette raison que tout au



4 *Montage Loftin White à deux étages identiques*

long des années cinquante et soixante, on trouve autant d'amplificateurs et de préamplificateurs équipés de pentodes EF86.
Si, aujourd'hui, on ne les utilise plus, ce n'est que pour des raisons bassement matérielles.
Le tube tout d'abord : il est plus compliqué à construire qu'une triode, donc plus cher ! Le schéma d'utilisation ensuite. Reportez-vous à la figure 2, vous remarquerez deux composants inexistants dans un montage à triode : la résistance Rg2 et le condensateur C2 qui découple à la masse du montage la résistance Rg2.
La constante de temps Rg2.C2 doit être élevée de l'ordre de dix fois Rk.Ck et Cc.Rg3. Tout ceci complique le montage et le câblage, d'où l'abandon des pentodes dans les étages préamplificateurs. Si vous possédez des EF86, essayez-les, vous serez surpris par les résultats !

Les amplificateurs à courant continu

Très à la mode ces temps-ci... Pourquoi ? Parce qu'il paraît séduisant de supprimer **tous** les condensateurs de liaisons, sources de rotations de phase et donc de pouvoir appliquer de forts taux de contre-réaction sans danger d'oscillation. **C'est la seule raison valable**, car les amplificateurs à liaisons directes présentent bien des inconvénients en audio.
Le plus important est une dérive importante inévitable dont la solution est une hyper-stabilisation des sources de tensions. Ce que l'on gagne d'un côté on le perd de l'autre, en étant obligé de créer des alimentations stabilisées de plus en plus sophistiquées ! Sources de pannes !
Second inconvénient des amplificateurs à liaisons directes et leur qualité principale : ils sont capables de « passer » et d'amplifier les tensions continues, **ce que l'on évite comme la peste en audio** (voir cours précédents traitant de la courbe enveloppe du signal) ! En effet, souvenez-vous, tout signal audio est constitué d'une succession d'impulsions **asymétriques** donnant naissance à une composante continue de très basse fréquence (de 0,1 Hz à 3 Hz), joyeusement amplifiée par l'amplificateur à liaisons directes (c'est son but !).
D'où des phénomènes très désagréables à l'oreille : « les distorsions d'intermodulation et les distorsions d'intermodulation transitoires ».
C'est le son agressif de beaucoup d'électroniques modernes, même à tubes, bien que grâce au transformateur de sortie des amplificateurs de puissance, des fréquences aussi basses ne puissent être transmises aux haut-parleurs.
Ce qui n'empêche qu'à l'intérieur des circuits, malgré les « alimentations stabilisées » et les « sources de courant », les points de polarisations de tous les tubes (et transistors) vont swinguer au rythme de 0,1 Hz à 3 Hz en suivant la composante continue.
Mais, enfin, puisque vous allez trouver de plus en plus de circuits à liaisons directes, autant les analyser même sommairement.

Historique de l'ampli à courant continu

Dès la fin de la première guerre mondiale, on réalisa que les tubes électroniques pouvaient être utilisés pour d'autres applications que la TSF !
Problème : à l'époque, on ne connaissait que la liaison inter-étages par transformateur. Donc, aucune possibilité d'amplifier les fréquences très basses (de 0,1 Hz à 10 Hz) que demandaient les électroencéphalographes et autres électrocardiographes, encore moins d'amplifier des tensions continues (servo-mécanismes et métrologie).
Si l'utilisation de condensateurs de liaisons de fortes valeurs permettait de « passer » des fréquences très basses, elle posait d'autres problèmes insolubles à l'époque (énorme constante de temps, d'où un effet « mémoire » nuisible).
C'est ainsi que naquirent les premiers amplificateurs dits à « courant continu » et le plus ancien d'entre eux, le montage dit « Loftin White » du nom de son créateur. Ce montage remarquable est fort peu utilisé aujourd'hui.

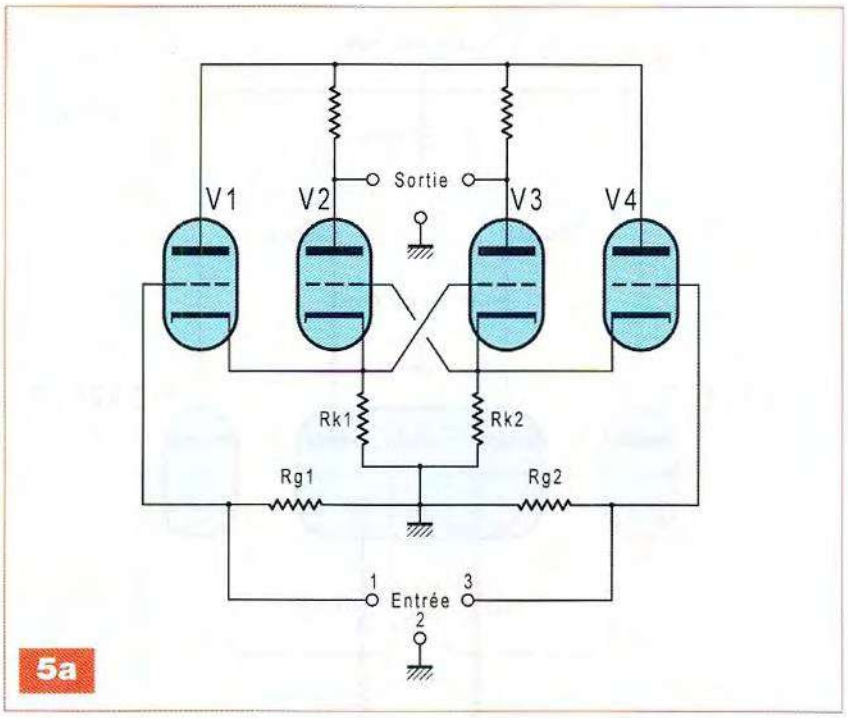
Le montage Loftin-White

L'idée du concepteur était de créer un circuit sans aucun condensateur de liaison et s'auto-équilibrant en fonction de l'usure des tubes.
À l'époque (1925), il n'était bien évidemment pas question d'alimenter le montage par une alimentation stabilisée (ce qui est courant de nos jours).
Le schéma de principe de ce montage est représenté en **figure 4**.
Analysons-le (le montage représenté est théorique).
Malgré sa simplicité apparente, son fonctionnement dynamique est relativement complexe.
Le cœur du dispositif est constitué

par une chaîne de résistances directement connectées à l'alimentation haute tension (R1, R2, R3, R4).
Ces résistances forment un diviseur de tension potentiométrique, parcouru à la base par le courant I1 (flèche verte) traversant l'ensemble de ces résistances.
La grille de V1 est au potentiel zéro à travers sa résistance de fuite Rg1. Par le jeu du diviseur de tension, le point (a) est à + 3 V, ce qui assure la polarisation du tube V1 (relié à la cathode de V1). Dans le circuit d'anode de V1, on trouve la résistance de charge Ra1 reliée au point (c) du diviseur de tension (+ 256 V). En fonction du courant I2 traversant Ra1, l'anode de V1 est portée à un potentiel de + 153 V.
Maintenant, passons au tube V2.
Il est évident que si on reliait directement le point (e) à la grille de V2 sans précaution, V2 rendrait l'âme pour cause de grille positive (+ 153 V) par rapport à sa cathode. L'astuce du Loftin-White est de relier la cathode de V2 au point (b) qui se trouve, par la grâce du diviseur de tension, à + 156 V. Or, 156 V – 153 V = 3 V.
Le tube V2 est donc correctement polarisé et V2 est chargé par Ra2.
Tout cela est parfait en théorie mais, en pratique, c'est bien plus compliqué que cela !
Les résistances du diviseur potentiométrique sont non seulement traversées par I1 (flèche verte) mais R1 est aussi traversée par I2 (flèche rouge) et I3 (flèche bleue).
R3 est traversée par I1, alors que R4 est traversée par I1 + I2 (!). Ce qui complique bougrement le calcul du diviseur de tension !
On estime, pour un fonctionnement correct, que I1 doit être au moins dix fois plus important que I2 + I3, ce qui signifie que si I2 + I3, représentent par exemple 10 mA, I1 doit au moins être égal à 100 mA, puissance énorme à dissiper dans des résistances bobinées (ce qui était le cas à l'époque du Loftin-White).
Or, non seulement les résistances de fortes puissances étaient bobinées, mais elles étaient munies de colliers afin de les rendre variables et d'ajuster les tensions aux points (a), (b) et (c).
Ce montage est donc théoriquement parfait, mais pas du tout rationnel !
C'est pour cette raison que, de nos jours, il a été abandonné au profit de montages à liaisons directes utilisant des alimentations stabilisée précises, aujourd'hui faciles à réaliser grâce aux transistors et aux MOS-FET.
Autre inconvénient du Loftin-White : la tension d'alimentation du circuit doit être élevée (de + 400 V à + 700 V) afin d'assurer la pseudo stabilisation des points (a), (b) et (c.
Il est vrai que si on stabilise le + HT du montage, beaucoup d'inconvénients disparaissent, au prix d'un gaspillage d'énergie énorme dans le diviseur potentiométrique !
Avantage du circuit : son gain important !

$$\frac{vs}{ve} = \frac{\mu.Ra1.Ra2}{(\rho + Ra1)(\rho + Ra2)}$$

Il a été très utilisé de 1925 à 1930, puis détrôné par l'arrivée des pentodes, bien plus faciles et moins coûteuses à mettre en œuvre.
Il existe bien d'autres montages à tubes à liaisons directes, bien que leur utilisation soit toujours sujette à caution en audio !
Si nous nous sommes longuement penchés sur le Loftin-White, c'est pour vous montrer que l'apparente simplicité d'un montage peut cacher bien des pièges.



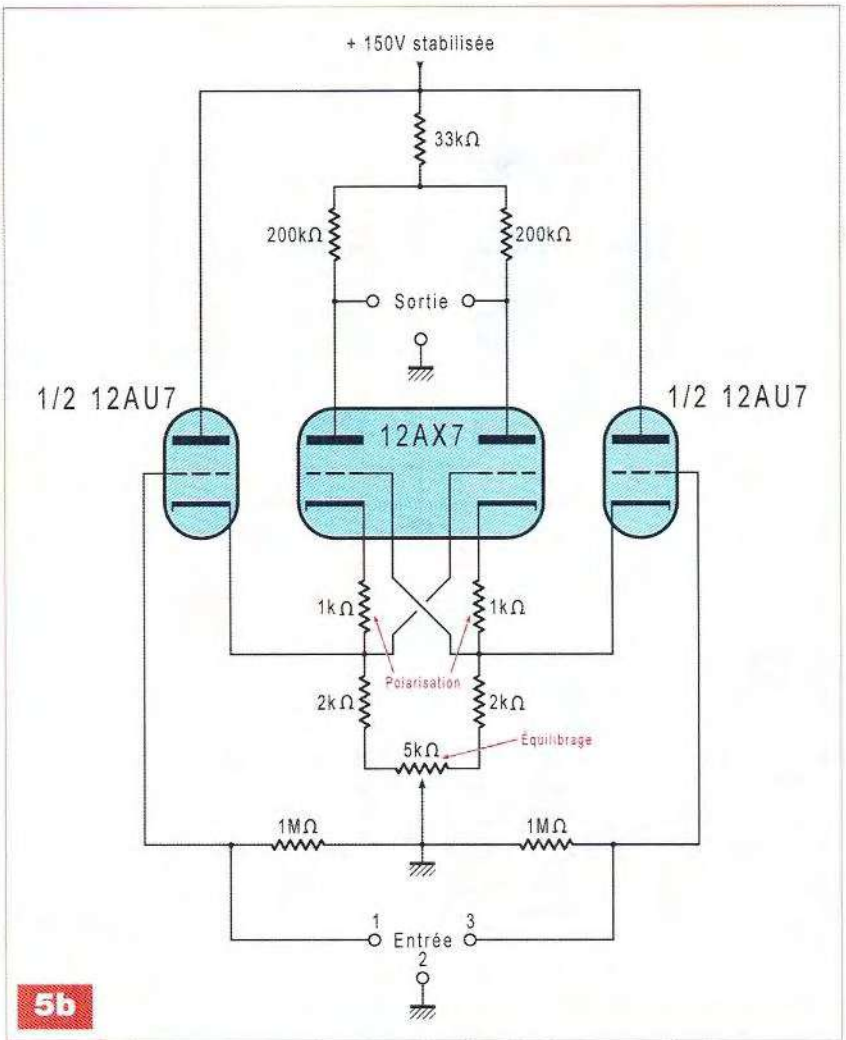
5a

Liste non exhaustive des amplificateurs à courant continu :
- Montage Loftin-White
- Ampli à couplage potentiométrique (très utilisé)
- Étages à liaisons cathodiques et à compensation de la tension de repos (utilisation de sources de courant)
- Amplificateurs équilibrés en pont
- Amplificateurs dits « cross coupled »

À titre d'exemple, vous trouverez **figure 5** les schémas classiques d'un « cross coupled » utilisant une 12AX7 (ECC83) et une 12AU7 (ECC82).
À propos : « cross coupled » signifie en bon français « couplage transversal ».

Le « cross coupled »
Analyse du fonctionnement

Reportons-nous à la **figure 5a**.
Si une tension positive est appliquée à la grille de V1, la tension entre la cathode de V1 et la masse croît (à travers Rk1).
Cet accroissement de tension apparaît sur la grille de V3. Il n'apparaît aucune variation dans V4.
Cet accroissement de tension sur la grille de V3 se traduit par une chute de tension dans Rk2, donc une variation négative de la tension appliquée à la grille de V2.



5b

On obtient par conséquent des signaux de grille et d'anode égaux et opposés sur V2 et V3.

Si on avait appliqué le signal à V4, le processus aurait été le même, mais la phase de la tension de sortie aurait été inversée par rapport à la tension d'entrée.

Si on applique une tension d'entrée symétrique entre la grille des tubes V1 et V4, la tension entre les grilles de V2 et V3 sera la même que précédemment. On obtiendra un amplificateur symétrique à liaisons directes (très utilisé en oscilloscopie).

Si on référence la grille de V4 à la masse (en reliant 2 et 3), on obtient un inverseur de phase quasi parfait et équilibré (très utilisé en audio). Avantage primordial : tout signal parasite ou ronflement superposé au signal commun aux deux entrées est entièrement annulé, ce montage est particulièrement silencieux !

En **figure 5b**, vous trouverez un montage classique « industriel » à tester absolument !

Ainsi se termine la deuxième partie de notre cours destiné à l'utilisation des tubes en audio.

Bonne lecture
R. BASSI

Et si on parlait tubes...

Cours n°1 à 11

Apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

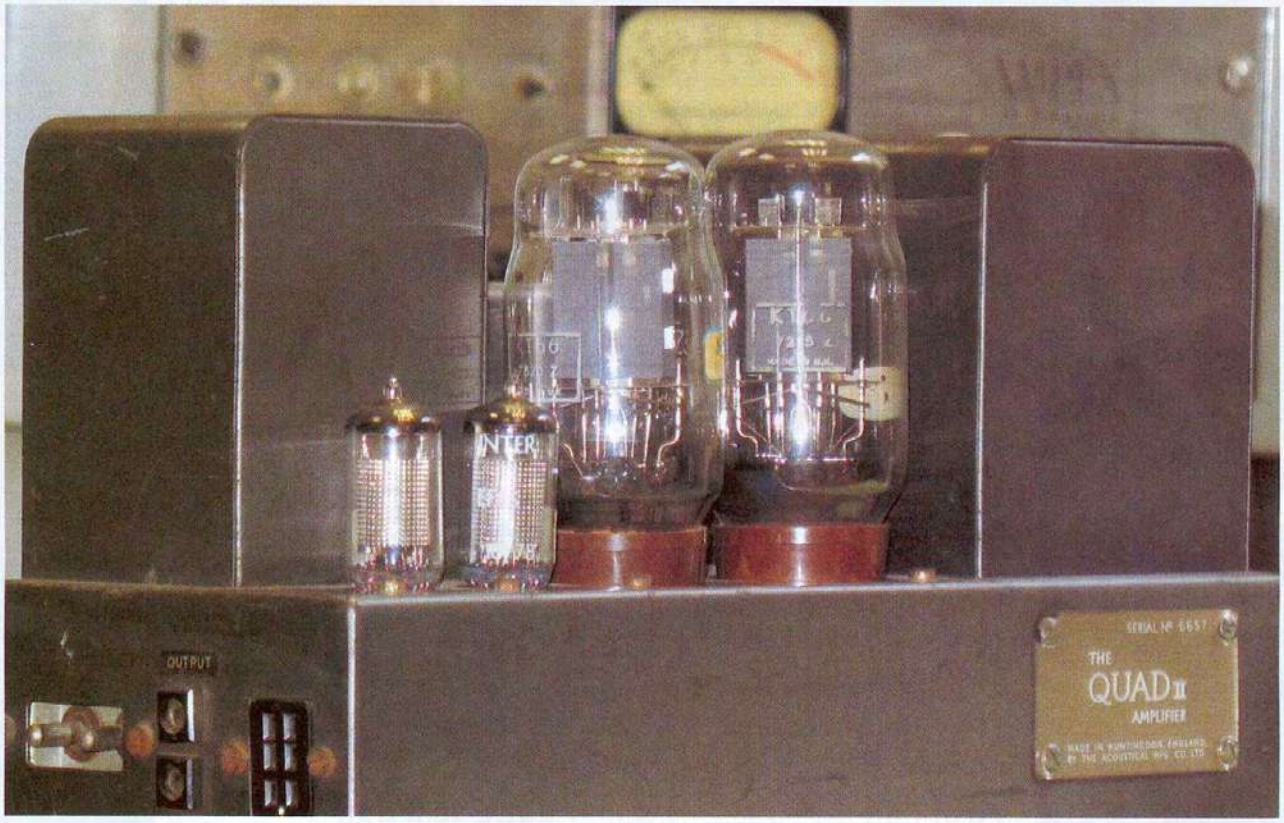
Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

A retourner accompagné de votre règlement à : **TRANSOCÉANIC** - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

Analyse pratique des montages éprouvés



Le Quad II est représentatif de la philosophie de Peter Walker : dimensions réduites, performances maximales, schéma rationnel, appareil facile à dépanner. Cet « engin » fut, à partir de 1953, la référence de la BBC en Grande-Bretagne, accompagné, dès 1957, par les haut-parleurs électrostatiques ESL57 et, en 1963, par les célèbres ESL63. Le gros transformateur est celui d'alimentation, le petit est celui de sortie. Le Quad II fut réédité en 1999, suivi par le Quad Forty (KT88) appelé Quad 99, plus puissant.

Après vous avoir (presque !) tout dit sur l'utilisation des tubes électroniques en audio (et en audio uniquement), voici venu le moment d'analyser en détail plusieurs grands classiques anciens et modernes de l'électronique à tubes. Pour commencer cette série, je vous propose d'étudier un amplificateur mythique fabriqué trente années durant avec le même succès : le Quad II de Peter Walker.

Cet ampli reste, encore aujourd'hui, la synthèse intelligente de ce qui se fait de plus rationnel en termes de robustesse, fiabilité et fidélité. Son schéma, apparemment hyper-simple, est bourré d'astuces, ce qui le rend insensible au type de charge sur laquelle il débite ainsi qu'au vieillissement des tubes.

Un peu d'histoire

Tout d'abord, que signifie « Quad » ? Ce terme est l'acronyme de « Quality Unit Amplifier Domestic », autrement dit « Amplificateur de qualité pour usage domestique ».

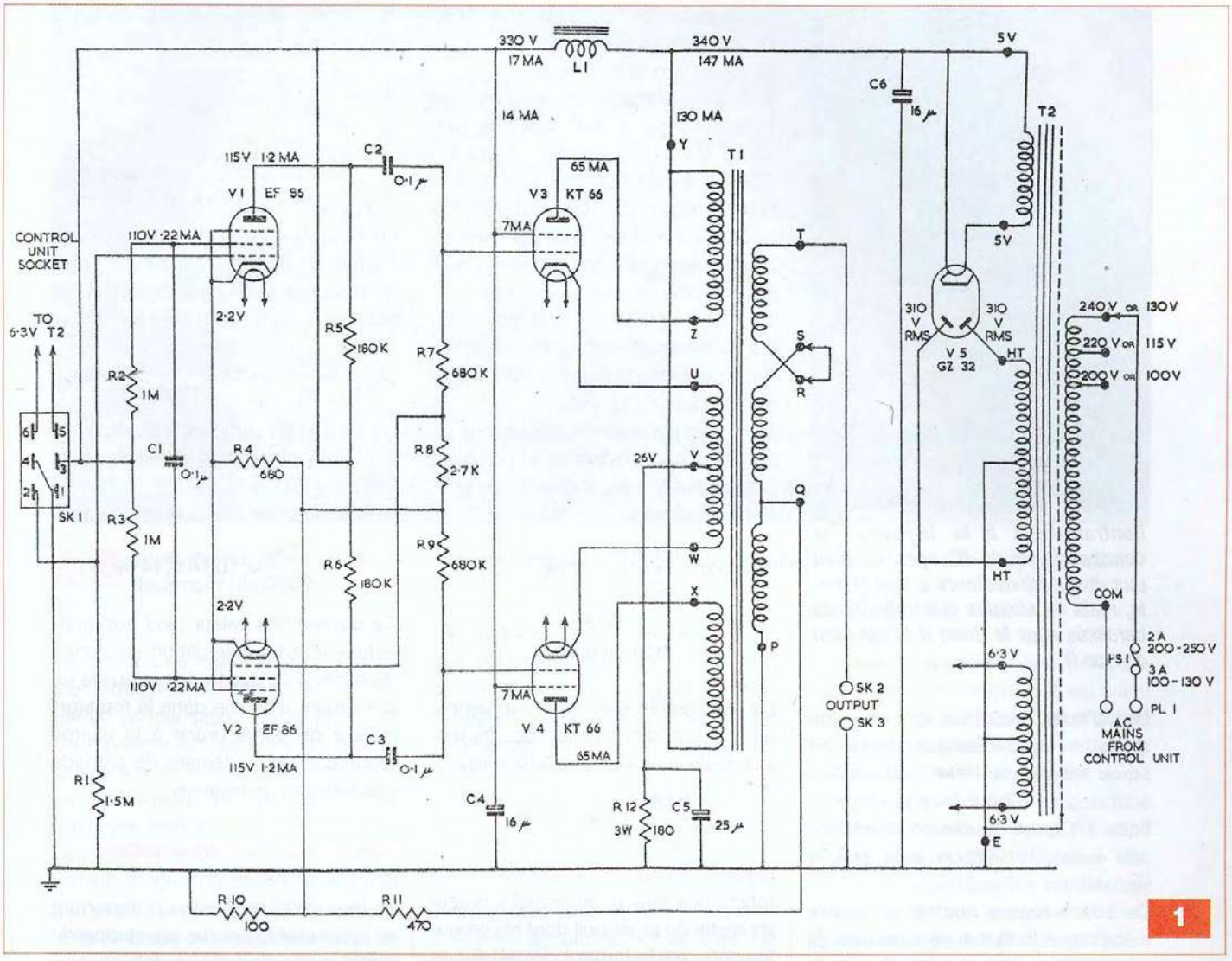
L'Acoustical Manufactoring Company de Peter J. Walker, fondée avant la seconde guerre mondiale, était jusque-là spécialisée dans les amplificateurs de sonorisation.

En 1948, la BBC commanda à Peter Walker un amplificateur de contrôle de grande qualité. Ainsi naquit le QA12.

Du QA12 au Quad 1, il n'y eut qu'un pas à franchir en 1950. Le Quad 1 ne fut fabriqué que pendant trois ans. En 1952, naissait le Quad 2 qui fut fabriqué à plus de 150 000 exemplaires pendant trente ans !

Ce Quad utilisait la nouvelle EF86 créée spécialement pour l'audio et les célèbres KT66 (qui sont des 6L6 renforcées), lesquelles furent fabriquées dès 1937 sur commande spéciale de l'armée britannique par GEC, la General Electric anglaise.

Bien que ne délivrant qu'une puissance de 15 watts, l'incroyable indifférence du Quad II au type de charge, permit à Peter Walker et Williamson



de mettre au point et de driver en 1957 le premier haut-parleur électrostatique fabriqué industriellement, le célèbre ESL-57.

Durant toute son existence, Peter Walker fut considéré par ses contemporains comme un parfait iconoclaste. À l'aube de sa vie (en 2003, à quatre-vingt sept ans), il démontra avec violence que les câbles de liaisons ampli-haut-parleurs n'avaient aucun son (sauf trucage !) et qu'ils n'avaient de l'importance qu'en cas de fortes longueurs (au-delà de cinquante mètres) ou de section trop faible en fonction du courant qu'ils avaient à acheminer. Un amplificateur de 100 watts peut délivrer des crêtes de courant de l'ordre de 30 à 50 ampères lorsqu'il est connecté à une enceinte à rendement médiocre dont l'efficacité est de l'ordre de 90 dB ! La section du câble doit donc être calculée en conséquence.

Analyse du schéma

En **figure 1**, de droite à gauche, en première approche :

- une alimentation à redressement double alternance équipée d'une valve GZ32.
- un étage push-pull de KT66 (6L6 GC) à charge répartie entre les anodes et les cathodes des tubes de puissance à polarisation automatique (R12/C5) fonctionne pratiquement en classe A.
- un inverseur de phase/driver de type paraphase utilisant deux EF86.

Nous allons détailler point par point ces différents circuits.

L'alimentation

Elle paraît archi-simple, mais est merveilleusement calculée ! Le transformateur d'alimentation (deux versions : 240 volts ou 130 volts) délivre une tension de 2 x 310 volts au secondaire (en charge).

Ce secondaire doit délivrer (après redressement et filtrage), un courant de 147 mA, **pratiquement invariable**. Le push-pull de KT66 fonctionnant en classe A, il n'y a en effet pas ou peu d'appels de courant en fonction de la puissance délivrée, ce qui simplifie bien évidemment le calcul de l'alimentation.

On trouve la valve GZ32 de redressement double alternance, un premier condensateur « réservoir » C6 **de seulement** 16µF, une self L1 de 30 henrys et un second condensateur de filtrage C4 de 16 µF. Vous êtes étonnés par ces faibles valeurs ? Reprenez la lecture du cours n°14 (*Led* n°187), vous comprendrez !

Il faut ici « tuer » une légende. Les deux condensateurs de 16 µF sont carrossés dans un adorable boîtier rectangulaire (voir photo). Bien des auteurs (et non des moindres !) affirment qu'il s'agit de condensateurs à

Contrairement à la légende, les condensateurs de filtrages ne sont pas des condensateurs à bain d'huile, mais de simples électrolyptiques carossés pour le Quad II (c'est écrit dessus !)

bain d'huile. Faux ! Ce sont de « vulgaires » condensateurs électrolytiques habillés par Peter Walker (c'est écrit dessus !) pour faire joli (et pratique !). Car ce double condensateur sert aussi de fixation à la plaque signalétique « Quad II ».

Ce condensateur double de qualité médiocre a la fâcheuse habitude de se mettre en court-circuit, cause de la majorité des décès de Quad II passés entre nos mains ! En dehors de cette faiblesse, croyez-moi un Quad II avec des condensateurs en bon état est increvable !

Et maintenant, pourquoi une valeur si faible ? Tout simplement pour respecter la « courbe enveloppe » du signal audio (cf. cours n° 12, 13 et 14).

La résistance du primaire (en 240 V) est de 11 Ω.

La résistance du secondaire est de 133 Ω.

Le rapport de transformation (n) est de :

$$\frac{620}{240} = 2,58$$

La résistance du primaire ramenée au secondaire est donc de :

$R = n^2.Rp = 2,58^2 \times 11 = 73\ \Omega$

Résistance équivalente totale :

$Req = Rs + n^2.Rp = 133\ \Omega + 73\ \Omega = 206\ \Omega$

Résistance interne de la valve GZ32 en fonctionnement linéaire :

$Ri = 2 \times 266 = 532\ \Omega$

Soit une résistance totale du circuit transformateur + redresseur de tension :

$532 + 206 = 738\ \Omega$

Calculons la constante de temps nécessaire à la recharge du condensateur de 16 µF (dans le cas rare d'appels de courant : Classe A)

$\tau = 738 \times 0,000016 = 11,8$ ms

Ce qui respecte parfaitement la courbe enveloppe du signal audio (signal le plus rapide : 12 ms).

Calcul de l'ondulation aux bornes de C6 en partant du principe qu'il n'y a pratiquement pas d'appels de courant transitoires.

$$Vcc\ ond = \frac{Ich}{f.C} \text{ (cours n°14)}$$

$$= \frac{0,147}{100 \times 0,000016} = 91,87\ V$$

Ce qui semble énorme et représente une tension d'ondulation de : (la tension redressée étant de 340 volts)

$$\frac{91,87}{340} \times 100 = 27\ \%$$

C'est « énorme » et pourtant cela fonctionne grâce au transformateur de sortie du push-pull dont les enroulements **parfaitement symétriques** annulent cette composante alternative (lire cours précédents), à condition évidemment que les tubes de puissance V3 et V4 soient correctement appairés et que leurs tensions d'écrans soient parfaitement filtrées et, si possible, stabilisées. Une chose est sûre : avec C6 = 16 µF, la courbe enveloppe audio sera scrupuleusement respectée et l'ensemble « valve + transformateur » ne sera jamais surchargé (durée de vie de la valve : environ 10 000 heures dans ces conditions).

Mais il faut alimenter le reste du circuit. Une tension d'ondulation de 91 volts est inacceptable, c'est pourquoi la seconde cellule de filtrage est constituée par une self de 30 henrys et du second condensateur de 16 µF.

Calculons la résistance de la self à 100 hertz :

$XL = 2\pi.f.L = 6,28 \times 100 \times 30 = 18\ 840\ \Omega$

Maintenant la capacitance de C4 à 100 hertz :

$$Xc = \frac{1}{2\pi.f.C}$$

$$= \frac{1}{6,28 \times 100 \times 16.10^{-6}} = 99\ \Omega$$

La tension résiduelle d'ondulation à l'entrée du filtre étant de 91,87 volts, la valeur résiduelle de la tension d'ondulation à la sortie du filtre est de :

$$91,87 \times \frac{Xc}{XL} = 91,87 \times \frac{99}{18840} = 0,48\ V$$

La tension en sortie de filtre étant de 330 volts (résistance ohmique de la self : 600 Ω)

Le pourcentage d'ondulation est de

$$\frac{0,48}{330} \times 100 = 0,14\ \%$$

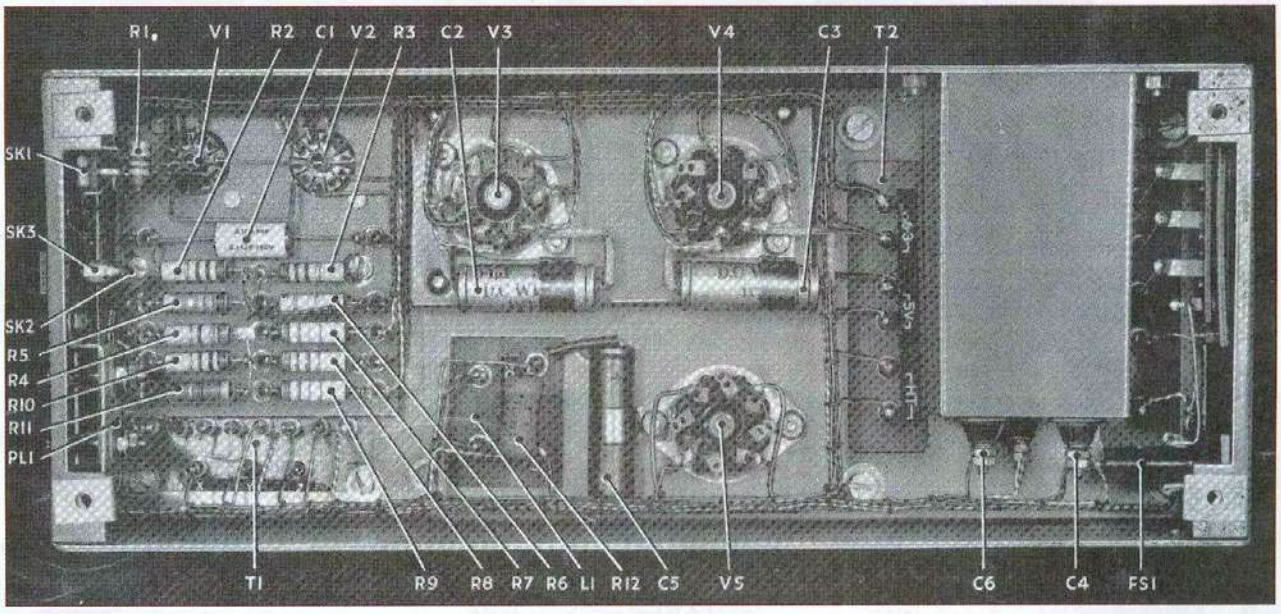
Ce qui est une valeur plus que honnête, surtout que le circuit est conçu de façon à ce que toute résiduelle de ronflement s'annule dans le transformateur de sortie grâce à la charge répartie et l'enroulement de cathode des tubes de puissance.

Conclusions sur l'alimentation

Selon le raisonnement « iconoclaste » de Peter Walker, il est plus important de respecter la courbe enveloppe du signal audio que de vouloir absolument annuler la composante de ronflement à l'entrée du filtrage dans le cas, bien évidemment, d'un **push-pull en classe A**. En classe AB ou en classe B, la composante de ronflement serait amplifiée alternativement par chaque tube et swinguerait au rythme du signal audio (fort déplaisant !). D'autre part, le fait d'utiliser des tétrodes (KT66), ces tubes étant pratiquement insensibles à la variation de la tension de plaque, les tensions d'écrans doivent être parfaitement stabilisées. Ce qui est le cas (voir plus loin).

L'étage de puissance

Il utilise deux KT66 (6L6GC) montées en push-pull classe A à travers un transformateur assez particulier. En effet, ce dernier est fractionné. On trouve 60 % de l'enroulement primaire dans les plaques et 40 % dans les cathodes des tubes.



1 ***Implantation rationnelle des composants du Quad II. Attention aux condensateurs C2 et C3 à changer systématiquement (lire texte)***

La polarisation automatique s'effectue à travers R12/180 Ω, découplée par un condensateur C5/25 µF.
Ce montage est possible grâce à la classe A (lire cours précédents).
La polarisation des tubes reste fixe, quel que soit le signal amplifié, le courant parcourant les tubes (130 mA) étant constant tout au long de l'excursion de la droite de charge, la somme des courants dans les deux tubes est toujours égale à 130 mA. Inconvénient : les tubes débitent le maximum de puissance au repos. C'est grâce à ce courant d'appel pratiquement constant qu'il n'y a pas de variation de tension (330 volts) à la sortie de la seconde cellule de filtrage (self L1 + condensateur C4).
Les écrans des tubes sont directement alimentés en sortie de cette cellule de filtrage. On est ainsi sûr d'avoir une tension d'écran rigoureusement fixe et constante (c'est une des raisons pour lesquelles le Quad est insensible aux ronflements).
Sur les appareils en classe B ou AB, il est fréquent de stabiliser électroniquement les tensions d'écrans afin de rendre leur tension d'alimentation insensible aux variations du courant de l'alimentation. C'est le secret du fonctionnement parfait des tétrodes et pentodes.
Le fonctionnement du push-pull du Quad II est assez particulier. La tension d'écran est maintenue rigoureusement fixe par rapport à la masse de l'appareil par C4. Mais l'enroulement de cathode (en u et w) swingue au rythme de la modulation, ce qui revient à rendre continuellement variable les tensions écrans/cathodes.
En réalité, tout se passe comme dans un push-pull ultra-linéaire (voir cours précédents), sauf qu'ici ce sont les cathodes qui swinguent et non les écrans.
Comme par hasard, l'enroulement des cathodes (u.v.w) représente 40 % des enroulements d'anodes (x.y.z).
Peter Walker avait inventé l'ultra-linéaire avant David Hafler, d'où l'animosité déclarée entre les deux hommes.
Inconvénient du système : les tensions alternatives développées sur les cathodes des KT66 sont très élevées (± 80 à 100 volts). Il est donc nécessaire d'exciter les grilles de « commande » avec une tension supérieure afin de moduler à fond les tubes, d'où le choix de l'inverseur de phase/driver.

Inverseur/Driver paraphase

C'est un paraphase simple, non flottant (voir cours précédents) utilisant des pentodes à grand gain EF86.
Les défauts chroniques du paraphase sont compensés grâce à une astuce utilisable uniquement avec des pentodes : le condensateur C1 est placé entre les écrans de ces tubes (0,1 µF). Le signal d'entrée est appliqué sur la grille de commande de V1 (fuite de grille R1/1,5 MΩ). Les écrans de V1 et V2 sont alimentés en haute tension à travers R2 et R3 de 1 MΩ.
L'inversion de phase est assurée par V2 qui reçoit sur sa grille de commande le signal amplifié par V1 à travers le diviseur de tension R7/R8.
Astuce du montage : la résistance R4 commune aux deux cathodes reçoit la tension de contre-réaction à travers R11 et R10. Le fait de réunir R4 au pied de R8 et R9 rend le montage quasi flottant (ce qui n'est que partiellement vrai !), mais rend parfait l'équilibre du système en compensant le vieillissement des tubes.
L'action de C1 est bien plus astucieuse : tout déséquilibre dynamique entre les deux tubes en fonctionnement va se reporter d'un écran sur l'autre (de V1 à V2 ou de V2 à V1). On s'assure ainsi une parfaite égalité des tensions en opposition de phase transmises à travers C2 et C3 aux deux tubes de puissance. **Attention** : sur les Quad II originaux, ces condensateurs au papier ont une fâcheuse tendance à fuir, défaut dû à leur grand âge. Ils sont systématiquement à changer en respectant, bien entendu, leur valeur de 0,1 µF.

Le Quad II à l'usage

Dès 1960, la valve GZ32 fut changée contre une valve GZ34 à la résistance interne plus faible (456 Ω). Ce qui permit d'utiliser un condensateur double de 2 x 32 µF.

Cela réduisit la résiduelle de ronflement dans des proportions non négligables, tout en conservant une constante de temps acceptable, bien qu'un peu longue (21 ms). Cela rendit également le Quad II équipé de GZ34 un peu mou par rapport à son grand frère.

Cet amplificateur a été « l'engin » de référence de la BBC pendant des années, les studios étaient équipés de Quad II et d'ESL57 d'abord, d'ESL63 ensuite.

N'espérez pas obtenir, avec un Quad II, des basses profondes, même en utilisant des enceintes à haut rendement, le transformateur de sortie ne suit pas.

Cet engin est néanmoins magnifique connecté à des enceintes Quad électrostatiques naturellement limitées dans le grave.

Aujourd'hui, il est souvent utilisé dans des systèmes multi-amplifiés sur le canal médium/aigu.

On ne lui connaît pas de concurrent sérieux dans ce registre.

Rendez-vous le mois prochain pour l'analyse d'une autre électronique classique.

R. BASSI

Spécifications du constructeur

Puissance : 15 watts
Bande passante ± 0,2 dB : 20 - 20 000 Hz (sur charge résistive)
Distorsion mesurée à 12 watts sur charge résistive :
Total H3 et harmoniques supérieurs : 0,10 % à 700 Hz
Harmoniques supérieurs à H3 seuls : 0,03 % à 700 Hz
Tubes non apairés (à ± 25 % du débit) introduisant H2 Distorsion : 0,18 %
(Observation : ronflement audible dans les haut-parleurs)
Sensibilité : 1,4 volt RMS pour 15 watts en sortie
Impédance d'entrée : 1,5 MΩ en parallèle avec 10 pF
Rapport signal/bruit (tubes parfaitement apairés) : 80 dB, référence 15 watts
Impédances de sortie : 15 Ω et 7 Ω (commutable par strap à l'intérieur de l'appareil)
Coefficient d'amortissement : 10 (résistance interne effective 1,5 Ω sur la sortie 15 Ω)
Alimentation secteur : version A : 200 - 250 volts
version B : 95 - 125 volts
Puissance consommée : 90 watts
Haute tension et basse tension disponibles pour équipements extérieurs
Préampli Quad 22. Tuner FM/A/B Quad
330 volts : 40 mA et 6,3 volts : 4 A
Tubes : 2 x EF86 (Z 729 ou 6267)
2 x KT 66 (5883 ou 6L6GC) apairés
1 x GZ32 (54KU ou 5V4G)

Et si on parlait tubes...

Cours n°1 à 11

Apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

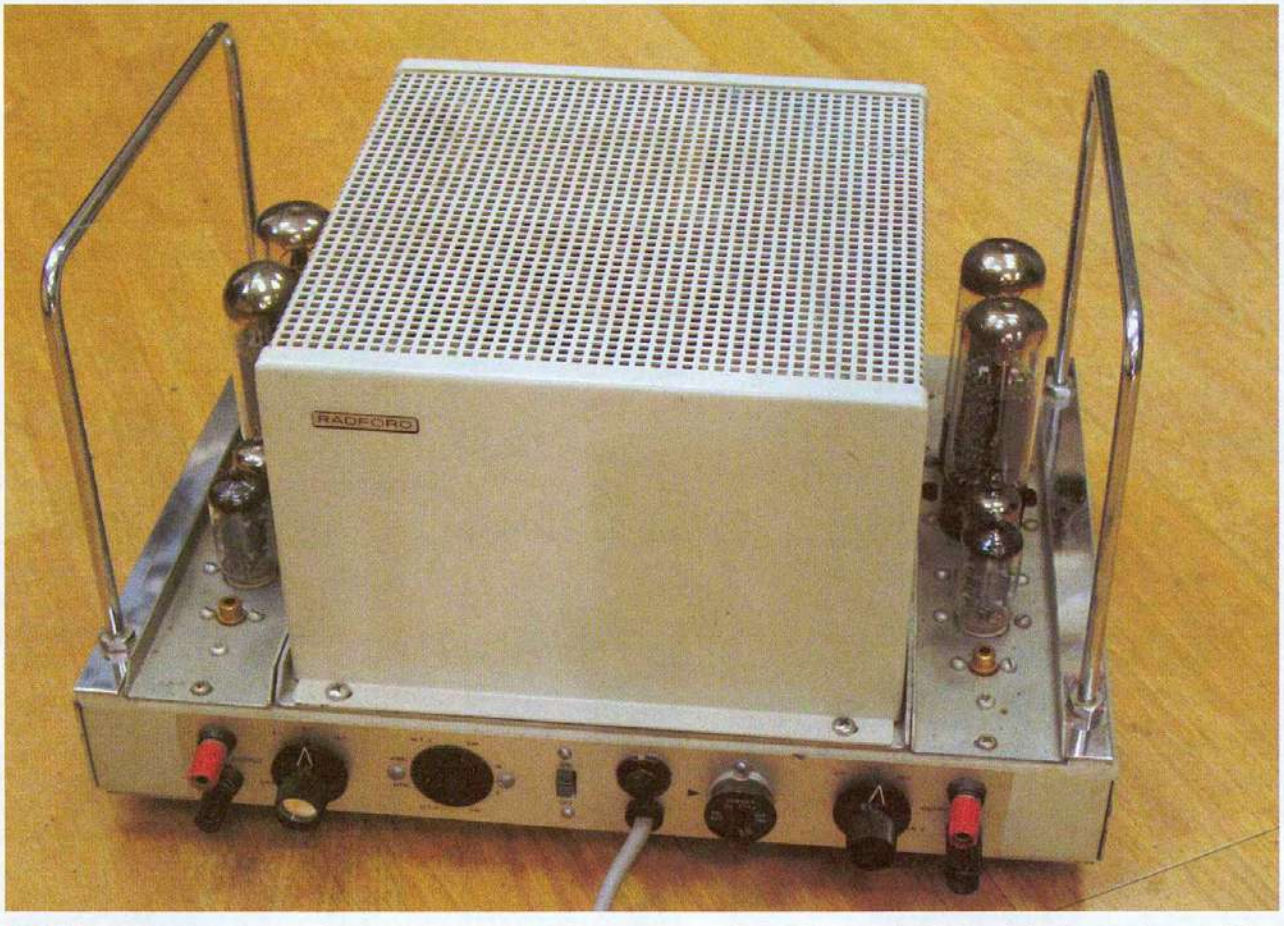
N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

A retourner accompagné de votre règlement à : **TRANSOCÉANIC** - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Radford, série 3



A *Le Radford STA25 série 3 Original (1961) alimentait son préamplificateur, le SC22, qui fut le premier amplificateur hybride (le circuit phono était à transistors)*

Nous continuons notre « promenade » à travers les électroniques à tubes classiques qui ont marqué leur époque, en particulier les électroniques anglaises, relativement peu connues dans notre pays. C'est le cas des Radford de la série 3.

On remarquera, à travers ces études, que tout a été fait en audio à tubes dès les années 50. S'inspirer de la philosophie des grands constructeurs de l'époque ne peut être que bénéfique.

Bien des « nouveaux créateurs » n'accouchent que de pâles copies, souvent instables, en pensant inventer ce qui a déjà fait l'objet d'études complètes une cinquantaine d'années auparavant...

Ce manque de connaissances élémentaires les conduit à la notion de « subjectivité », alors que tous les phénomènes peuvent être analysés. Il n'y a rien de magique dans tout cela, uniquement du « savoir faire », une grande connaissance scientifique de l'électronique et de l'électroacoustique !

Un peu d'histoire : qui est Radford ?

Radford est certainement, avec Quad et Leak, l'une des plus célèbres marques d'amplificateurs audio britanniques à tubes des années 60.

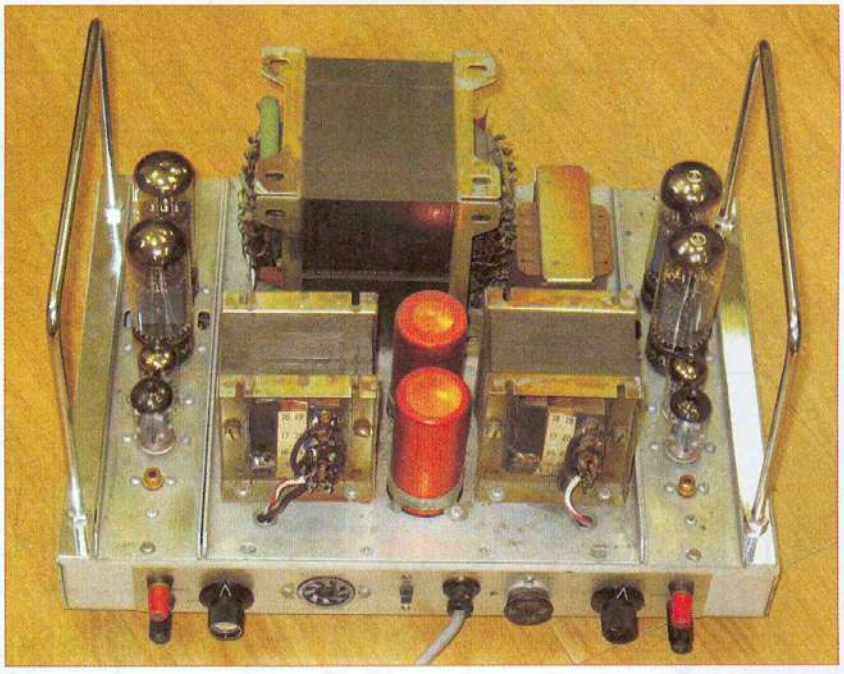
La société Radford Electronics fut créée, en 1961, par Arthur Hedley Radford, l'un des spécialistes britanniques de la conception des transformateurs. Lequel avait déjà démontré qu'un transformateur de sortie bien conçu pouvait réduire près de dix fois le taux de distorsion des meilleurs amplificateurs de l'époque, cela sans contre-réaction excessive.

Etant un spécialiste des transformateurs et non un électronicien, Arthur H. Radford s'associa à l'un des plus fameux électroniciens britanniques de l'époque : le docteur A.R. Bailey qui venait de mettre au point un inverseur de phase très particulier. Lequel fut utilisé dans les célèbres amplificateurs de la série 3 et les MK-11.

Car, en dehors du transformateur de sortie, ce que l'on « entend » dans un amplificateur c'est avant tout le schéma et non les composants.
Le système Radford/Bailey inspira ensuite de nombreux constructeurs célèbres.
Avec moins de bonheur, Radford se lança dans la construction de haut-parleurs. La société originale perdura néanmoins jusqu'en 1989, année pendant laquelle l'un des élèves de A.H. Radford, John Widgery, créa la société Woodside Electronics. Celle-ci tenta, sans grand succès alors, de rééditer le STA25 (que nous étudions aujourd'hui) sous le nom de STA25 « Renaissance ». Mais le charme était rompu. Woodside arrêta toute activité en 2004. Arthur Radford disparut le 21 novembre 1993. L'homme fait toujours partie des grands de la haute-fidélité, tels Crohurst, Franck Mc Intosh, Peter Walker (lire notre précédent cours) et tant d'autres, qui ont laissé une somme de savoir considérable, malheureusement souvent négligée de nos jours !

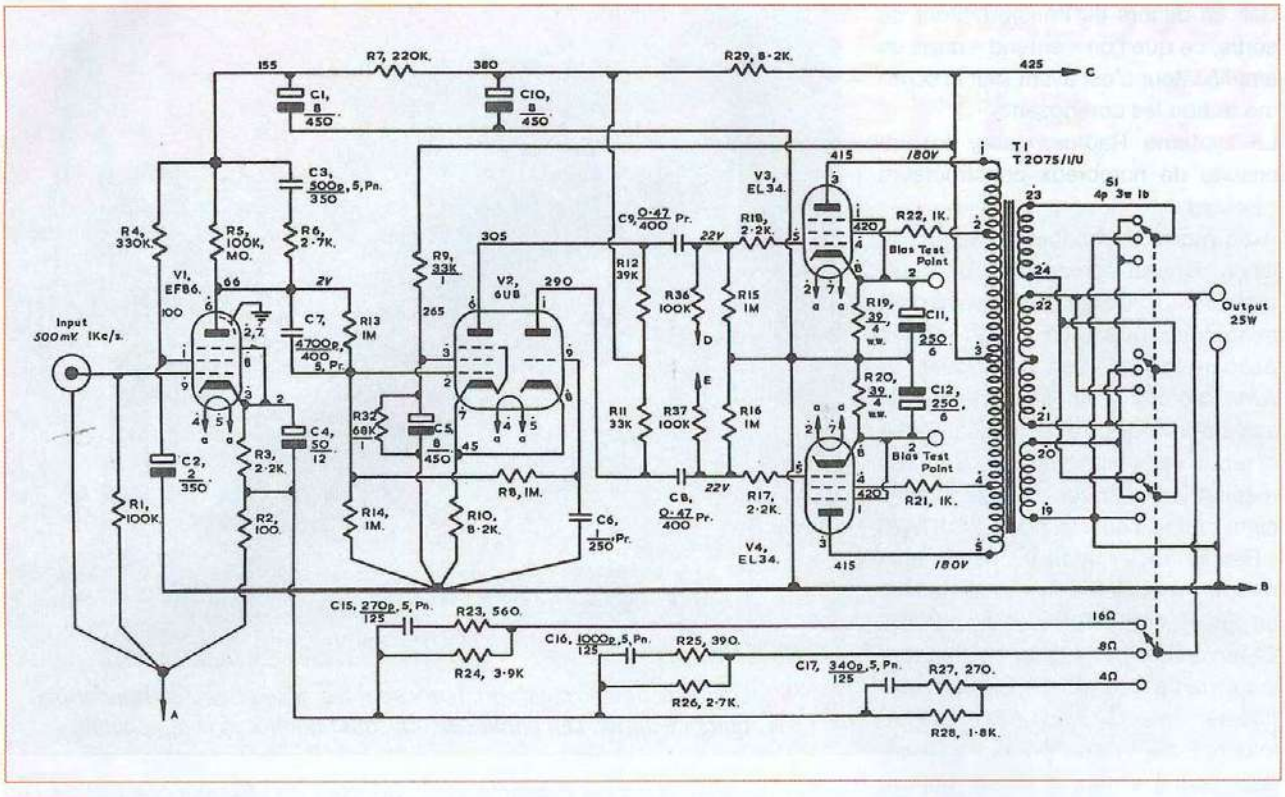
Les transformateurs selon Radford

Bien qu'intimement dépendant des circuits électroniques précédant l'étage de sortie, le transformateur de sortie d'un amplificateur à tubes se doit de ne pas ajouter de distorsions aux fréquences moyennes à **un amplificateur dont le taux est déjà le plus faible possible sans contre-réaction.**
La contre-réaction, que l'on appliquera globalement en fin de conception, servira uniquement à faire baisser l'impédance apparente interne de l'amplificateur afin d'augmenter le coefficient d'amortissement (voir nos précédents cours).
Or, vous savez que l'ensemble circuit + transformateur de sortie entraîne naturellement un déphasage aux deux extrémités du spectre sonore. Ce déphasage ne doit jamais atteindre 180°. Dans ce cas, tant dans les fréquences basses que dans les fréquences élevées, cette rotation de phase agit comme **une réaction** qui est source d'oscillations. C'est pourquoi, en pratique, il est nécessaire de modeler la bande passante en réduisant le gain jusqu'à l'annulation complète, aussi bien dans les basses fréquences que dans les hautes fréquences du spectre audible. Cela, afin de ne jamais avoir de réaction possible par les lignes de contre-réaction employées.
Pour l'instant, polarisons-nous sur le transformateur de sortie. Lequel doit être parfaitement « neutre », tant aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées et ne pas en ajouter à l'électronique de l'amplificateur.
Du côté des fréquences élevées, le transformateur doit avoir la bande passante la plus large possible afin de rejeter sa fréquence de résonance propre bien au-delà du spectre audible.
Dans le cas des transformateurs Radford, la fréquence de résonance propre est de 200 kHz avec, ensuite, une chute de caractéristique en pente douce de 6 dB/octave, sans résonance secondaire. Ce résultat ne peut être atteint que de la façon suivante : **le moins de cuivre possible**, un parfait équilibre des capacités réparties et une très faible inductance de fuite entre les deux branches du primaire, ainsi qu'entre le primaire et le secondaire.
Conclusion : le transformateur doit être le plus petit possible !



B ***Les deux petits transformateurs sont les exceptionnels transformateurs de sortie. Les enroulements sont numérotés (voir schéma)***

Du côté des fréquences basses, un petit transformateur signifie peu de cuivre, certes, mais aussi moins de tôles ! Résultat : une inductance primaire faible, donc une réponse médiocre dans les basses fréquences.
Solution : augmenter le volume de tôles. Hélas, dans ce cas si on augmente bien l'inductance primaire, c'est au détriment de l'inductance de fuite aux fréquences élevées ! C'est le serpent qui se mord la queue ! Et c'est le problème fondamental des transformateurs de sortie classiques.
La solution Radford : les tôles !
Vous savez qu'un circuit magnétique se sature d'autant plus que les tôles le constituant sont moins perméables. Radford a été le premier à oser utiliser des tôles d'acier au cobalt Vanadium, dont la caractéristique est d'avoir une haute perméabilité et de supporter une haute densité de flux pour des pertes ultra-faibles. Ces tôles étaient utilisées jusque-là en aéronautique pour les transformateurs d'alimentation fonctionnant à 400 Hz, ce qui permettait de gagner près de 50 % en poids.
Une tôle d'acier au cobalt Vanadium supporte une induction de l'ordre de 2,2 Tesla (22 000 gauss) à la saturation, alors que les tôles au silicium à grains orientés, utilisées à l'époque



1 ***Remarquer sur ce schéma l'original inverseur de phase employant une triode/pentode ECF82***

en haute-fidélité, ne supportaient que 1,5 à 1,8 Tesla, d'où des transformateurs imposants pour des puissances de l'ordre de 30 watts ! Les tôles au cobalt Vanadium sont horriblement coûteuses. C'est pour cette raison que, encore aujourd'hui, la plupart des constructeurs de transformateurs de sortie utilisent le silicium à grains orientés ! Les transformateurs de « haut de gamme » utilisent le cobalt Vanadium et paraissent ridiculement petits ! C'est pourquoi on les noie souvent dans d'énormes enveloppes décoratives où ils font ainsi plus sérieux ! Car, il faut bien avouer, que si vous trouviez des transformateurs Radford dans une brocante, il est probable que vous ne les achèteriez pas, parce qu'ils sont petits et laids (**photo B**) !

Pour ses amplificateurs, Radford utilisa les mêmes tôles pour les transformateurs d'alimentation, ce qui permit également de réduire le poids du cuivre, donc la résistance interne. D'où la possibilité d'utiliser des capacités de fortes valeurs dans les alimentations, tout en respectant la constante de temps et la courbe enveloppe du signal audio, les Radford fonctionnant en classe AB (résistance primaire en 220 volts : 5 Ω et secondaire 360 volts : 15 Ω).

L'électronique de Bailey

Reportez-vous au schéma de l'appareil en le lisant de gauche à droite (**figure 1**).

L'étage d'entrée (équipé d'une EF86) ne peut être dissocié de l'inverseur de phase original employant une 6U8 (ECF82) pentode/triode. Car l'EF86 d'entrée, chargée par une résistance de 100 kΩ (R5), est équipée d'un filtre C3/R6 (500 pF, 2,7 kΩ). Lequel est destiné à faire chuter les fréquences élevées à partir de 30 000 Hz, en agissant sur le gain de l'EF86 et en provoquant une chute douce identique à celle du transformateur de sortie de 6 dB/octave. Ce type de filtre va compenser la rotation de phase dans les fréquences élevées.

Il est très difficile à mettre au point, voire pratiquement impossible avec une triode. Le tube étant rapidement surchargé (à l'inverse d'une pentode), cela risquerait d'entraîner une distorsion importante dès le premier étage. La résistance de liaison de 1 MΩ (R13) et le condensateur de 4700 pF en parallèle (C7) forment un filtre agissant à partir de 30 Hz (compensation des rotations de phase dans les basses fréquences). Le pente du filtre passe-haut est de 6 dB/octave.

L'ensemble R6/C3, R13/C7 assure au montage une stabilité redoutable, ce qui permet d'appliquer une contre-réaction globale de 25 dB sans instabilité, à travers R2.

Et maintenant, passons à l'inverseur de phase (6U8). C'est un inverseur de Schmidt (voir cours précédents) non classique. En effet, habituellement, un Schmidt est équipé de deux tubes identiques, ce qui est loin d'être le cas ici.

Comment faire pour que le gain des deux étages soit équivalent ? Tout simplement en jouant sur la pente des tubes **au point de fonctionnement choisi (difficile à réaliser !)**

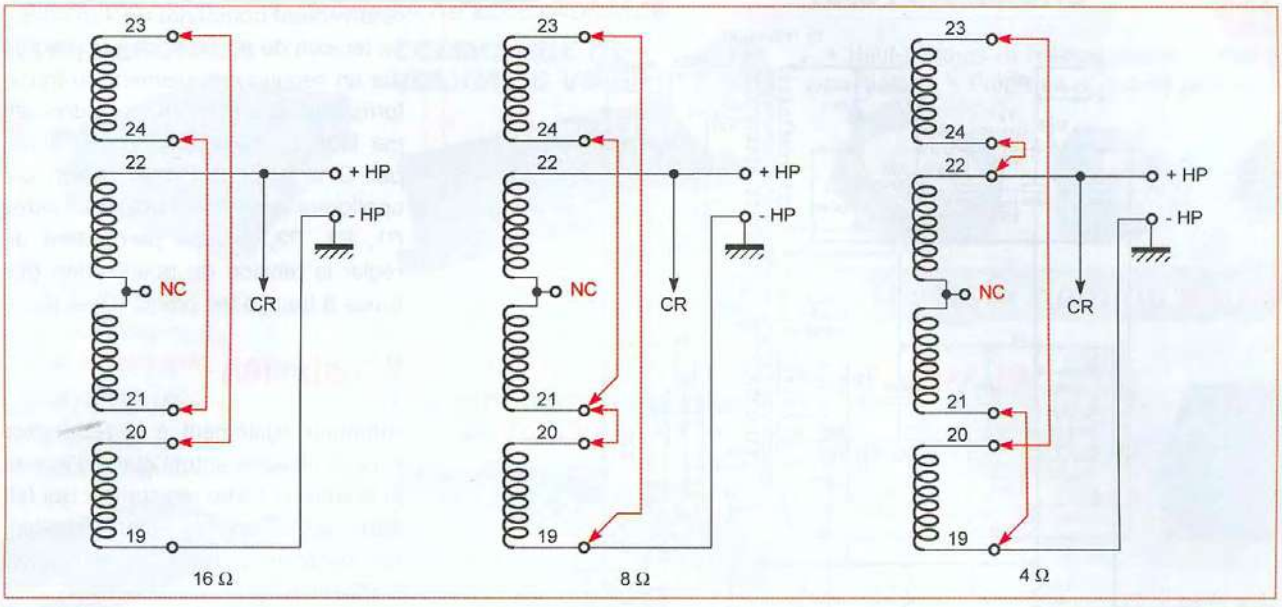
Je vous rappelle que le gain d'un étage d'amplification quel que soit le type de tube est égal à :

$A = R_{CH} \times S \times 10^{-3}$

avec R en ohms

S en mA/volt

R_{CH} : résistance de charge **totale** constituée de la résistance interne du tube en parallèle sur la résistance de charge Ra et la résistance de fuite de l'étage suivant **aux points de fonc-**



2 *Commutations à réaliser sur le transformateur de sortie pour les impédances 16 Ω, 8 Ω et 4 Ω*

tionnement choisis.

• Pente de la triode : 1,65 mA/volt
Résistance interne : ρ = 200 000 Ω
• Pente de la pentode : 1,40 mA/volt
Résistance interne : ρ = 1 MΩ
Le courant parcourant chaque tube est de l'ordre de 2,5 mA.
La grille de la triode est réunie à la masse par C6/1 µF.
Elle est donc attaquée par sa cathode, par la résistance R10 de 8,2 kΩ.
Le pont R13, R14, R8 fixe la polarisation des grilles de la pentode et de la partie triode de la 6UB.
Le gain de la pentode est de 56.
Le gain de la triode est de 54.
Les deux résistances de charges R11 et R12 (33 kΩ et 39 kΩ) assurent l'égalité des tensions transmises par C8 et C9 (0,47 µF) aux grilles des tubes de puissance (EL34).

Premier avantage du procédé : aucune action des capacités parasites des tubes sur la bande passante (effet Miller). Les corrections des rotations de phase, telles celles réalisées sur le tube d'entrée, sont donc les seules à prendre en compte.

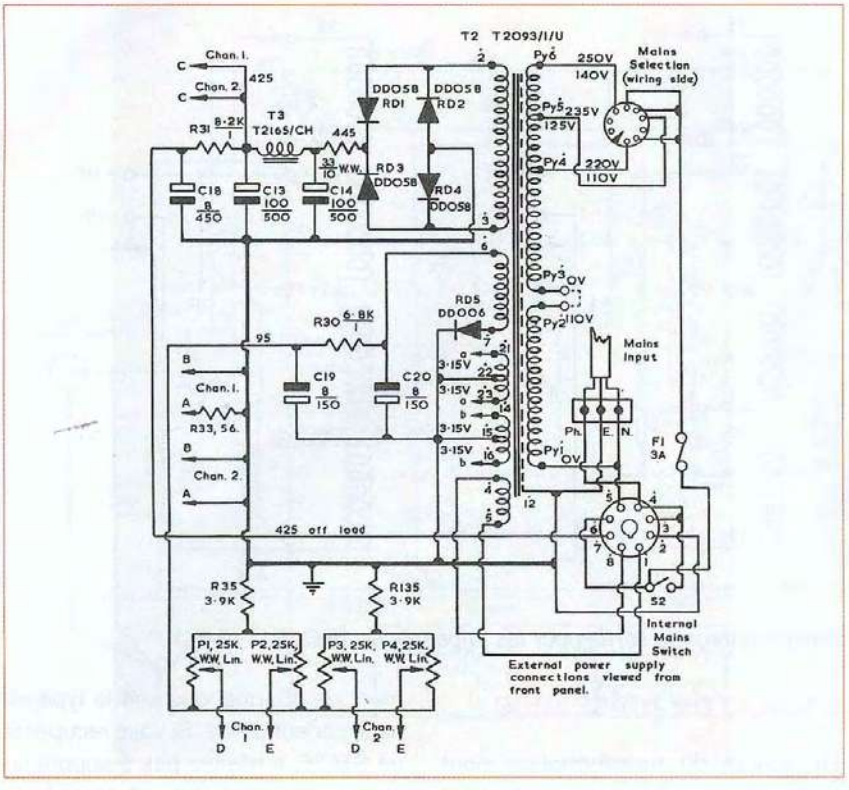
Deuxième avantage du procédé : le taux de distorsion introduit en général par un inverseur de Schmidt traditionnel est ici pratiquement nul ! Grâce à la correction de la bande passante introduite par le premier étage, il n'y a aucune possibilité de surcharge des EL34 du push-pull ni du tube d'entrée lors de l'application de la contre-réaction.

L'étage de puissance

En dehors du transformateur dont nous avons longuement parlé, c'est un push-pull ultra-linéaire équipé d'EL34 dont l'avantage principal est l'absence totale de courant de grille. Cela permet de driver ces deux tubes directement en sorties de l'étage inverseur de phase d'impédance relativement élevée, sans nécessiter un étage intermédiaire (driver).
Les deux tubes sont polarisés à une tension continue (voir « Alimentation ») à travers les résistances R36 et R37. Le courant de repos est mesuré aux bornes de R19 et R20 (39 Ω) par des fiches accessibles sur la face avant de l'appareil. On doit enregistrer une tension de 2 volts au repos aux bornes de R19 et R20, ce qui correspond à un courant de repos de 51 mA et à un fonctionnement en clase AB. Ceci permet d'extraire une puissance de 25 watts par canal avec 0,1 % de distorsion et 36 watts avec 1 % de taux de distorsion. La bande passante est de 20 Hz à 20 kHz à 36 watts, la sensibilité d'entrée étant de 0,5 volt pour la puissance nominale.
Mais regardez du côté du secondaire du transformateur. Un commutateur à quatre circuits et trois positions va permettre d'adapter parfaitement l'impédance de charge des tubes et **la commutation des trois lignes de contre-réaction** optimisées afin d'obtenir un coefficient d'amortissement de 35, quel que soit le type de haut-parleur utilisé. Si vous récupérez un STA25, n'hésitez pas à supprimer ce commutateur qui est source de mauvais contacts et à **réaliser, en fixe, les différentes commutations.** Conservez un commutateur simple pour les trois lignes de CR dont le point commun est le point « chaud » de la sortie HP (**figure 2**).
Les trois lignes de contre-réaction sont optimisées afin de respecter un déphasage toujours inférieur à 180° à toutes les fréquences.

L'alimentation

Pour la haute tension, le secondaire du transformateur développe à vide une tension de 360 volts, d'où un rapport de transformation de 1,63.
Résistance primaire : 5 Ω (220 volts)
Résistance primaire ramenée au secondaire : 5 x $1{,}63^2$ = 13,38 Ω
Résistance du secondaire : 15 Ω
Résistance totale : 28,38 Ω
L'appareil utilise un pont de diodes de résistance relativement élevée (**figure 3**), diodes anciennes de l'ordre de 100 Ω.
Ensemble transfo+redresseur=128,38 Ω
En tête de filtre, on trouve un condensateur de 100 µF
La constante de temps R.C est de 128,38 x 0,000100, soit 12,8 millisecondes. Ce qui respecte la courbe enveloppe du signal.
La première cellule de filtrage est



3 ***Le redressement de la haute tension s'effectue avec un pont de diodes***

constituée d'une self de seulement 1 Henry et d'un second condensateur de 100 µF afin de ne pas altérer la constante de temps de l'ensemble, car les circuits de puissance de l'amplificateur sont alimentés à travers la self (fait rare). Le système assure une pseudo-régulation de la haute tension proportionnelle aux appels de courant.

L'ensemble de l'amplificateur est alimenté au point (C) par une tension relativement constante de 425 volts. La tension de polarisation est assurée par un second enroulement du transformateur d'alimentation, redressée par RD5 (mono-alternance) et filtrée par C19 et C20. Cette tension est appliquée aux quatre potentiomètres P1, P2, P3, P4 qui permettent de régler la tension de polarisation des tubes à travers les points (D) et (E).

Conclusion

Attention également à la résistance R33, connectée entre l'étage d'entrée et la masse. Cette résistance, qui fait partie de la ligne de contre-réaction, est destinée à favoriser le rapport signal/bruit.

Attention aux masses, elles sont toutes connectées en étoile (points A et B), ce qui permet d'éviter bien des « buzz » et des « ronflements ».

Les amplificateurs STA série 3 ont indiscutablement marqué leur époque. Bien des procédés employés sur les STA ont été repris par beaucoup de constructeurs, en particulier pour la conception des transformateurs.

Le mois prochain, nous continuerons avec la haute-fidélité britannique en étudiant la série Leak.

R. BASSI

Et si on parlait tubes...

Cours n°1 à 11

Apprenez à connaître et à maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Émission thermoïonique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

A retourner accompagné de votre règlement à : **TRANSOCÉANIC** - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Leak Stéréo 60

Le célèbre Stéréo 60 de Leak succéda, en 1963, au Stéréo 50 duquel il différait sur deux points principaux : les transformateurs de sorties (portant la référence 8615) à impédance primaire de 5600 Ω et une self de 0,3 H dans l'alimentation. Les premiers modèles étaient de couleur « bronze ». La version photographiée c-dessus est l'un des derniers modèles de couleur gris foncé métallisé (« dark grey »).

Le Stéréo 60 de Leak fut le plus célèbre amplificateur stéréophonique de la firme britannique et certainement le plus vendu. Il était accompagné de son préamplificateur Point One Stereo Varislope.

Pourquoi « Stéréo 60 » ? Tout simplement, 1960 pour l'année de sa création et 2 x 30 watts qui font 60. L'avantage de cet amplificateur est d'être facilement reproductible. Que du classique ! Et cela fonctionne rudement bien !

Un peu d'histoire

La société Leak a été créée en 1934 par Harold Joseph Leak. Cet électronicien particulièrement doué s'avéra, en outre, un formidable communicateur. Des centaines de photos le montrent mettant en scène ses produits. Il inventa en 1945 la célèbre série d'amplificateurs « Point One », ce qui signifie 0,1 % de taux de distorsion !

Le premier « Point One », commercialisé en 1947, s'appela le « Type 15 ». Il utilisait un push-pull de tétrodes KT66 connectées en triodes, avec la même topologie que le circuit « Williamson ».

Dès 1948, Leak perfectionna le circuit en le passant de trois à quatre étages. Cette structure fut ensuite utilisée pendant plus de vingt ans ! On la retrouve sur les TL10, TL12, TL25 Plus, TL50 Plus et, bien entendu, les « Stéréo 20 », « Stéréo 50 » et « Stéréo 60 » que nous étudions aujourd'hui.

Leak mit ensuite au point les célèbres haut-parleurs « Sandwich ». Les enceintes « Leak Sandwich » sont encore très recherchées par les audiophiles d'aujourd'hui.

Il arriva malheureusement à la société « Leak », ce qui survint à la haute-fidélité française dans les années 70, lorsque le « monstre » Schlumberger absorba toutes nos entreprises « hi-fi » pour les faire disparaître ! Leak fut absorbée par la « Rank Organisation ». Cette énorme structure se montra incapable de gérer la société familiale Leak et de lutter contre l'envahisse-

ment des produits japonais. Fin des années 70, la marque Leak et ses produits (tels les haut-parleurs) disparurent. Une mort programmée…

La philosophie des amplificateurs Leak

Du classique, rien que du classique, mais des composants de bonne qualité, des prix raisonnables et toujours 0,1 % de taux de distorsion harmonique maximum. Cela dit, il convient de rappeler ici que, dans les années 60, on achetait une « chaîne Leak » complète, de même qu'une « chaîne Quad », une « chaîne Mc Intosh », une « chaîne Chalin », une « chaîne Esart », etc. Ce sont les Japonais qui ont introduit la notion d'éléments séparés… souvent difficiles à bien marier ! Cette « manie » qui consiste à vouloir coupler les « haut-parleurs machin » avec « l'ampli truc » perdure aujourd'hui et comme en général les résultats obtenus sont souvent médiocres, on accuse les câbles ! Croyez-moi, un Leak Stéréo 60, avec une paire de Sandwich et un préampli Leak Variscope, damne le pion à bien des « systèmes » vendus aujourd'hui.

Stéréo 60, la structure

Observez le schéma de gauche à droite. On trouve trois 12AX7 et quatre EL34, qui peuvent être remplacées sans aucune modification (la puissance sera divisée par deux) par des KT66 (6L6GC, 5881).

Suivez le schéma de « Input R » (Right : canal droit) jusqu'aux EL34. Symétriquement, vous pourrez suivre le schéma de « Input L » (Left : canal gauche) sur la partie inférieure du schéma.

On trouve, de gauche à droite, une demi-triode 12AX7 (V1R) par canal : préamplificatrice sur la cathode de laquelle est appliquée la contre-réaction aux bornes de R4R de 100 Ω, résistance shuntée par un condensateur de 0,001 µF (on verra pourquoi tout à l'heure).

Cette demi-triode 12AX7 (V1R) attaque un inverseur de Schmidt (V2R) constitué par une 12AX7 (ECC83).

Les EL34 ne demandant aucune

BRITAIN'S BEST AUDIO AMPLIFIER

DISTORTION : 0.1%

Investigate its quality of reproduction and workmanship at

ROOM 650, THE AUDIO FAIR

H. J. Leak M. Brit. I. R. E., will be in attendance to discuss technicalities and to settle distribution rights. He will be at The Hotel New Yorker from Oct.20—Nov.6.

LEAK
"POINT ONE"
AMPLIFIERS

REMOTE CONTROL PRE-AMPLIFIER RC/PA

TL/12 12W. TRIPLE LOOP POWER AMPLIFIER

Standard U.S. tubes used.

An original feedback tone-control circuit.

No resonant circuits employed.

- Distortion: Less than 0.05%.
- Switching for Pick-up, Microphone and Radio, with automatic alteration of tone-control characteristics.
- High sensitivities. Will operate from any moving-coil, moving iron or crystal P.-U.; from any moving coil microphone; from any radio unit.
- Controls: Input Selector; Bass Gain and Loss; Treble Gain and Loss; Volume.
  Output Impedance: 0-30,000ω at 20 kc.p.s.

The unit will mount on motor-board through a cut-out of 10½ in. x 3½ in., or it can be bolted to the power amplifier, when, with a top cover, the whole assembly becomes portable.

For use only with LEAK amplifiers.

A Leak triple loop feedback circuit, the main loop giving 26 db feedback over 3 stages and the output transformer.

- Push-pull triode output stage. 400 V. on anodes.
- No H.T. electrolytic smoothing or decoupling condensers.
- Impregnated transformers; tropically finished components.
- H.T. and L.T. supplies for pre-amp. and radio units.
- Distortion: at 1,000 c/s and 10 W. output, 0.1%; at 60 c/s and 10 W. output, 0.19%; at 40 c/s and 10 W. output 0.21%.
- Hum and Noise: —72 to —80 db on 10 W.
- Frequency response: ±0.1 db, 20 c/s-20 kc/s.
- Sensitivity: 160 mV.
- Damping Factor: 20. Input impedance: 1 Meg. Output impedances: 2ω; 7-9ω; 15-20ω; 28-36ω. Phase margin 20° ± 10°: Gain margin 10 db + 6 db.

25 W. model available.

The TL/12 Specification is bettered by check of the National Physical Laboratory (equivalent National Bureau of Standards) and their certificate will be on view.

Write for 16 page brochure "A".

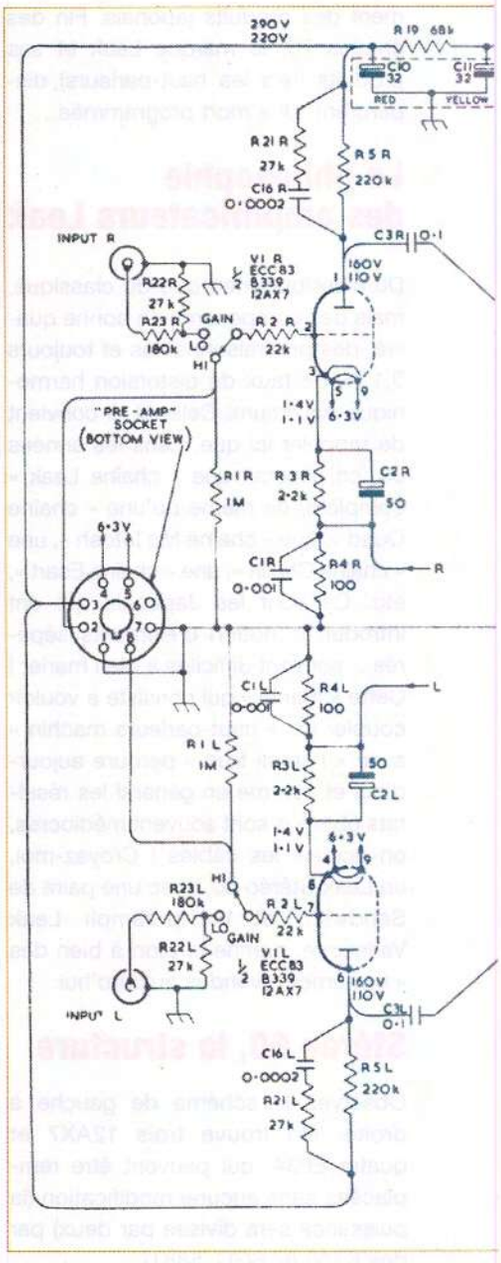
We will be demonstrating with Leak Dynamic Pick Up & "550" Loudspeaker.

H. J. LEAK & CO. LTD. Westway Factory Estate, LONDON, W. 3.

AUDIO ENGINEERING ● OCTOBER, 1949

Révolution en 1949, Leak impose au monde de la « hi-fi » la notion de taux de distorsion maximum à 0,1 % (« Point One »). Ce taux de distorsion maximal devient une norme internationale dès 1952.

Le point faible du Stéréo 60 : ses deux résistances doubles bobinées de 2 x 440 Ω pratiquement introuvables aujourd'hui. On les remplace souvent par des résistances bobinées de 440 Ω/10 W, à placer si possible au-dessus du châssis pour leur refroidissement. Au centre, entre les deux résistances, la self de 0,3 H



H.J. Leak fut un grand communicateur. Il se mit en scène pratiquement avec tous ses produits. Ici, démonstration de la robustesse incroyable du cône du woofer de la célèbre enceinte Leak Sandwich (1961)

puissance (pas de courant de grille), elles sont attaquées directement dès la sortie du Schmidt à travers C4R et C6R.

Le push-pull d'EL34 est connecté en « ultra linéaire » classique, impédance primaire du transformateur de 5600 Ω, prises « écran » à 40 % (voir cours précédents).

On travaille ici très près de la classe A (courant de repos de 65 mA), ce qui permet de mettre en place une polarisation automatique par R15R et R14R de 440 Ω découplées par des 50 µF (C8R et C7R).

Ces résistances sont bobinées et doubles (voir photo) afin d'obtenir une régulation en température.

On trouve souvent ces résistances « grillées » sur les Stéréo 60. Elles peuvent être remplacées par des résistances bobinées de 440 Ω/10 W sans problème.

L'alimentation

Classique, elle aussi. Remarquez la faible valeur des condensateurs de filtrage : 2 x 16 µF.

La résistance du transformateur (primaire ramené au secondaire + secondaire), ajoutée à la résistance interne de la GZ34 (5AR4), est de 383 Ω. Avec 32 µF en condensateur de « tête » de filtre, on obtient une constante de temps de :

383 Ω x 32.10^{-6} = 0,012 seconde.

Soit 12 millisecondes, ce qui respecte parfaitement la courbe « enveloppe » du signal audio (lire cours précédents).

La petite self de 0,3 Henry peut être remplacée sans dommage par une résistance de 30 Ω/10 W.

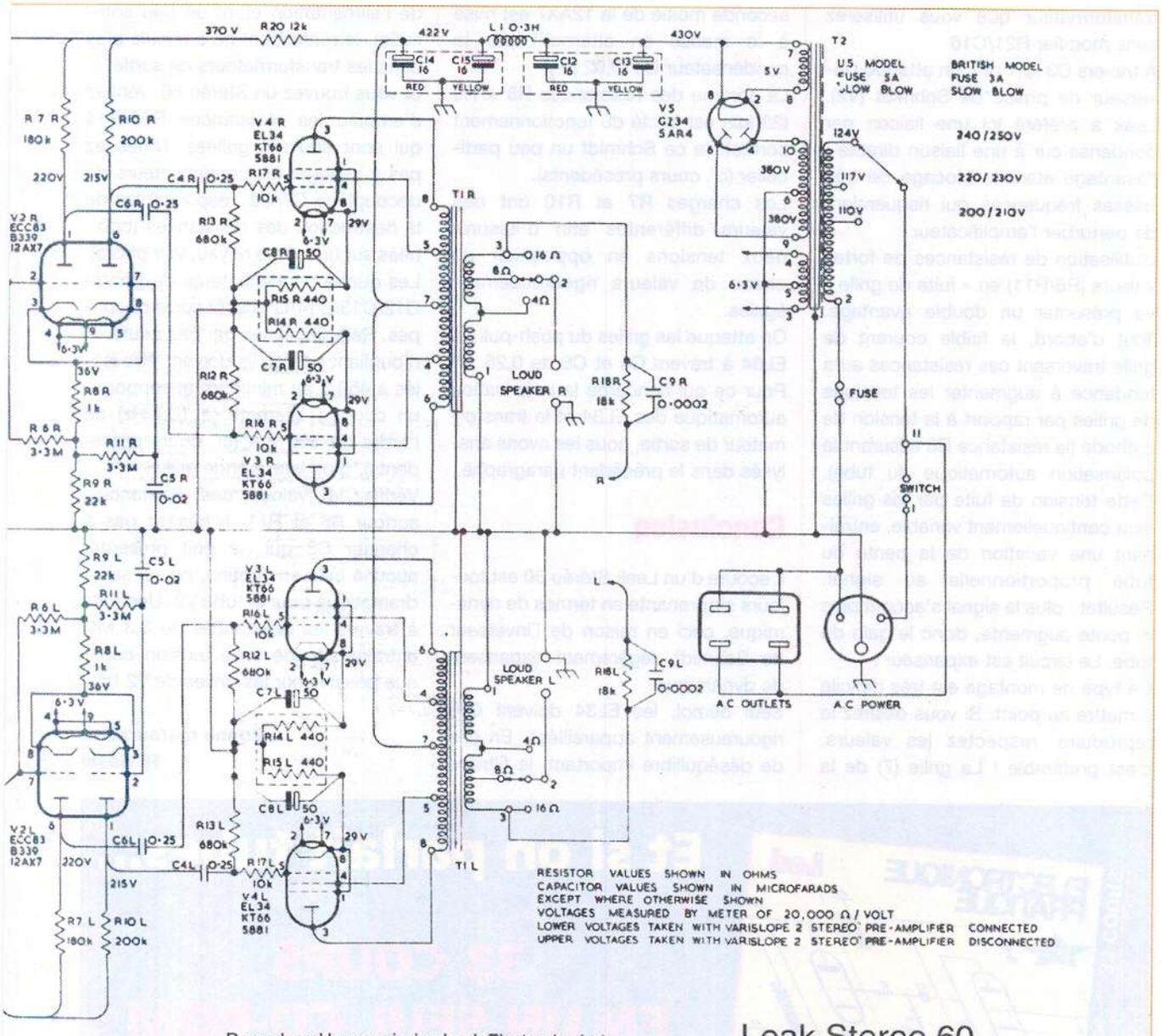
Le ronflement résiduel sera annulé dans les transformateurs de sorties si les EL34 sont correctement appareillées.

On n'insistera jamais assez sur le respect d'une constante de temps de l'ordre de 10 à 12 millisecondes pour toutes les alimentations.

Là réside le secret d'une bonne restitution des transitoires en audio.

En ce qui concerne R20, R19, C11 et C10, le problème ne se pose pas.

Les condensateurs sont considérés



Reproduced by permission Leak Electronics Ltd.

Leak Stereo 60

comme des réservoirs, le courant consommé par les trois moitiés de 12AX7 n'étant que de l'ordre de 2 milliampères (!), ceci assure pour ces tubes un fonctionnement sans défaillance de quelque 10 000 heures au minimum.

Aux bornes de C10, on trouve une tension de 220 V suffisante pour alimenter le préampli « Varislope » à travers une prise octal.

En l'absence de consommation du préampli, la tension à ce point est de 290 V. De 220 V à 290 V, l'alimentation de la première moitié de 12AX7 est suffisante.

La consommation totale du « Varislope » est de l'ordre de 1,5 mA (seulement) tubes EF86.

Le schéma (Canal R : Right)

En entrant dans la cinch « Input R », on trouve un atténuateur (R23/R22) britannique. Les Anglais ne faisant rien comme tout le monde, cet atténuateur ramène la sensibilité de l'amplificateur à 300 mV crête (standard anglais), ce qui permet d'attaquer l'amplificateur avec tout préamplificateur au standard international : 0 dB, 750 mV, soit 1 volt crête.

La première moitié de la 12AX7 est chargée par R5 : 220 kΩ. En parallèle, on trouve R21 : 27 kΩ et C16 : 0,0002 µF, filtre destiné à faire chuter les fréquences élevées à partir de 30 kHz (voir précédent numéro d'*Electronique Pratique*). Ce filtre est destiné à compenser la rotation de phase aux fréquences élevées.

La 12AX7 étant une triode, elle peut se retrouver très rapidement surchargée. C'est pourquoi la contre-réaction constituée par R18/C9/R4 agira en faisant chuter rapidement le gain du tube aux hautes fréquences.

Le filtre C1R/R4R va compenser la rotation de phase aux basses fréquences et assurer le filtrage des fréquences « radio » pouvant être captées par les câbles des haut-parleurs.

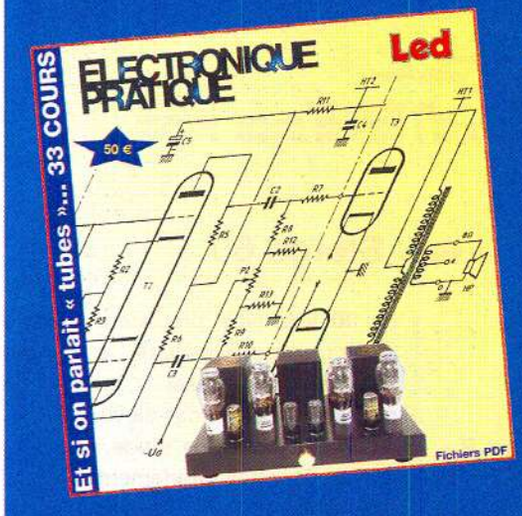
Si vous vous lancez dans la construction d'un amplificateur similaire, vous devrez ajuster R18/C9/R4/C1 en fonction des caractéristiques du

transformateur que vous utiliserez sans modifier R21/C16.
À travers C3 (0,1 µF), on attaque l'inverseur de phase de Schmidt (V2). Leak a préféré ici une liaison par condensateur à une liaison directe : l'avantage étant le blocage de très basses fréquences qui risqueraient de perturber l'amplificateur.
L'utilisation de résistances de fortes valeurs (R6/R11) en « fuite de grille » va présenter un double avantage. Tout d'abord, le faible courant de grille traversant ces résistances aura tendance à augmenter les tensions de grilles par rapport à la tension de cathode (la résistance R8 assurant la polarisation automatique du tube). Cette tension de fuite par les grilles sera continuellement variable, entraînant une variation de la pente du tube proportionnelle au signal. Résultat : plus le signal s'accroît plus la pente augmente, donc le gain du tube. Le circuit est expanseur !
Ce type de montage est très difficile à mettre au point. Si vous désirez le reproduire, respectez les valeurs, c'est préférable ! La grille (7) de la seconde moitié de la 12AX7 est mise à la masse en alternatif par le condensateur C5 (0,02 µF).
La somme des résistances R8 + R9 (23 kΩ) est la clé du fonctionnement correct de ce Schmidt un peu particulier (cf. cours précédents).
Les charges R7 et R10 ont des valeurs différentes afin d'assurer deux tensions en opposition de phase de valeurs rigoureusement égales.
On attaque les grilles du push-pull de EL34 à travers C4 et C6 de 0,25 µF. Pour ce qui concerne la polarisation automatique des EL34 et le transformateur de sortie, nous les avons analysés dans le précédent paragraphe.

Conclusion

L'écoute d'un Leak Stéréo 60 est toujours surprenante en termes de dynamique, ceci en raison de l'inverseur de Schmidt, légèrement expanseur de dynamique.
Seul bémol, les EL34 doivent être rigoureusement appareillées. En cas de déséquilibre important, le filtrage de l'alimentation étant un peu sommaire, le ronflement ne s'annule plus dans les transformateurs de sortie.
Si vous trouvez un Stéréo 60, vérifiez d'emblée les résistances R15/R14 qui sont souvent grillées. N'hésitez pas à changer les condensateurs de découplage C7/C8, responsables de la destruction des résistances (bobinées sur un même noyau, voir photo).
Les quatre condensateurs de filtrage C12/C13/C14/C15 sont souvent coupés. Remplacez-les par des neufs en n'oubliant pas qu'ils doivent être isolés à 450 V au minimum et supporter un courant alternatif (à 100 Hz) de l'ordre de 500 mA (cf. cours précédents), d'où leur grande taille.
Vérifiez les valeurs des résistances, surtout R6 et R11. N'hésitez pas à changer C3 qui ne doit présenter aucune fuite en continu, ce qui serait dramatique pour le tube V2. Une fuite à travers les résistances de 3,3 MΩ entraînerait une forte tension continue positive sur les grilles de V2 !

Bonne restauration
R. Bassi



Et si on parlait tubes...

33 COURS EN UN SEUL CD-ROM

Connaître et maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

☐ **Oui, je désire recevoir le CD complet 33 premiers cours « Et si on parlait tubes... » (fichiers PDF)**
France : 50 € Union européenne : 52 € Autres destinations : 53 €

☐ **Je préfère recevoir le CD 22 cours « Et si on parlait tubes... » (fichiers PDF) faisant suite au CD de 11 cours précédemment proposé.**
France : 30 € Union européenne : 32 € Autres pays : 33 €

Nom : Prénom :
Adresse :
Code postal : Ville-Pays : Tél. ou e-mail :

A retourner accompagné de votre règlement à : **TRANSOCÉANIC** - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Le préamplificateur C22 de Mc Intosh

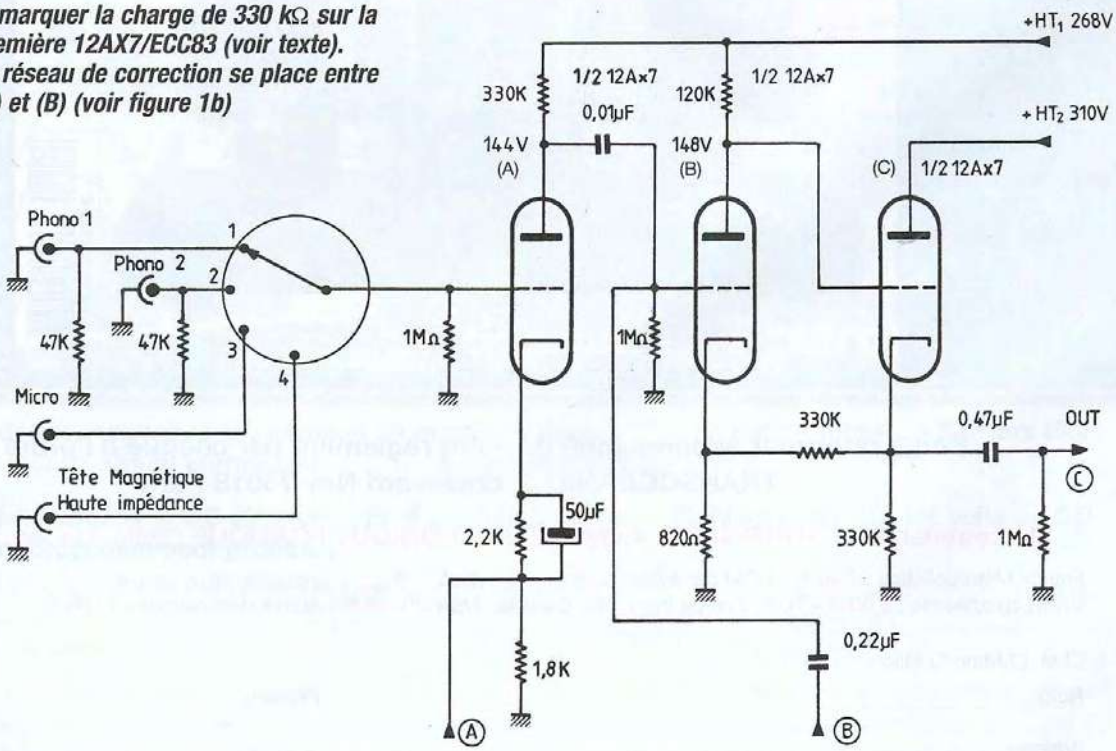
Nous avions l'intention d'étudier les préamplificateurs SC22 de Radford et Point One de Leak accompagnant les amplificateurs que nous avons décrits dans nos deux précédents cours. Mais, entre-temps, de nombreux lecteurs nous ont appelés pour nous demander des correcteurs de gravure de disques...

Voilà pourquoi nous analysons aujourd'hui le célèbre C22 dont l'étage « phono » reste encore à ce jour une référence mondiale (avec les circuits Audio Research et Dynaco). Avantage : le circuit Mc Intosh est très facilement reproductible.

Une référence incontournable

Son « look » est inimitable. Il est né en 1963. Il demeure encore aujourd'hui un formidable préamplificateur doté d'un véritable « must » : une entrée phono célèbre. Compatible RIAA, cette entrée est munie d'une commutation dite « LP » permettant de lire les disques mono Columbia et surtout les célèbres « FFrr » de Decca dont la courbe de gravure diffère sensiblement de la RIAA. Ajoutez à cela une entrée micro et une entrée « tête magnétique N.A.B. »... qui ne sert plus à grand-chose de nos jours !

1a ***Remarquer la charge de 330 kΩ sur la première 12AX7/ECC83 (voir texte). Le réseau de correction se place entre (A) et (B) (voir figure 1b)***



Nous ne vous présentons pas le schéma général de l'appareil particulièrement « touffu », mais des parties qui vous seront utiles en cas de reproduction ou de dépannage.

L'étage phono est expanseur, telle est d'ailleurs sa qualité principale.

L'étage ligne a une impédance de sortie de 600 Ω. Une sortie « canal central » sommateur vous permettra d'extraire le canal central des enregistrements Dolby surround.

L'étage phono

Bien peu de préamplificateurs correcteurs égalent le circuit Mc Intosh en termes de finesse, précision, dynamique et, surtout, en rapport signal/bruit (environ 75 dB).

Seules quelques réalisations audiophiles ou professionnelles peuvent égaler ce circuit en apparence si simple... en apparence seulement (**figures 1a** et **1b**) !

De nombreux audiophiles n'utilisent plus leur C22 qu'en étage phono.

Ils prélèvent directement la modulation sur la sortie « tape » pour attaquer, soit des amplificateurs de puissance, soit un préamplificateur plus moderne.

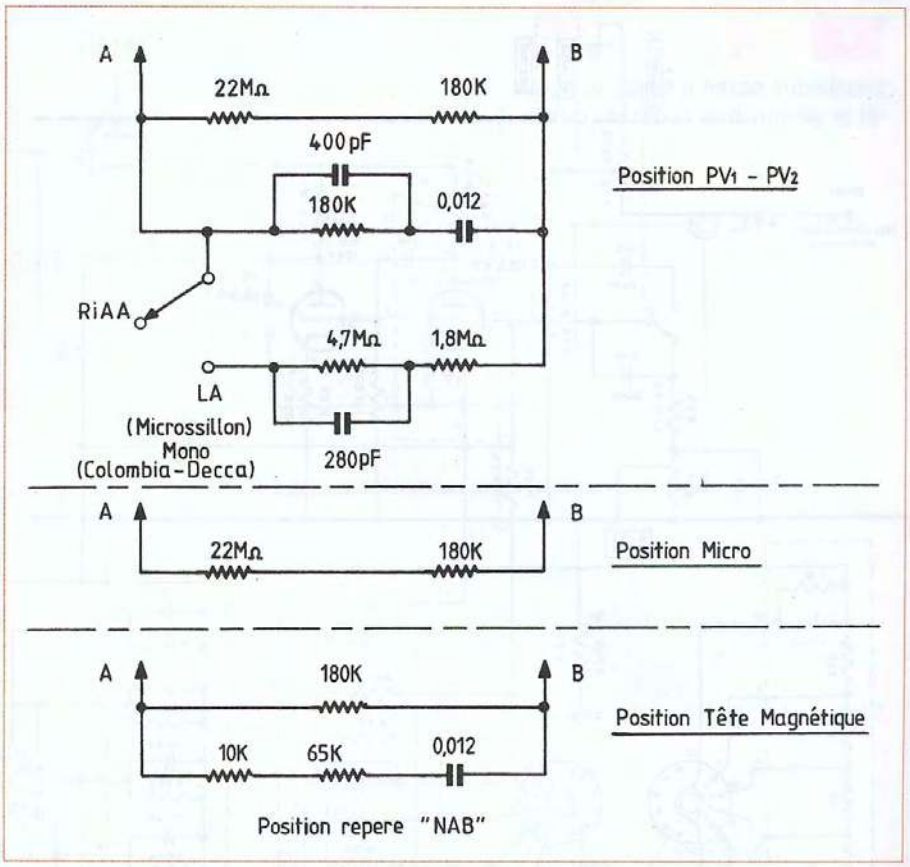
Le correcteur est tellement exceptionnel que de nombreux studios spécialisés dans le report des disques noirs sur numérique l'utilisent en permanence.

Quel est donc le secret de ce circuit ? Il s'agit d'un vieux « truc » utilisé, comme par hasard, par Audio Resarch dans presque tous ses préamplificateurs et amplificateurs (anciens modèles, les plus recherchés).

Le truc ? Il consiste à faire travailler le premier tube 12AX7/ECC83 avec une résistance de charge de forte valeur en lui faisant débiter un très faible courant, tout en maintenant sa polarisation à une valeur normale.

Ici, le premier tube est chargé par une résistance (bobinée) de 330 kΩ.

Il débite 0,3 mA et il est polarisé par 2,2 kΩ + 1,8 kΩ, soit – 1,2 volt. On se trouve sur un point de la caractéristique où les constantes du tube vont devenir parfaitement variables (si j'ose m'exprimer ainsi, lire cours précédents) ! En particulier, la pente S, le gain de l'étage va donc varier en permanence. Il augmentera avec l'accroissement du signal et diminuera lorsque le niveau du signal baissera. On aura donc réalisé un expanseur de dynamique qui, grâce à la valeur élevée de la charge, sera parfaitement linéaire.



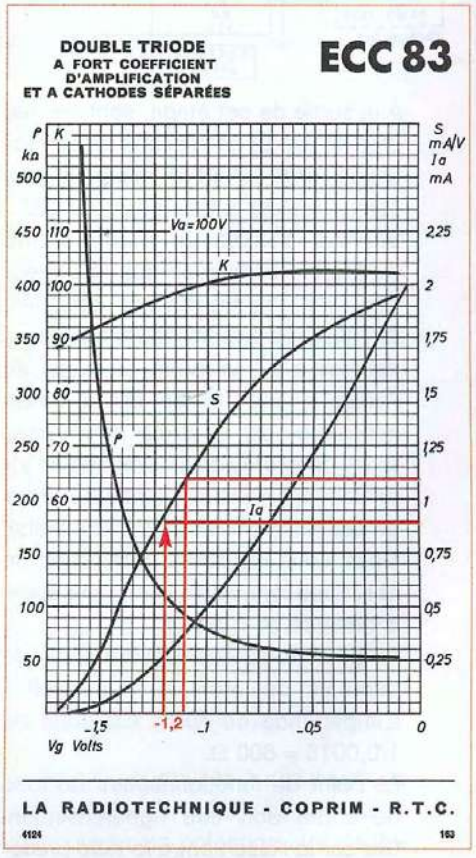
1b *Réseaux de corrections. Respecter les valeurs à 0,1 % près (lire texte)*

Pour fonctionner correctement, un tel circuit doit utiliser des composants passifs particulièrement stables et devrait (en théorie) être alimenté par une haute tension stabilisée.

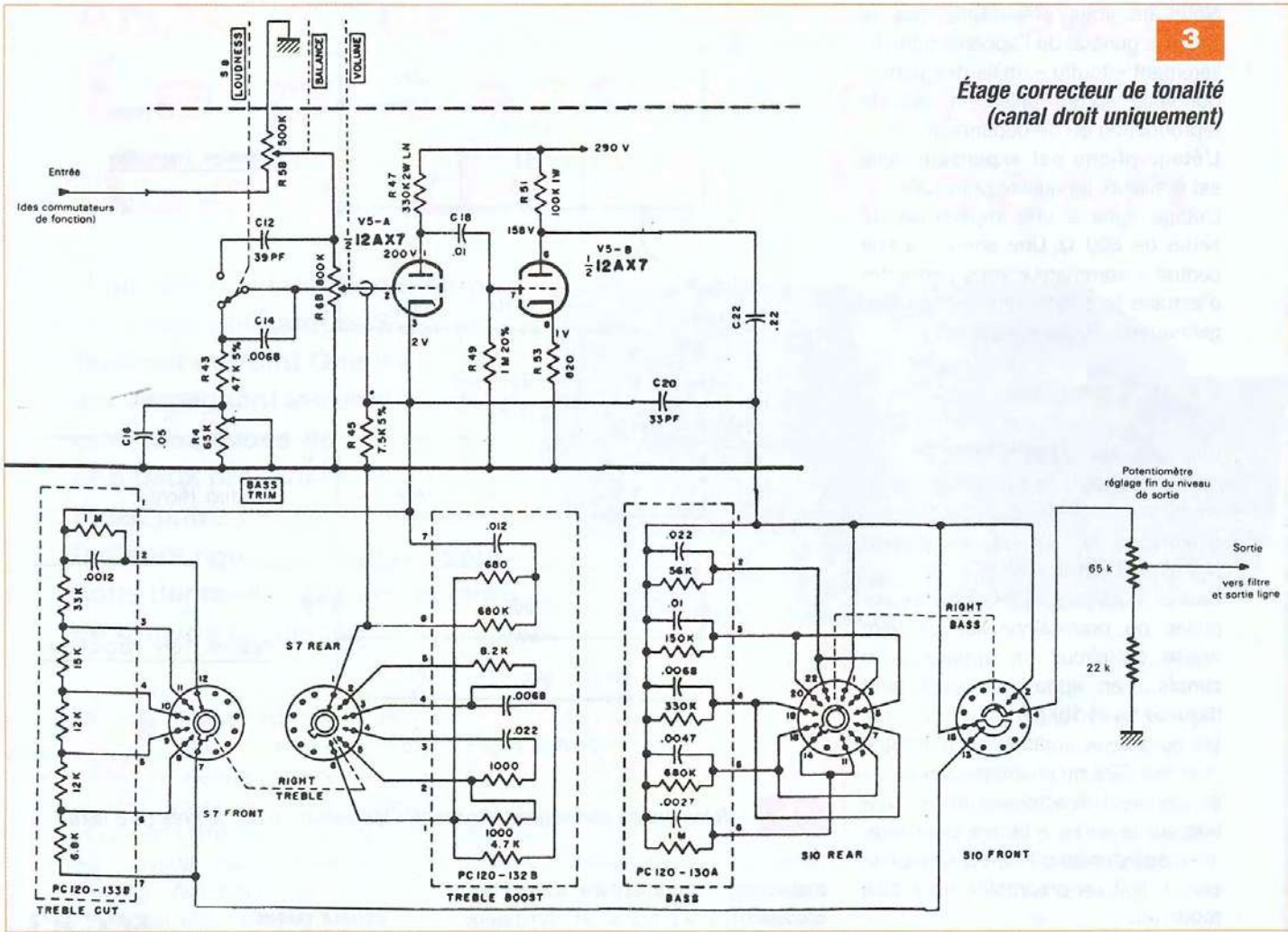
En 1963, c'était inenvisageable pour une électronique grand public. Nous verrons plus loin l'astuce trouvée par Frank Mc Intosh pour atteindre cet objectif.

Pour ceux qui douteraient de la réalité de l'expansion de dynamique de l'étage, nous avons reproduit en **figure 2** les courbes des « constantes variables » de la 12AX7 (ECC83).

En rouge, sur les courbes, le point de fonctionnement choisi. Le second étage 1/2 12AX7 fonctionne normalement : courant de 1 mA, polarisation de 1,2 volt. La cathode n'est pas découplée, nous verrons pourquoi plus loin.



2 *En rouge, la variation de la pente en fonction du signal*



À la sortie de cet étage, sont insérés entre (A) et (B) les réseaux de corrections : RIAA, LP (FFrr), micro. Ils sont commutés sur la face avant du C22.

Si vous désirez un étage phono simple, ne conservez que la correction RIAA (contre-réaction sélective, attention les valeurs doivent être respectées à 0,1 % près). La sortie de l'étage phono (C) se fait à basse impédance car la valeur de la résistance de 330 kΩ dans la cathode n'intervient pas dans un montage à charge cathodique (lire cours précédents). Nous vous rappelons que, dans ce cas, l'impédance de sortie est égale à l'inverse de la pente.

Au point de fonctionnement choisi, la pente est de l'ordre de 1,5 mA/volt.

L'impédance de sortie est donc de 1/0,0015 = 600 Ω.

Le point de fonctionnement du tube de sortie doit être rigoureusement fixe car la liaison entre le tube précédent et le tube de sortie est directe. L'auto-stabilisation du circuit est dévolue à la résistance de 330 kΩ qui réunit les deux cathodes.

Le diviseur de tension constitué par cette résistance et la résistance de 820 Ω assure une polarisation correcte du tube (B) qui régule son débit et maintient la polarisation du tube (C) à une valeur constante, malgré les variations possibles dues à la tension de chauffage et au vieillissement des tubes.

Auditivement, le résultat est spectaculaire. Grâce à la faible impédance de sortie, vous pouvez vous permettre d'attaquer, avec des câbles de qualité « standard » et sans perte dans les aigus, n'importe quel amplificateur, préamplificateur ou enregistreur à condition que son impédance d'entrée soit au moins égale à dix fois l'impédance de sortie du circuit (ici 6000 Ω).

Cette règle est d'ailleurs valable pour toutes les sorties d'appareils électroniques grand public. Seuls les appareils professionnels dont **l'étage de sortie peut délivrer de la puissance** doivent être chargés sur leur impédance caractéristique pour que leurs performances soient respectées (voir cours précédents). L'impédance d'entrée de l'étage phono du C22 est de 47 kΩ (R entrée), normalisée pour toutes les cellules à aimant mobile ou à reluctance variable.

Pour l'utilisation d'une cellule à bobine mobile, faire précéder le C22 d'un transformateur d'adaptation ou d'un pré-préamplificateur.

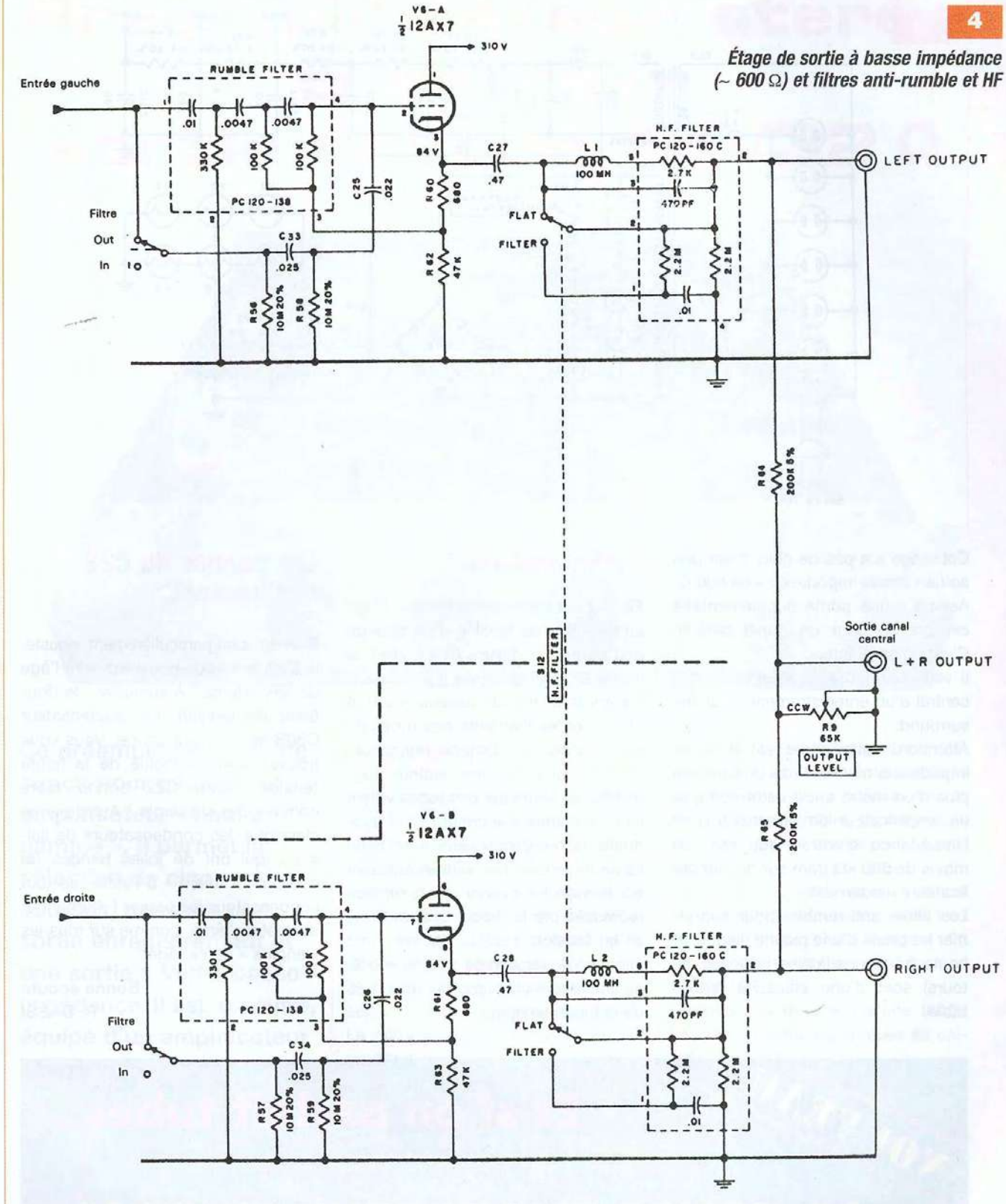
Commutations, entrée ligne et réglages de tonalité

Nous n'analyserons pas cette partie parce qu'elle est difficilement reproductible. Très complexe, le système de commutation et de réglages de tonalité du C22 constitue cependant son second « must » (**figure 3**).

Le système de réglages de tonalité,

4

Étage de sortie à basse impédance (~ 600 Ω) et filtres anti-rumble et HF



en particulier, est incroyablement performant. C'est un système pré-réglé qui agit par bandes de 3,75 dB tant sur les graves que sur les aigus **et qui n'apporte qu'une très faible rotation de phase** au signal traité (la rotation de phase est le défaut majeur des réglages de tonalité classiques).

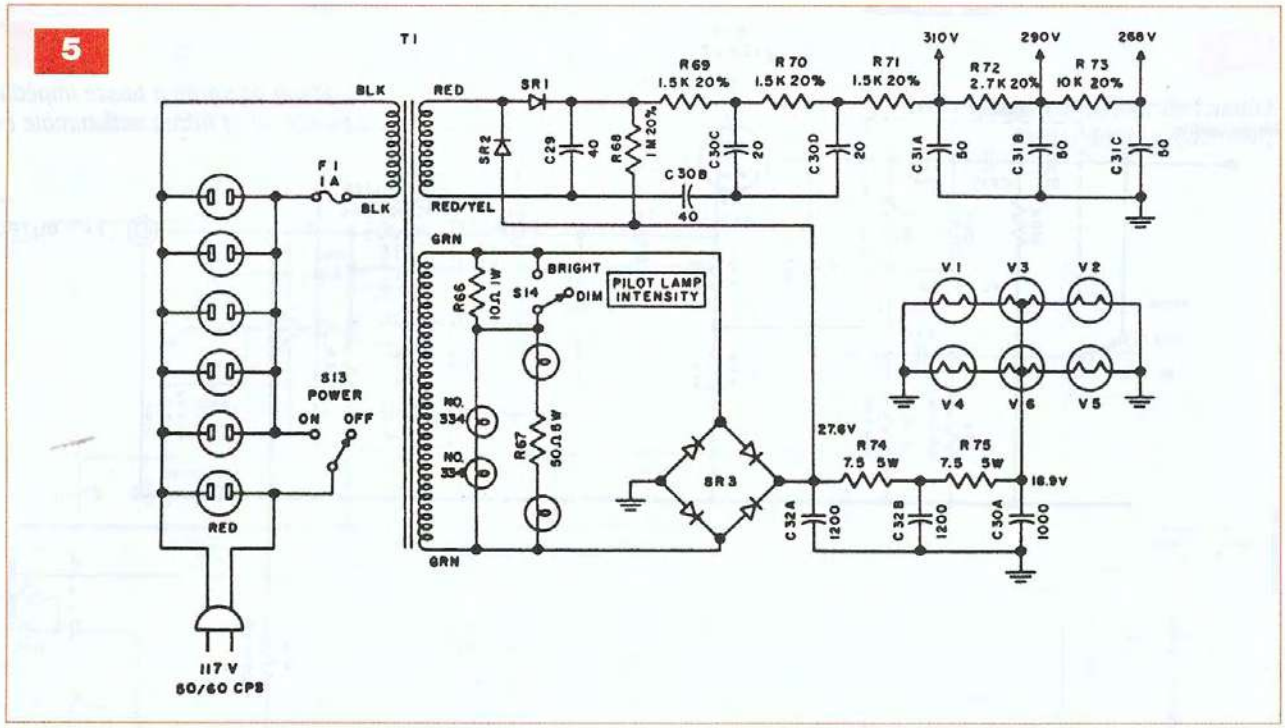
Les éléments passifs du C22 sont pré-cablés dans des modules spéciaux parfaitement étalonnés.

Cet étage est, lui aussi, légèrement expanseur (1ère 12AX7 chargée par 330 kΩ).

L'étage de sortie ligne

Si vous vous amusez à construire un préamplificateur inspiré du Mc Intosh C22, placez un potentiomètre de 2 x 100 kΩ à l'entrée de l'ampli ligne (**figure 4**).

5



Cet étage n'a pas de gain, c'est une sortie « basse impédance » de 600 Ω. Astuce : une sortie supplémentaire est prévue pour un canal central. C'est un sommateur.

Il vous permettra d'extraire le canal central d'un enregistrement en Dolby surround.

Attention, cette sortie est à haute impédance, n'utilisez pas un câble de plus d'un mètre entre cette sortie et un amplificateur de puissance dont l'impédance d'entrée doit être au moins de 500 kΩ (rare sur des amplificateurs modernes).

Les filtres anti-rumble (pour supprimer les bruits d'une platine disque) et haute fréquence (utiles pour les 78 tours) sont d'une efficacité redoutable.

L'alimentation

Elle est pour le moins originale ! C'est un doubleur de tension d'un type un peu particulier (**figure 5**). En effet, la diode SR2 est ramenée à la masse à travers la chaîne de résistances R74 et R75 et les filaments des tubes (!). Ceci assure une pseudo régulation. En effet, si la tension secteur augmente, les filaments des tubes voient leur résistance s'accroître. Ceci augmente la résistance série avec SR2. La haute tension baissera en agissant sur la valeur moyenne de la tension redressée par la diode. Effet inverse, si la tension secteur baisse, une variation de tension de ± 10 % entraîne seulement une variation de ± 1 % de la haute tension.

Les pannes du C22 vieillissant

Bien qu'étant particulièrement robuste, le C22 que vous trouverez aura l'âge de ses artères ! À surveiller : le doubleur de tension. Le condensateur C30B est souvent coupé. Vous vous trouvez avec la moitié de la haute tension, votre C22 sonne alors comme une casserole ! Autre panne classique, les condensateurs de liaisons, qui ont de jolies bandes de couleurs, « fuient » à l'instar de tout condensateur au papier ! A changer sans état d'âme, comme sur tous les « engins » de cet âge.

Bonne écoute
R. BASSI

NOUVEAU
Et si on parlait tubes...
33 COURS EN UN SEUL CD-ROM
Bon de commande en page 50

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Les préamplificateurs
Radford SC22 & Leak Point One

Après avoir étudié les amplificateurs STA25 de Radford et Stéréo 60 de Leak, voici les préamplificateurs accompagnant ces deux électroniques de puissance qui ont pour principale caractéristique d'être alimentés par leurs amplificateurs respectifs.

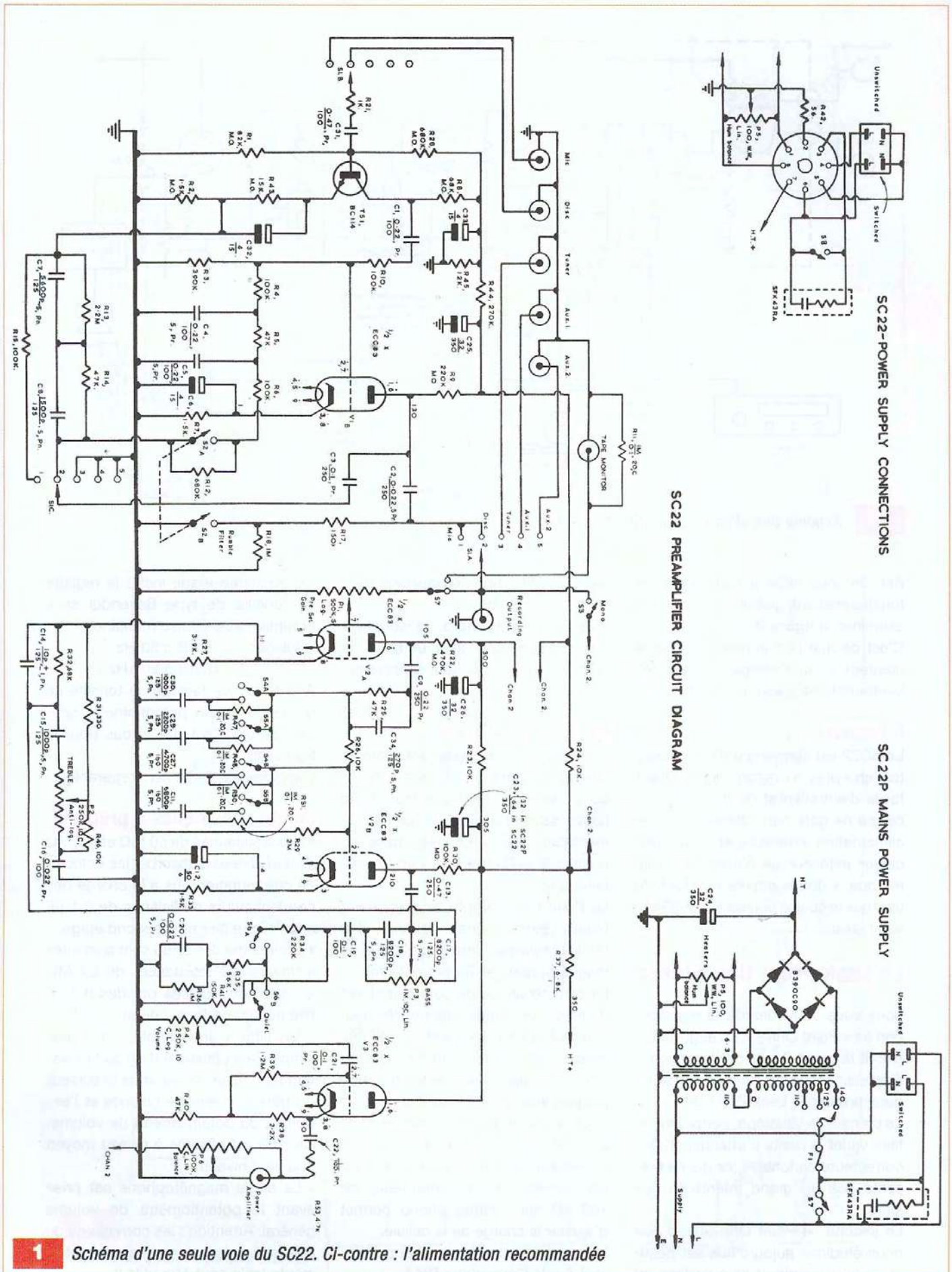
Il ne faut pas oublier que, dans les années soixante, on achetait une chaîne Radford, Leak ou Mc Intosh. Les constructeurs optimisaient leurs produits en fonction des performances globales à atteindre.

Le Radford SC22

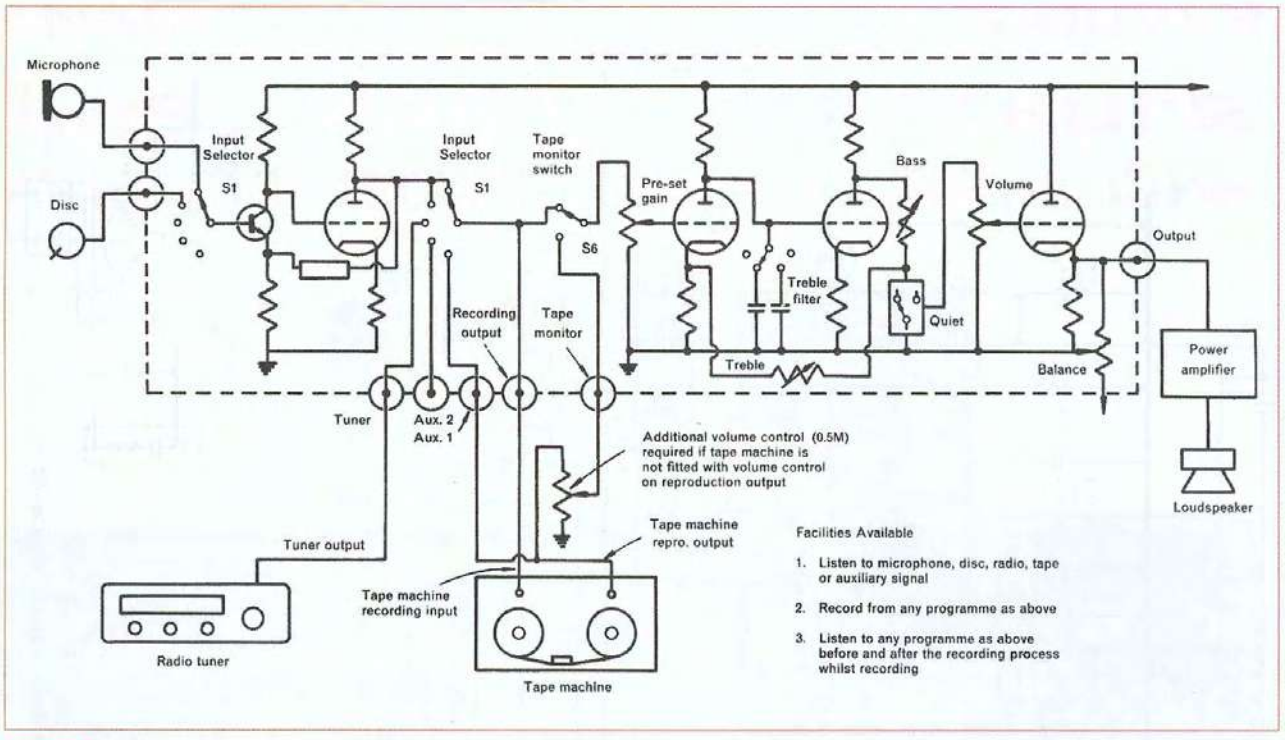
Ce préamplificateur utilise des 12AX7/ECC83 (**figure 1**).
L'impédance de sortie est de 600 Ω (sortie sur la cathode d'un demi-V3).
Bien qu'alimenté par l'amplificateur par le biais d'une prise OCTAL (huit broches) accessible à l'arrière de l'appareil, le constructeur a prévu la possibilité de l'alimenter par une petite alimentation simple, équipée d'un transformateur, d'un pont redresseur pour la haute tension (350 V) et d'un enroulement 6,3 V pour les filaments des tubes.
Si vous voulez construire cette alimentation, voici les caractéristiques du transformateur :

- Primaire : 110/220 V
- Secondaires : 250 V/20 mA
  6,3 V/3 A

C'est donc un petit transformateur que vous pourrez récupérer dans un ancien poste de radio (250 V étant la tension classique des postes de radio de 1935 à 1970).
Ne poussez pas des cris d'horreur en examinant l'étage phono ! Vous allez y trouver un transistor NPN silicium BC114. Je vous rassure tout de suite : n'importe quel transistor BF petits signaux peut faire l'affaire (c'est l'avantage majeur des transistors).
Seuls certains audiophiles un peu susceptibles vont vous parler du son du BC « machin » ou du 2N « quelque chose ». Si le BC114 a rendu l'âme, vous pouvez le remplacer par un BC549 ou un BC550, qui ont le même brochage, ou par n'importe quel transistor NPN « petits signaux » en modifiant le câblage afin de respecter les positions de la base, de l'émetteur et du collecteur, comme indiqué sur le schéma.
En sortie du collecteur du transistor, on attaque la grille de la première moitié d'une 12AX7/ECC83.
Le réseau de contre-réaction constitué par R12, R14/C8, R13/C7 assure la correction RIAA de « gravure » des disques.
Si le commutateur de fonction insère la résistance R15, il assure une réponse linéaire pour la position « micro ».
L'impédance d'entrée est de l'ordre de 50 kΩ, le gain du BC114 étant de l'ordre de 150 et la résistance d'émetteur « active » R2 de 1,5 kΩ.
La cellule « voit » R1 en parallèle sur R28, soit 73 kΩ, le tout en parallèle sur β x 1,5 kΩ, soit 150 x 1,5 kΩ, ce qui donne 55,11 kΩ.
Les entrées auxiliaires (Tuner, Aux1, Aux2) attaquent à travers le potentiomètre de préréglage du gain P1 (500 kΩ log), le premier tube de l'étage « ligne » (une demi-12AX7) V2A qui est couplé avec V2B. Entre ces deux tubes, prend place un réglage de tonalité dérivé du Baxendal qui est particulièrement efficace. Les commutateurs S4 (A, B) et S5 (A, B) insèrent une série de filtres qui agissent sur les fréquences aigues (agréable lorsque l'on écoute d'anciens 78 tours).
Dans le cas des 78 tours, relier la cellule de lecture à l'entrée « micro » et utiliser les filtres S4 et S5.



1 *Schéma d'une seule voie du SC22. Ci-contre : l'alimentation recommandée*



2 *Schéma bloc d'un canal du SC22*

Afin de vous aider à comprendre le fonctionnement global de l'appareil, examinez la **figure 2.**
C'est ce que l'on appelle le « Block diagram » de l'énergie. Toutes les commutations y sont représentées.

À l'écoute

Le SC22 est surprenant de précision, tant en « phono » qu'en « ligne ». Il est facile d'entretien et de maintenance, ce qui ne gâte rien. Utilisé avec une alimentation extérieure et un amplificateur extérieur de n'importe quelle marque, il donne entière satisfaction, bien que le couple original SC22/STA25 soit l'idéal.

Le Leak Point One Stereo

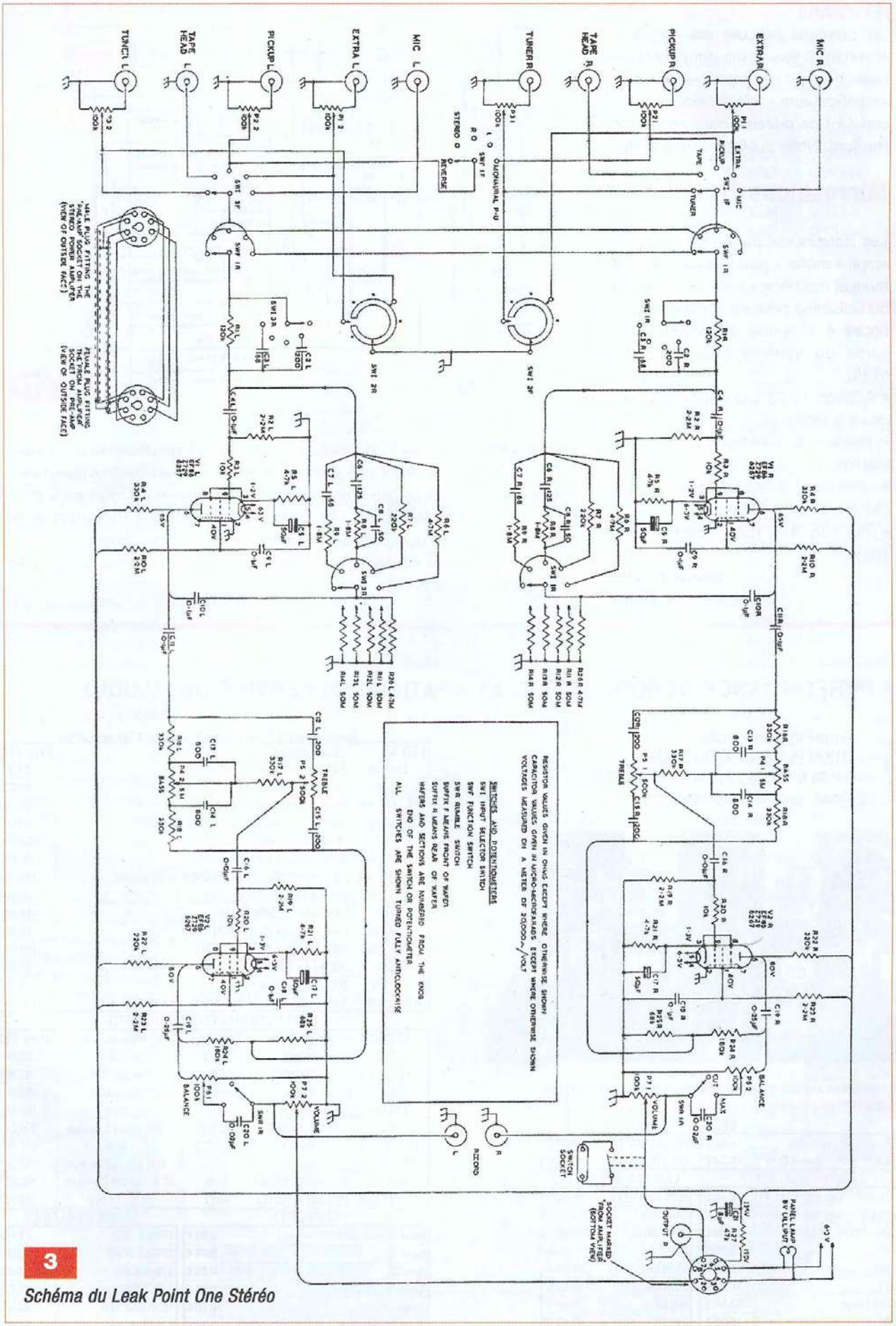
Vous vous souvenez de la signification de « Point One » ? En anglais, 0,1 s'écrit 0.1, soit 0,1 % de distorsion.
Il existait, dans les années soixante, deux préamplis Leak Point One.
Le premier, le Varislope, permettait de faire varier la pente d'atténuation des correcteurs de tonalité (ce qui ne présente pas un grand intérêt de nos jours...).
Le second, le Point One Stereo que nous étudions aujourd'hui, est beaucoup plus simple et plus performant grâce à l'utilisation des célèbres pentodes audio EF86.
Comme pour Radford, le couplage d'un préampli Leak avec un ampli de la même marque est tout simplement bluffant !

Analyse du schéma

Les deux canaux présentent la même structure (**figure 3**). Si vous l'utilisez sans l'amplificateur qui fournit les tensions nécessaires, la petite alimentation que vous avez mise au point pour le Radford conviendra parfaitement.
Le Point One compte cinq entrées : Micro, Extra (ligne réglable), PU (47 kΩ réglable), Tête magnétique de magnétophone et Tuner (réglable).
La caractéristique de ce préampli est d'utiliser un étage préamplificateur commun à toutes les entrées (EF86), dont le gain et les corrections sont effectués par une contre-réaction plaque/grille de la EF86.
Pour parfaire le gain des entrées Extra et Tuner, des potentiomètres de préréglage de 100 kΩ sont utilisés sur ces entrées. Le potentiomètre de 100 kΩ sur l'entrée phono permet d'ajuster la charge de la cellule.
La sensibilité de l'étage phono s'élève à 5 mV. Correction : RIAA.
Le deuxième étage inclut le réglage de tonalité de type Baxendal sans potentiomètre à prise médiane.
Réglages : ± 16 dB à 30 Hz
± 18 dB à 20 kHz
Avantage : ce réglage de tonalité ne demande aucun potentiomètre spécial (ce qui n'est pas le cas pour le Radford).
L'appareil est facilement réparable.

Points spécifiques à préciser

• Les résistances de 50 MΩ et 4,7 MΩ sont destinées à absorber les « clocs » de commutation dûs à la charge des condensateurs de liaisons de 0,1 µF entre le premier et le second étage.
• Les écrans des EF86 sont alimentés à travers des résistances de 2,2 MΩ qui sont découplées par des 0,1 µF (lire nos précédents cours).
- Un filtre « anti-rumble » des plus simples est constitué d'un condensateur de 0,02 µF inséré entre le curseur du potentiomètre de balance et l'extrémité du potentiomètre de volume. Ce filtre est efficace à niveau moyen et à haut niveau.
- La sortie magnétophone est prise avant le potentiomètre de volume général. Attention : les corrections du préampli agissent sur les enregistrements (cela peut être utile !)



3

Schéma du Leak Point One Stéréo

À l'écoute

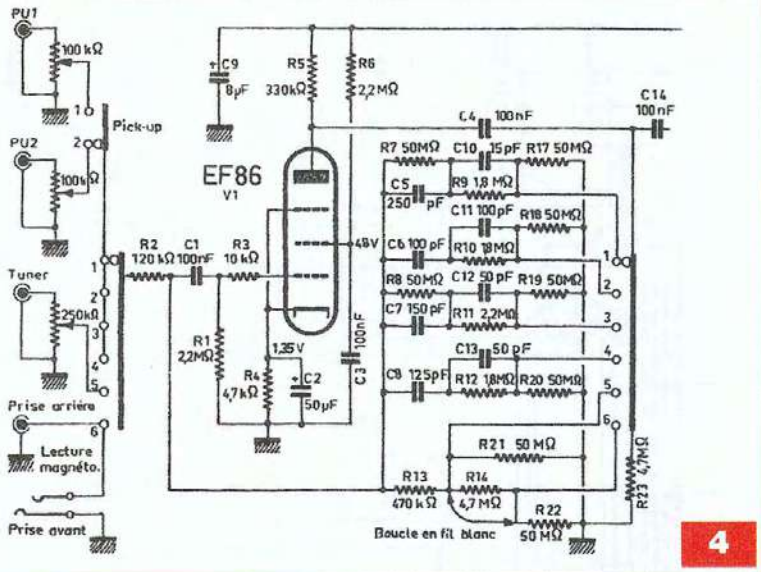
Ce préampli procure des résultats étonnants avec un amplificateur Leak. Il est un peu mou avec d'autres amplificateurs, c'est pourquoi il convient de préférer, dans ce cas, le Radford. Noter l'utilisation des EF86.

Microsillons 78 tours

Les lecteurs qui désireraient un préampli « mono » pour l'écoute des 78 tours et des microsillons Mono Decca ou Columbia peuvent s'inspirer de la **figure 4** ci-contre qui reprend une partie du schéma Leak Varislope mono.

- Position 1 : 78 tours anciens (antérieurs à 1955)
- Position 2 : 78 tours américains NARTB
- Position 3 : Microsillons LP Columbia et FFRR Decca
- Position 4 : RIAA (postérieur à 1955).

Bonne écoute
R. Bassi



4

RECTIFICATIF. - La figure 1a illustrant notre précédent cours comportait une erreur : la contre-réaction insérée entre les points (A) et (B) est mal reproduite. La liaison partant du point (B) ne va pas sur la grille de la deuxième demi-triode, mais sur la grille de la troisième demi-triode 12AX7. De ce fait, elle va également sur l'anode de la deuxième demi-triode puisque la liaison est directe entre les deux étages.
Que nos lecteurs nous excusent et remerciements à ceux d'entre vous qui ont attiré notre attention sur ce point.

LA PERFORMANCE AERONAUTIQUE ET SPATIALE AU SERVICE DE L'AUDIO

ACEA

6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
Tél 05 61 07 55 77 / Fax 05 61 86 61 89
E-mail : contactacea@acea-fr.com

DE NOMBREUX AUTRES PRODUITS SONT DISPONIBLES SUR DEMANDE
FOURNITURE DE CES PRODUITS EN KITS: Frais de port offert !

SELF

LED 146-152	EI/10H	56.00 €	LED 161-162 7H	46.00 €
LED 151-170	Circuit C/3H	46.00 €	LED 175 Torique	29.50 €

LAMPES UNITAIRES

5725 CSF + sup. (par 10 et +)	8.40 €
6005 CSF + sup. (par 10 et +)	15.00 €
ECC81, ECC82, ECC83	10.00 €
EF86	20.00 €
ECF82	15.00 €
EZ81	16.60 €
ECL86 Philips	17.50 €
GZ32	19.00 €

Port lampes de 1 à 4 : 8.00€
de 5 à 10 : 10.00€

LAMPES APPAIREES

EL34 Tesla ou EH	35.00 €
845 Chine	110.00 €
300B Sovtek	200.00 €
KT90	120.00 €
KT88 EH	69.00 €
6550 EH	58.00 €
6L6 EH	35.00 €
6V6 EH	27.00 €
6SN7 EH	29.00 €
EL84 EH	26.00 €

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Faible induction 1 Tesla - capoté - primaire 230V avec écran

LED N°	Secondaires	Prix TTC
136-140	2 x 225V - 2 x 6.3V	82.00 €
146-150	2 x 380V - 2 x 6.3V - 5V	94.00 €
147-148-188	Préampli tubes circuits "C" 2 x 220V - 2 x 6.3V	77.00 €
149-158	ALIM H.T./Préampli tubes 2 x 300V - 2 x 6.3V	80.00 €
152	2 x 300V - 2 x 6.3V	100.00 €
157-160	380V + 6.3v + 4 x 3.15V	93.00 €
161-162-163	Prim. 220V/230V - Ecran - 2 x 330V - 6.3V en cuve	180.00 €
172-173	Sec. 2 x 12V	55.00 €
163	Filtre actif 2 x 240V + 12V	55.00 €
166-170	Ecran - Sec. 2 x 230V + 6.3V - 4.5A	89.00 €
167-169	400V + 6.3V + 4 x 3.15V + 75V	107.00 €
EP 299	340 V - 4 x 3.15 V - 75 V - 6.3 V	84.00 €
EP 305	300 V - 9 V - circuit C	75.00 €
EP HS 11/06	Ampli 300B - 350 V - 75 V - 6.3 V - 4 x 5 V - En cuve	138.00 €

TRANSFORMATEURS DE SORTIE

LED n°	Imp. Prim	Imp. Sec	Puissance	Prix TTC
138	5000Ω	4/8Ω	5W	53.00 €
140-170-175	1250Ω	8Ω	Single 20W	83.00 €
145	625Ω	4/8Ω	Single 40W	107.00 €
146-150	6600Ω	4/8Ω	50W	107.00 €
152	2,3/2,8/3,5KΩ	4/8/16Ω	30W circuit C en cuve	220.00 €
157-160-169	3800Ω	4/8/16Ω	80W	107.00 €
159-171-173	3500Ω	4/8Ω	15W Circuit C en cuve	146.00 €
161-162	Single 845 . 8000Ω	4/8Ω	60 W - Circuit C en cuve	256.00 €
EP HS 11/06	PP 300B - 3000Ω	4/8Ω	30 W - En cuve	145.00 €

SUPPORTS

Noval ou octal chassis	4.60 €
Noval CI	3.30 €
Octal CI	4.60 €
4 cosses "300B"	9.90 €
Jumbo 845 arg.	18.00 €
Noval CI 7 broches	3.30 €

CONDENSATEURS

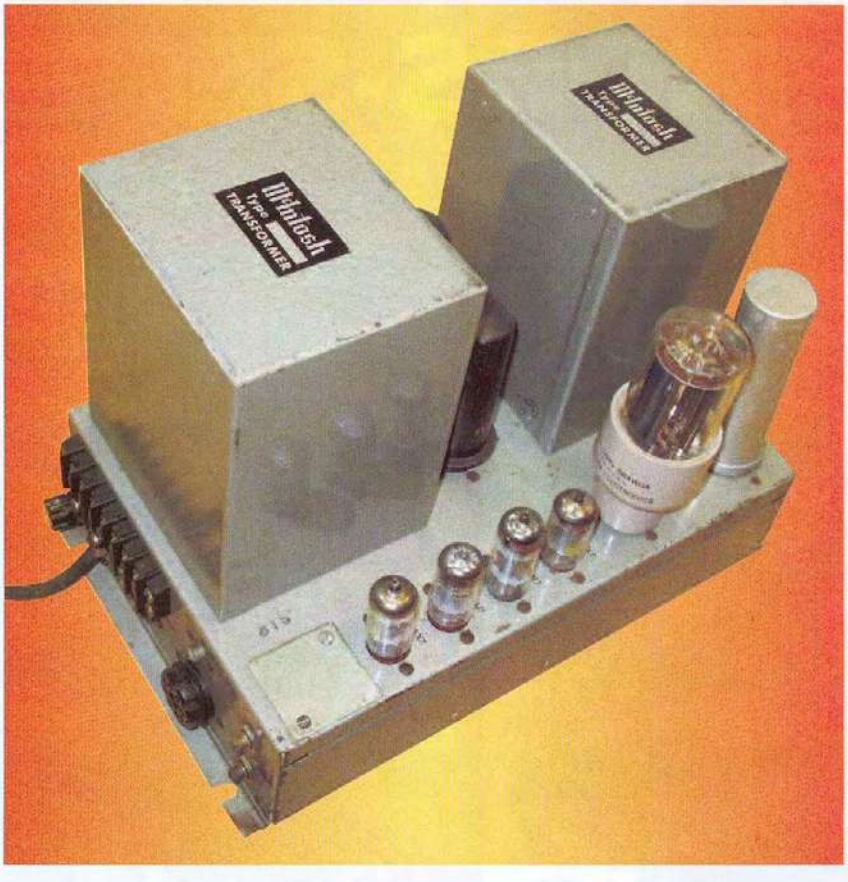
1500µF 350V	27.40 €
2200µF 450V	53.40 €
470µF 450V	16.00 €
470µF 500V	30.00 €
150000µF 16V	33.50 €
47000µF 16V	15.00 €

Port : 13€ le 1er transfo + 5.00€ par transfo supplémentaire
Minimum de facturation 50€ TTC sinon frais de traitement 6.50€

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

L'amplificateur MC30 de Frank Mc Intosh

Après le C22, voici l'autre vedette de la firme Mc Intosh : le MC30. Nous avons choisi de vous montrer l'« original », le « vrai », pas chromé, peint en « grisouille ». Cette version professionnelle destinée aux cinémas et aux studios est née en 1954 avec le cinémascope. Succédant à la version « A116 », le MC30 professionnel est rigoureusement identique au MC30 chromé grand public. Il se nomme A116B (ou A 123 pour Westrex/Western Electric).



Des différences ? Uniquement au plan de la construction et, en particulier, les transformateurs d'alimentation et de sortie dont les connexions sont réalisées sur perles en verre (voir **photo A**, connexions directes par fils pour les versions grand public).

Ces quelques différences sont justifiées par l'utilisation intensive des engins professionnels, en particulier dans les cinémas permanents de l'époque (24 heures sur 24 aux Etats-Unis !).

Sachez que quatre MC30 attaquant des voix du théâtre A7 suffisaient à sonoriser en stéréo et surround (cinémascope) une salle de cinq cents à mille places.

Quant au MC60, plus puissant mais de conception rigoureusement identique, six suffisaient pour faire trembler les fauteuils du Gaumont Palace (six mille cinq cents places !), à l'époque la plus grande salle d'Europe (enceintes A1 Altec).

En 1949, la Western Electric fut victime de la loi anti-trust américaine. La société se débarrassa des marques Mc Intosh, Altec, Pultech, entre autres. Ces entités devinrent des sociétés autonomes.

Dès 1949, Frank Mc Intosh et Gordon Gow eurent l'idée géniale de lancer sur le marché l'ancêtre des MC30, 60 et 75, à savoir le 50 W1, et dès 1950, le 50 W2, accompagné pour les professionnels par le A116.

Le 50 W2 était équipé de 807, simples tétrodes aux caractéristiques équivalentes à la 6L6.

Le A116 était, lui, équipé de la « sœur » renforcée de la 807, la 6BG6C.

Le succès fut immédiat, les performances de ces amplificateurs écrasaient celles des concurrents de l'époque (et même aujourd'hui celles de beaucoup de nos amplificateurs modernes !).

La première raison de cette qualité est visible comme le nez au milieu de la figure : l'imposant transformateur de sortie.

La seconde raison, bien plus discrète mais certainement à la base des extraordinaires performances de ces appareils, c'est le circuit.

Alors, avant que nous ne débutions l'étude, reportez-vous à nos précédents cours, en particulier à ceux concernant les push-pull et les inverseurs de phase.

L'étage de sortie et son driver

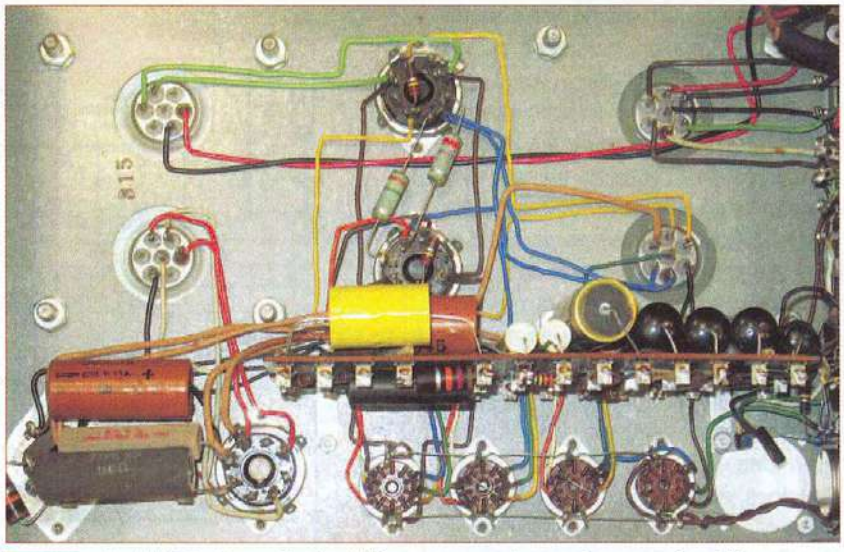
Sachez que tous les Mc Intosh fonctionnent en push-pull classe B. En effet, n'oubliez pas que l'utilisation de ces appareils était, à l'origine, professionnelle. Or, seule la clase B peut garantir un fonctionnement des tubes de puissance de l'ordre de 5 000 à 6 000 heures (pas de débit au repos) et seule la classe B permet de « tirer » de la puissance de simples 6L6 (de 30 à 50 watts), sans les épuiser.

Malheureusement, les problèmes de la classe B à tubes sont différents de ceux posés par les transistors. La distorsion dite « de croisement » est faible. En contrepartie, il y a un transformateur de sortie et c'est là que les choses se gâtent...

Jetez un coup d'œil aux **figures 1** et **2**. Vous savez, qu'en classe B, les deux tubes (ou transistors) fonctionnent alternativement. En clair, **ils sont bloqués au repos** et, en présence d'un signal, ils vont se débloquer alternativement, chaque tube ne laissant passer que la moitié du signal. Le signal étant appliqué en opposition de phase sur chaque tube, les deux moitiés se reconstituent dans le transformateur de sortie.

On recueille au secondaire la somme des deux demi-signaux, c'est-à-dire le signal complet.

Mais il y a un « hic » : qu'est-ce qu'un transformateur ? C'est avant tout une série de bobinages, autrement dit une « inductance ». Que fait une honnête inductance lorsqu'on interrompt brutalement le courant qui la traverse ? Elle s'oppose violemment à l'interruption du courant. À ses bornes, va apparaître une force contre-électromotrice (f.c.e.m.) d'autant plus élevée que le courant était intense et le nombre de tours de fils constituant la bobine important.



A *Le MC30 «Pro». Seule différence avec la version grand public : les connexions sur perles en verre des transformateurs*

À l'extrême c'est le dispositif d'allumage classique d'une automobile. Dans ce cas, la f.c.e.m. est tellement élevée que cela se traduit par un claquage et une étincelle à la bougie.

Dans un transformateur push-pull, il y a deux enroulements : deux demi-primaires couplés par l'intermédiaire du circuit magnétique. Chaque interruption brutale dans l'un des demi-primaires (cas de la classe B) va, **par induction**, provoquer un courant induit dans le second.

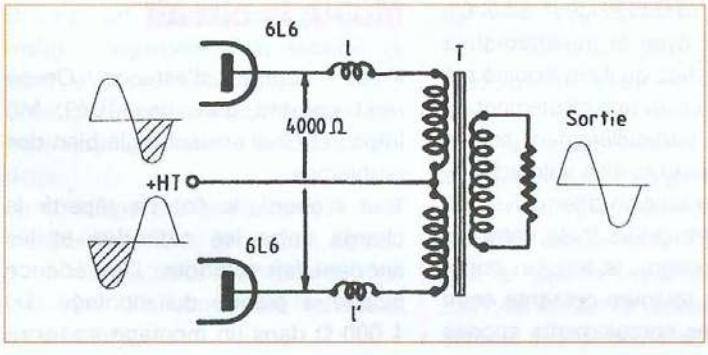
Si l'on observe la tension résultante aux bornes du secondaire (figure 2), on se trouve en présence d'un accident redoutable qui va altérer la forme du signal de sortie. Cette horrible chose qui fait dresser les cheveux sur la tête et écorche les oreilles porte un nom : on l'appelle « **distorsion transitoire de commutation** ». Les Anglo-Saxons la nomment « notch distorsion ». Contrairement à la distorsion de croisement, **elle va croître** avec la puissance du signal. C'est le son « ziguant » de certains amplificateurs à tubes, car il faut bien le dire ici, tous les amplis à tubes ne sont pas bons, loin s'en faut....

Dès 1936, le scientifique sino-américain A. Pen-Tug Sah étudia ce phénomène dans le détail car, à l'époque, presque tous les amplificateurs push-pull présentaient cette anomalie. Sah arriva aux conclusions suivantes :

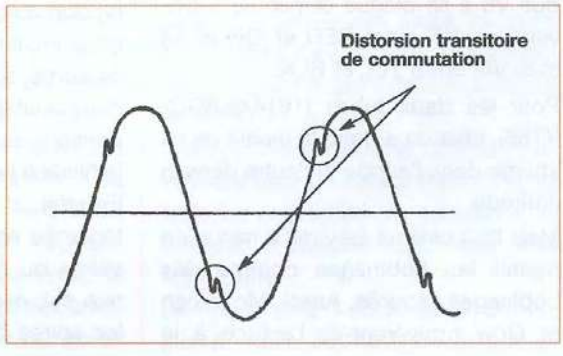
- Plus l'impédance des enroulements est élevée (donc plus il y a de tours de fil), plus le phénomène est important.
- Pour que la f.c.e.m d'un enroulement induise une tension, donc un courant dans l'autre, il faut qu'il y ait des fuites de champs magnétiques entre les deux enroulements.

Ces conclusions en forme de lapalissades semblent évidentes, bien que

1 *Disposition théorique classique d'un push-pull en classe B. A la sortie, signal reconstitué*



2 *Allure réelle du signal de sortie de la figure 1 (voir texte)*



la démonstration mathématique de Sah s'étende sur plusieurs pages parfaitement indigestes !

Donc, deux solutions se présentent.

Dans la première, on oublie la classe B et on fonctionne en classe A (ici le courant ne s'interrompt pas). Cela s'est pratiqué longtemps et se pratique toujours chez certains constructeurs qui maîtrisent mal la fabrication des transformateurs avec, en contrepartie, un rendement lamentable, un taux de distorsion élevé (voir nos précédents cours) et, en prime, une usure des tubes ultra-rapide.

Ou alors, autre solution, on s'appelle Frank Mc Intosh et Gordon Gow et on s'entête (ils ont été copiés depuis par la quasi totalité des fabricants de transformateurs destinés à la classe AB bien que les moins sensibles à la « notch distorsion » ne peuvent l'ignorer).

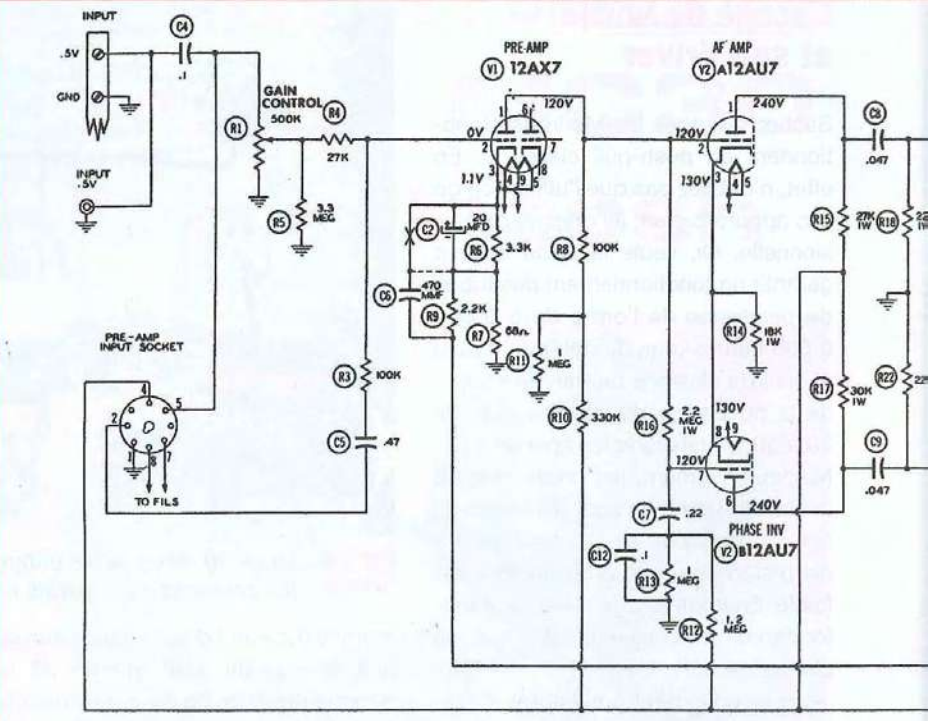
Mc Intosh et Gow étudièrent un transformateur particulier où les fuites entre les deux demi-primaires sont hyper réduites. D'après Sah, le rapport self primaire/self de fuite doit atteindre 1/80 000e au minimum.

La solution adoptée fut radicale : fractionner les deux demi-primaires (soit quatre portions pour deux tubes) et s'arranger pour que deux portions voisines du même primaire, qui doit être considéré comme un bobinage unique, se trouvent toujours au même potentiel, du moins en ce qui concerne le signal audio.

Dans ce dessein, il faut alimenter une moitié du primaire par la plaque de l'une des lampes finales et l'autre par la cathode de la lampe opposée (**figure 3**). La plaque de V5 (par exemple) est alimentée à travers le +HT par le demi-enroulement de T2 entre BLUE et RED. Sa cathode est connectée à travers le demi-enroulement de T2 entre GRN et BLK, alors que V6 a sa plaque alimentée à travers le +HT entre RED et OR et sa cathode entre YEL et BLK.

Pour les deux tubes (1614/6L6GC/KT66), chacun a donc la moitié de sa charge dans l'anode et l'autre dans la cathode.

Mais tout cela ne servirait à rien si on traitait les bobinages comme des bobinages séparés. Aussi, Mc Intosh et Gow trouvèrent-ils l'astuce à la



RESISTANCE READINGS

Item	Tube	Pin 1	Pin 2	Pin 3	Pin 4	Pin 5	Pin 6	Pin 7	Pin 8	Pin 9
V 1	12AX7	†600KΩ	300KΩ	3.5KΩ	45Ω	45Ω	NC	NC	NC	45Ω
V 2	12AU7	†38KΩ	†650KΩ	18KΩ	45Ω	45Ω	†40KΩ	†4.8Meg	18KΩ	45Ω
V 3	12BH7	12.8KΩ	220KΩ	1.2KΩ	45Ω	45Ω	12.8KΩ	220KΩ	1.2KΩ	45Ω
V 4	12AX7	†200Ω	1.1Meg	1Meg	45Ω	45Ω	†200Ω	1.1Meg	1Meg	45Ω
V 5	1614	0Ω	45Ω	†200Ω	†200Ω	850KΩ	NC	45Ω	1Ω	
V 6	1614	0Ω	45Ω	†200Ω	†200Ω	850KΩ	NC	45Ω	2Ω	
V 7	5U4GA	NC	85KΩ	NC	45Ω	NC	45Ω	NC	85KΩ	

NC - NO CONNECTION
TP - TIE POINT
† MEASURED FROM PIN 2 OF V1

1. DC voltage measurements taken with vacuum tube voltmeter; AC voltages measured at 1000 ohms per volt.
2. Socket connections are shown as bottom views.
3. Measured values are from socket pin to common negative.
4. Line voltage maintained at 117 volts for voltage readings.
5. Nominal tolerance on component values makes possible a variation of ± 15% in voltage and resistance readings.
6. All controls at minimum, proper output load connected.

3

base des sept brevets déposés à l'époque, tous passés dans le domaine public depuis et utilisés par pratiquement tous les constructeurs de transformateurs.

Les deux demi-primaires des transformateurs de sortie sont bobinés en deux fils parallèles. De ce fait, le rapport self fuite/self induction atteint 1/200 000e, ce qui est énorme par rapport au minimum exigé (1/80 000e).

Pour en finir avec le transformateur de sortie, sachez qu'il est bobiné sur deux doubles C et que l'isolement du primaire est particulièrement soigné (difficile à l'époque, aisé aujourd'hui).

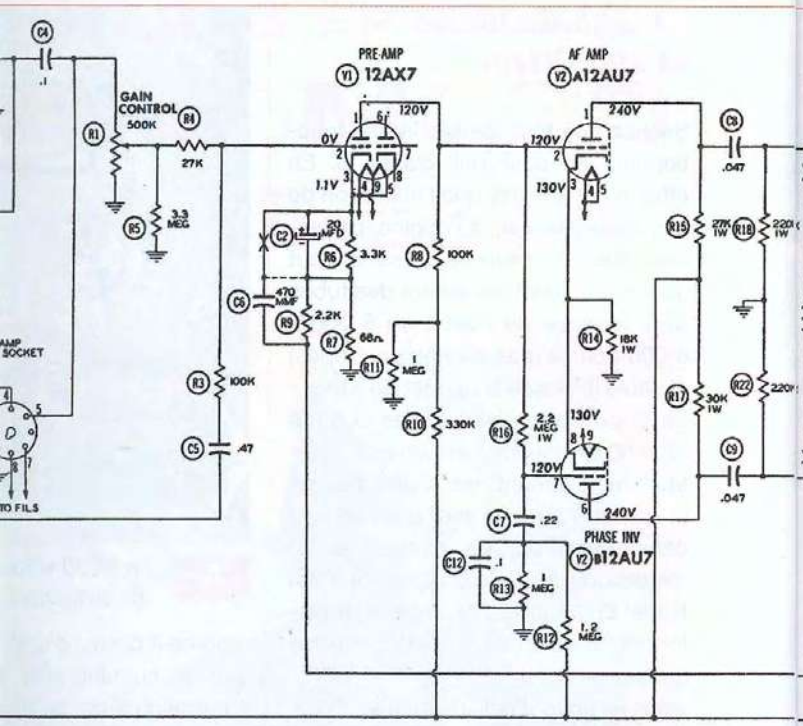
En effet, si la tension alternative instantanée est toujours nulle entre les spires du primaire, la tension continue est, elle, toujours présente entre les spires des enroulements anodes reliées au +HT et cathodes reliées à la masse.

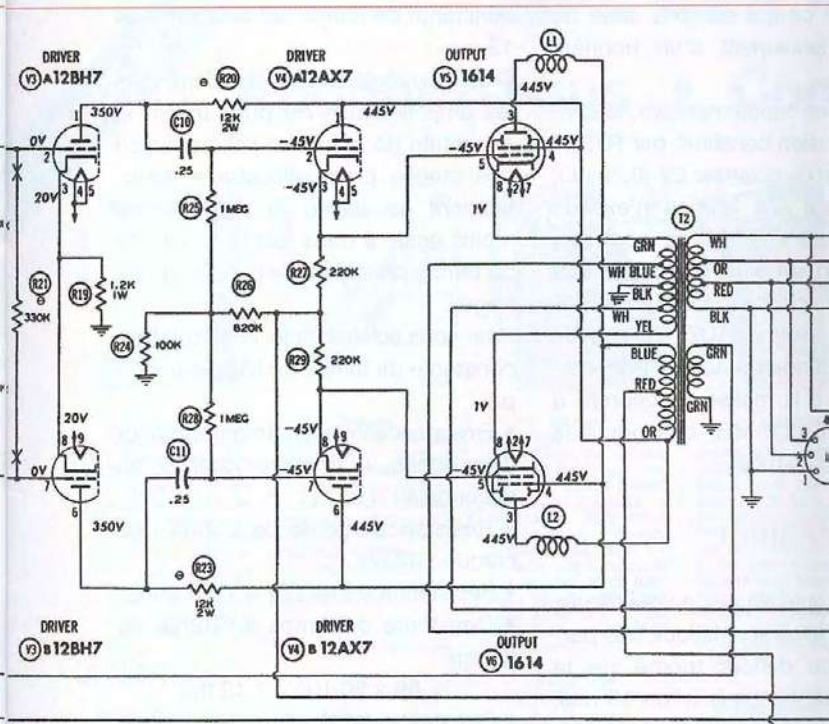
La tension continue est de 400 V pour le MC30, 475 V pour le MC40 et 500 V pour le MC60. Les tubes utilisés sur le MC30 d'origine sont des 1614 (6L6GC renforcées tout métal), pouvant être remplacées par des 6L6GC ou des KT66 GEC.

MC30, le circuit

Il est « bourré » d'astuces ! On se rend compte que, dès 1949, Mc Intosh et Gow avaient réglé bien des problèmes.

Tout d'abord, le fait de répartir la charge entre les cathodes et les anodes fait plonger l'impédance plaque à plaque du montage. De 4 000 Ω dans un montage tradition-



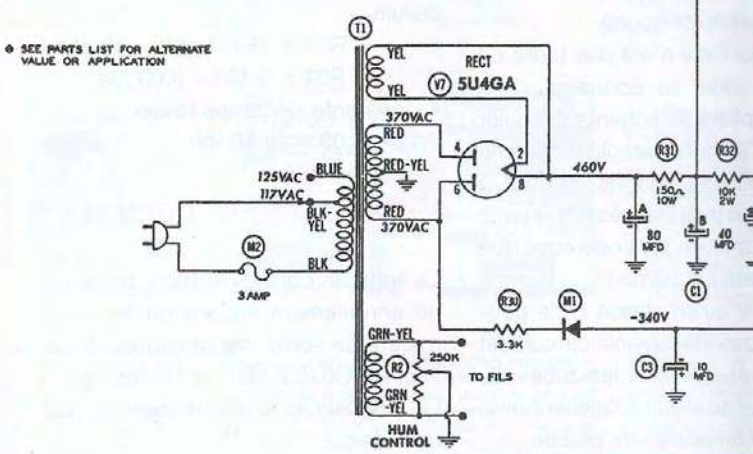


RESISTANCE READINGS

Item	Tube	Pin 1	Pin 2	Pin 3	Pin 4	Pin 5	Pin 6	Pin 7	Pin 8	Pin 9
V 1	12AX7	†680KΩ	30KΩ	3.5KΩ	45Ω	45Ω	NC	NC	NC	45Ω
V 2	12AU7	†28KΩ	†650KΩ	18KΩ	45Ω	45Ω	†40KΩ	†4.5Meg	18KΩ	45Ω
V 3	12BH7	13.8KΩ	220KΩ	1.2KΩ	45Ω	45Ω	13.8KΩ	220KΩ	1.2KΩ	45Ω
V 4	12AX7	†200Ω	1.1Meg	1Meg	45Ω	45Ω	†200Ω	1.1Meg	1Meg	45Ω
V 5	1614	0Ω	45Ω	†200Ω	†200Ω	850KΩ	NC	45Ω	15Ω	
V 6	1614	0Ω	45Ω	†200Ω	†200Ω	850KΩ	NC	45Ω	30Ω	
V 7	5U4GA	NC	85KΩ	NC	45Ω	NC	45Ω	NC	85KΩ	

NC- NO CONNECTION
TP - TIE POINT
† MEASURED FROM PIN 2 OF V1

1. DC voltage measurements taken with vacuum tube voltmeter; AC voltages measured at 1000 ohms per volt.
2. Socket connections are shown as bottom views.
3. Measured values are from socket pin to common negative.
4. Line voltage maintained at 117 volts for voltage readings.
5. Nominal tolerance on component values makes possible a variation of ± 15% in voltage and resistance readings.
6. All controls at minimum, proper output load connected.



ept brevets déposés à
s passés dans le domai-
puis et utilisés par prati-
us les constructeurs de
urs.
emi-primaires des trans-
e sortie sont bobinés en
allèles. De ce fait, le rap-
te/self induction atteint
ce qui est énorme par
nimum exigé (1/80 000e).
avec le transformateur
chez qu'il est bobiné sur
s C et que l'isolement du
particulièrement soigné
poque, aisé aujourd'hui).
a tension alternative ins-
toujours nulle entre les
imaire, la tension conti-
toujours présente entre
es enroulements anodes reliées au +HT et cathodes reliées à la masse.

La tension continue est de 400 V pour le MC30, 475 V pour le MC40 et 500 V pour le MC60. Les tubes utilisés sur le MC30 d'origine sont des 1614 (6L6GC renforcées tout métal), pouvant être remplacées par des 6L6GC ou des KT66 GEC.

MC30, le circuit

Il est « bourré » d'astuces ! On se rend compte que, dès 1949, Mc Intosh et Gow avaient réglé bien des problèmes.

Tout d'abord, le fait de répartir la charge entre les cathodes et les anodes fait plonger l'impédance plaque à plaque du montage. De 4 000 Ω dans un montage traditionnel, elle descend ainsi à 1 000 Ω dans le montage Mc Intosh, ce qui simplifie la construction du transformateur (moins de spires au primaire).

Ce passage de 4 à 1 diminue d'autant les capacités parasites, d'où une augmentation de la bande passante (100 kHz) et une réduction du déphasage dans l'aigu (moins de 5 degrés à 20 kHz).

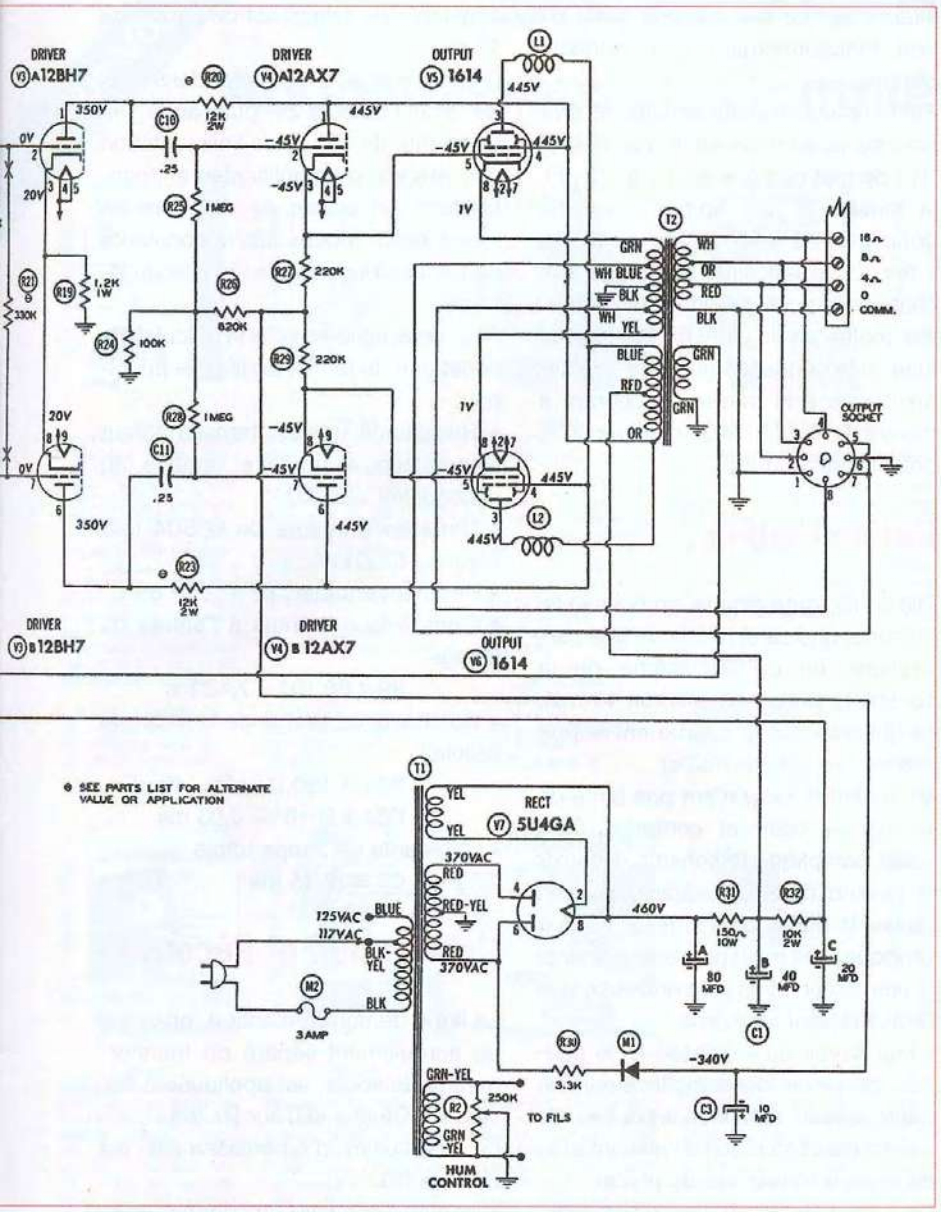
D'autre part, les deux moitiés du primaire « regardent » le secondaire comme un seul bobinage.

C'est pourquoi le rapport tours primaire/tours secondaire est divisé par deux.

Le couplage primaire/secondaire est meilleur, les effets pernicieux de l'inductance mutuelle sont réduits d'autant (peu d'influence des variations de la charge).

Première astuce électronique

Reportez-vous au schéma
quez que les grilles « écran
V6 sont connectées à l'o
plaques (écran de V6 à B
de V5 à OR). Que va-t-il s
Eh bien, en présence du
moitié de la charge éta
cathode, la tension de cet
va « swinguer » au ryt
modulation. Or, sur l'écran
tube, en fonction de so
ment sur l'enroulement d
opposée, la tension de ce
donc « swinguer » au mêm
dans le même sens. Ce
que la tension instantané
cathode et l'écran demeur
sement fixe puisque les c



nel, elle descend ainsi à 1 000 Ω dans le montage Mc Intosh, ce qui simplifie la construction du transformateur (moins de spires au primaire).

Ce passage de 4 à 1 diminue d'autant les capacités parasites, d'où une augmentation de la bande passante (100 kHz) et une réduction du déphasage dans l'aigu (moins de 5 degrés à 20 kHz).

D'autre part, les deux moitiés du primaire « regardent » le secondaire comme un seul bobinage.

C'est pourquoi le rapport tours primaire/tours secondaire est divisé par deux.

Le couplage primaire/secondaire est meilleur, les effets pernicieux de l'inductance mutuelle sont réduits d'autant (peu d'influence des variations de la charge).

Première astuce électronique

Reportez-vous au schéma et remarquez que les grilles « écran » de V5 et V6 sont connectées à l'opposé des plaques (écran de V6 à BLUE, celle de V5 à OR). Que va-t-il se passer ?

Eh bien, en présence du signal, une moitié de la charge étant dans la cathode, la tension de cette dernière va « swinguer » au rythme de la modulation. Or, sur l'écran du même tube, en fonction de son branchement sur l'enroulement de la plaque opposée, la tension de cet écran va donc « swinguer » au même rythme et dans le même sens. Ceci explique que la tension instantanée entre la cathode et l'écran demeure rigoureusement fixe puisque les deux demi-primaires sont identiques. C'est la clé du bon fonctionnement d'une tétrode (ou d'une pentode). La tension entre la grille « écran » et la cathode doit **rester rigoureusement constante** afin que le débit du tube soit constant et ses caractéristiques invariables.

Ce montage particulier, associé à la charge de cathode, présente un autre avantage et non des moindres : il n'est pas nécessaire d'appairer les tubes de puissance car il se produit un phénomène d'auto-équilibrage entre les deux branches du push-pull. C'est l'un des atouts considérables des amplis Mc Intosh dont il ne faut pas oublier qu'ils étaient destinés, à l'origine, à une utilisation professionnelle et intensive.

Pas question de perdre son temps chez le marchand du coin pour choisir le tube X ou le tube Y qui allait être accouplé au tube Z ou au tube W, non ! On devait pouvoir prendre n'importe quel tube, le placer sur l'appareil et cela devait repartir avec les mêmes performances. C'est l'un des autres atouts de la marque, hors la fiabilité et la robustesse. Ces appareils qui ont près de soixante ans, une fois correctement restaurés, fonctionnent comme au premier jour.

Deuxième astuce électronique

Reprenez le schéma et regardez les deux étages « driver » 12BH7 et 12AX7/ECC83.

Le pré-driver 12BH7 et le driver 12AX7 sont alimentés en haute tension par une extrémité du transformateur de sortie. Cette haute tension va « swinguer » en phase avec le signal présent sur les plaques. C'est ce que l'on appelle un montage « boot-strap » (lacet de soulier). Cela va permettre de produire la tension élevée nécessaire à l'attaque des tubes de puissance, sans faire appel à une alimentation « usine à gaz » difficile à mettre au point.

Il faut comprendre que la charge se trouvant pour moitié dans le circuit de cathode des tubes de puissance, la tension d'attaque doit être très importante.

Le « boot-strap » va, lui aussi, participer à l'auto-équilibrage du circuit.

Les tubes de puissance sont « attaqués » par les cathodes des 12AX7 (basse impédance). La polarisation est assurée par la tension négative appliquée à R27 et R29. Elle est fonction du courant traversant la 12AX7.

L'étage d'entrée et l'inverseur de phase

Sur le schéma, V1 (PRE-AMP) et V2 (AF AMP). À première vue, tout a l'air classique mais...

Première astuce : liaison directe entre le tube d'entrée V1 (12AX7) et l'inverseur de phase V2 (12AU7). C'est un autre électronicien de génie, du nom de Williamson, qui, en 1948, préconisa cette pratique. L'idée est simple : dans un amplificateur quel qu'il soit, il faut réduire au minimum le déphasage entre les signaux d'entrée et les signaux de sortie, en particulier si l'amplificateur est soumis à un certain taux de contre-réaction. Or, le déphasage, surtout aux basses fréquences, est essentiellement dû aux condensateurs de liaisons, donc supprimons les condensateurs ! Cela a l'air bête, mais il fallait y penser !

Supprimer les condensateurs ? Pas si simple, ceux qui construisent des amplificateurs devant passer « le continu » le savent bien ! Mais dans un amplificateur qui comporte un étage inverseur de phase, le problème est résolu quasi automatiquement (chez Williamson, l'inverseur était cathodyne).

Chez Mc Intosh, l'inverseur de phase est un « Schmidt » (voir cours précédent).

Cet inverseur de phase demande dans ses cathodes, pour fonctionner correctement, une résistance de la plus grande valeur possible (résistance R14 sur le schéma). Il y aura donc une tension positive importante sur les cathodes de la 12AU7 (130 V). On trouve une tension de 120 V sur les plaques de la 12AX7, la liaison plaque/grille est directe, la polarisation est donc de –10 V sur la 12AU7.

La résistance R16 sert à polariser la grille de la seconde moitié de la 12AU7 à la même valeur.

Les condensateurs C7 et C12 dérivent vers la masse, la composante alternative, ce qui est à la base du bon fonctionnement d'un honnête Schmidt.

Petite astuce supplémentaire, le diviseur de tension constitué par R12 et R13 permet de polariser C7 (0,22 µF), la tension à ses bornes n'excède donc pas 20 V et C7 ne peut pas « fuir ». On est ainsi sûr de ne pas changer la polarisation de la deuxième moitié de la 12AU7. En cas de fuite, si le condensateur était directement relié à la masse, le courant à travers R16 (2,2 MΩ) changerait la polarisation du tube.

L'alimentation

Elle a l'air toute simple, en réalité elle présente une caractéristique très particulière, en dehors même de la constante de temps (environ 13 ms), ce qui respecte la courbe enveloppe (lire les précédents cours).

Mc Intosh et Gow n'ont pas tenté de la réguler, bien au contraire. Cela aurait compliqué le schéma. Réguler la tension dans un amplificateur en classe B aurait demandé, surtout à l'époque, des moyens très importants et une alimentation plus onéreuse que l'amplificateur lui-même !

Il faut savoir qu'en classe B, le courant de repos de l'amplificateur est pratiquement nul pour les tubes de puissance et se réduit à l'alimentation du préampli/inverseur de phase.

Pour tous les Mc Intosh de la série, environ 50 mA. Les tubes de puissance étant polarisés à -46 V, tout près du cut-off, ils consomment chacun 5 mA. Ce qui fait dire à ceux qui n'ont rien compris, que l'appareil fonctionne en classe AB (cf. cours précédents) !

Cependant, lorsqu'ils débitent, les tubes de puissance vont consommer « gros » : l'alimentation devra débiter près de 250 mA. C'est le problème majeur des amplificateurs en classe B, y compris et surtout ceux à transistors. Or, l'alimentation du préamplificateur et de l'inverseur de phase ne doit en aucun cas « chuter » en dessous d'une certaine valeur.

C'est pourquoi la constante de temps R32 x C (voir schéma) est de 200 ms, bien supérieure à celle des condensateurs réservoir A et B dont la constante de temps est de l'ordre de 13 ms.

C'est une règle à respecter dans tous les amplificateurs de puissance : la constante de temps de l'alimentation des étages préamplificateurs (fonctionnant en classe A) doit être au moins égale à deux fois la constante de temps principale de l'entrée du filtrage.

Pour vous éclairer, voici le calcul de la constante de temps du filtrage principal :

- Résistance totale : transformateur (secondaire + primaire ramené au secondaire) = 22 Ω
- Résistance interne de la 5U4 (par plaque : 67 Ω)
- Résistance totale : 67 + 22 = 89 Ω
- Constante de temps à l'entrée du filtrage :

$$89 \times 80.10^{-6} = 7{,}12 \text{ ms}$$

- Constante de temps de la seconde cellule :

R31 = 150 Ω et B = 40 µF

$$R31 \times B\ 10^{-6} = 6{,}03 \text{ ms}$$

- Constante de temps totale

7,12 + 6,03 = 13,15 ms

L'utilisation et l'écoute

La ligne de contre-réaction, prise sur un enroulement séparé du transformateur de sortie, est appliquée à travers R9/C6 (2,2 kΩ) sur R7 (68 Ω).

Le coefficient d'amortissement est donc faible.

N'espérez pas faire fonctionner votre MC30 sur des enceintes à bas rendement qui demandent des amplificateurs proches de la centrale électrique pour les faire bouger ! Mais si vous possédez des « bass reflex » ou des enceintes à haut rendement, vous serez surpris par l'incroyable respiration de ces amplificateurs et par leur absence de distorsion à tous les niveaux.

Dernier point, la technique de **bobinage imbriqué** de Mc Intosh est utilisée de nos jours dans pratiquement tous les transformateurs de sortie de qualité.

Enfin, sachez que les MC30 et MC60 sont reproductibles, certains constructeurs de transformateurs peuvent fournir aujourd'hui des clônes absolument parfaits.

R. BASSI

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

L'intégré Revox « Modell 40 »

J'ai longtemps hésité à vous livrer l'analyse de ce modeste amplificateur intégré, entièrement à tubes, de 2 x 12,5 W, créé par Studer Revox en 1965 afin d'accompagner le « G36 », célèbre magnétophone « tout à tubes » de la marque.

Trois qualités m'ont enfin convaincu de vous le présenter. La première et essentielle est l'incroyable écoute de ce petit « engin ». La deuxième réside dans le tube utilisé : l'indémodable ECL 86. Enfin, cet amplificateur est facilement reproductible, sans difficulté aucune.

Tube « fétiche » : l'ECL 86

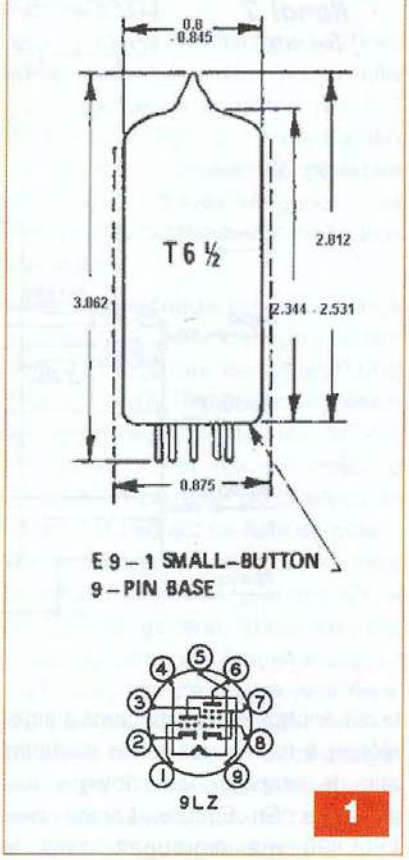
L'ECL86, ainsi référencée en Europe (« C » pour triode, « L » pour pentode de puissance) mais appelée aux Etats-Unis « 6GW8 », regroupe dans la même enveloppe une amplificatrice de tension : 1/2 12AX7/ECC83 et une pentode de puissance bien connue : l'EL84.

Ce tube magique, mis au point dans les années soixante en remplacement de l'ECL82 moins puissante, fut utilisé en télévision (amplis verticaux) sous la référence « PCL86 » (mêmes caractéristiques, mais filament alimenté sous 14,5 V, au lieu des 6,3 V pour l'ECL86).

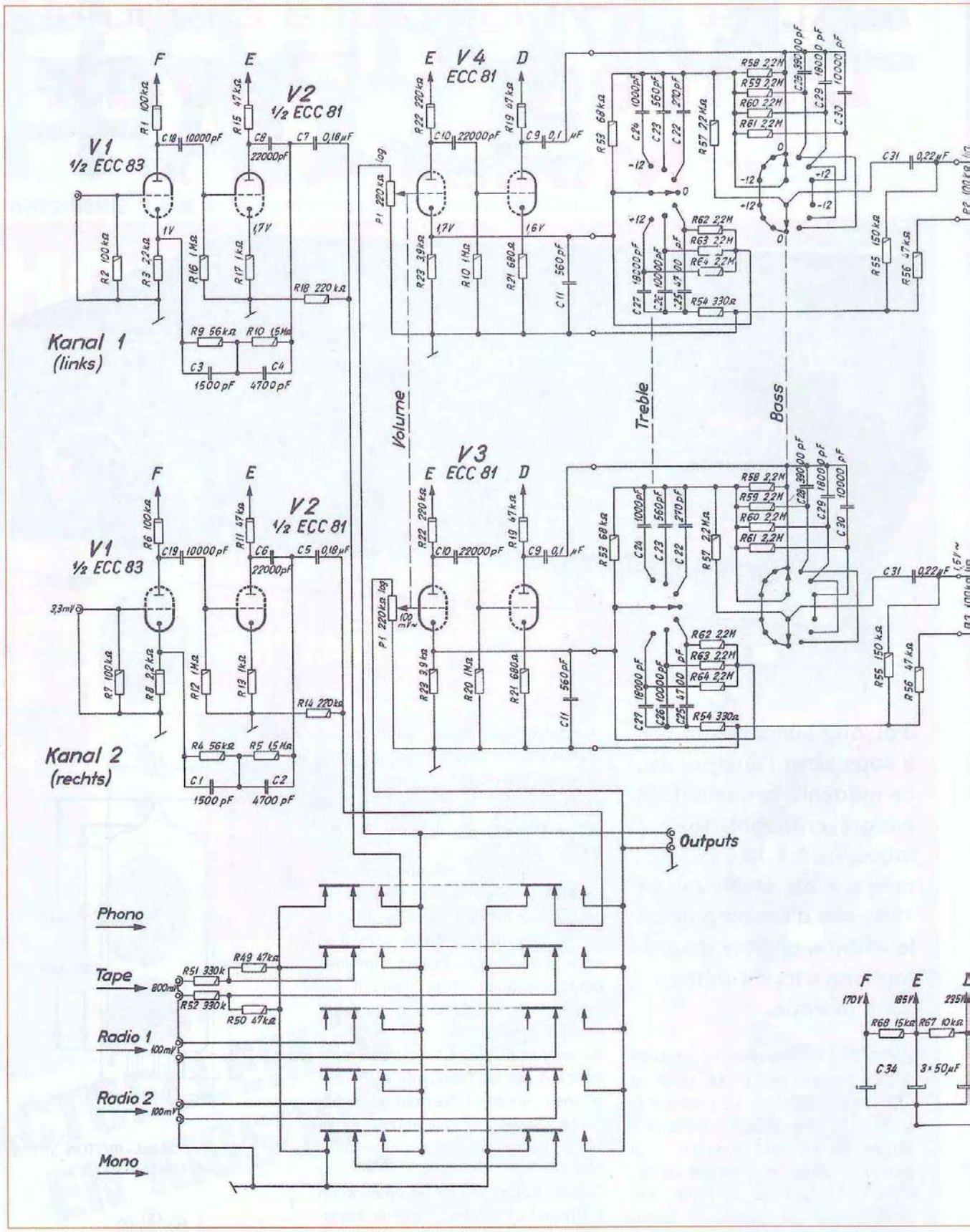
La version ECL86 fut principalement adoptée par les fabricants d'électrophones : un seul tube pour un amplificateur monophonique et deux tubes pour un amplificateur stéréophonique.

Quatre tubes ECL86 assuraient un push-pull en stéréo. C'était la disposition adoptée par Studer Revox (dans le « G36 » en contrôle mono et le « Modell 40 » en stéréo). Vous trouverez en **figure 1** son brochage.

Il convient ici de préciser que dans les années soixante, avec l'arrivée de



1

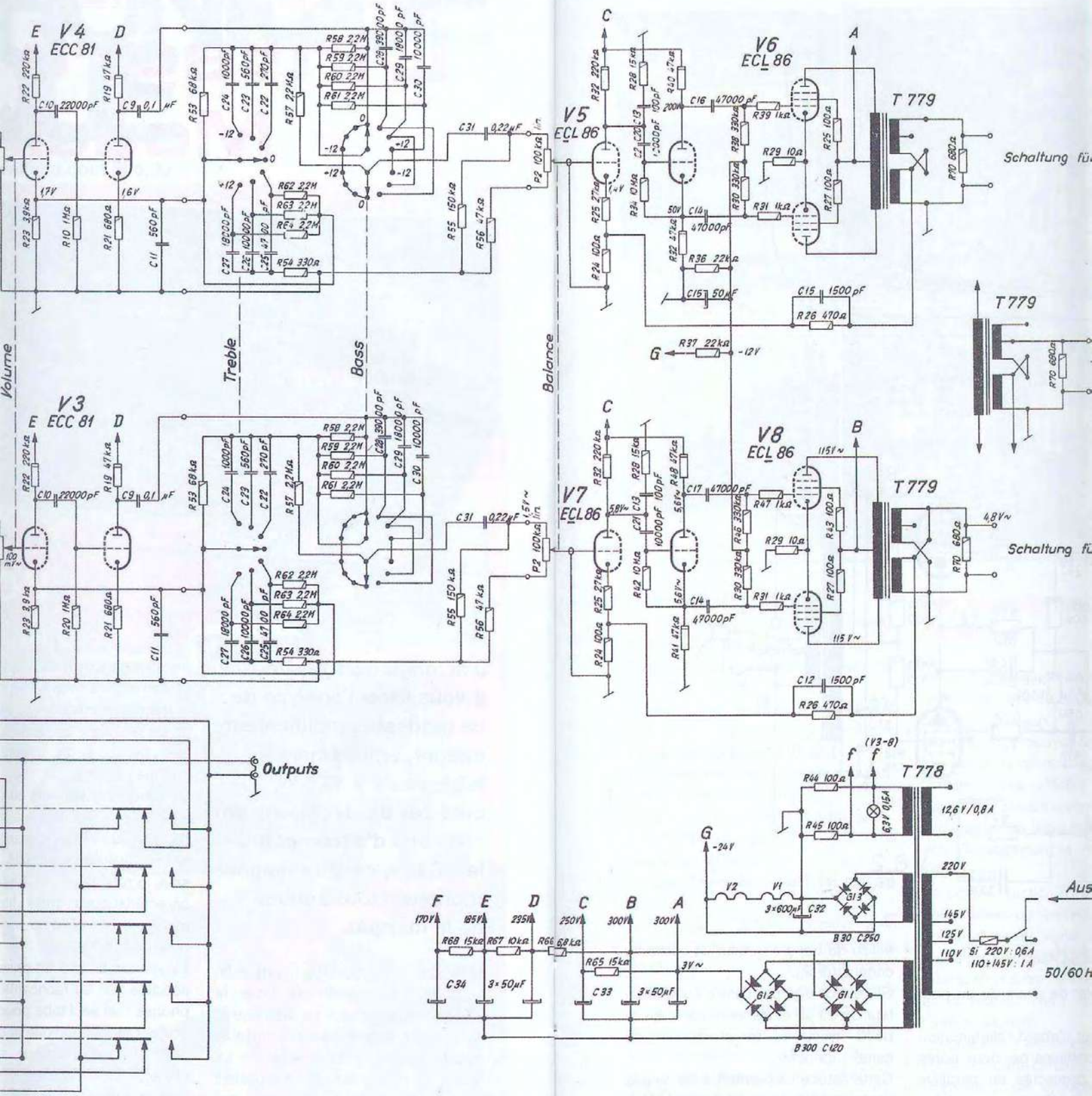


la stéréophonie, les fabricants s'ingénièrent à fournir des tubes multiples afin de simplifier les câblages des appareils. En Europe, Lorenz créa l'ELL800 qui regroupait dans la même enveloppe deux EL84 ! D'où un étage de puissance push-pull avec un seul tube. Grundig l'utilisera à outrance dans ses grands meubles combinés radio-phono-magnétophone.

Étude du Modell 40

Le schéma fait l'objet de la **figure 2** avec, de gauche à droite :

1) V1/V2. Étage préamplificateur, cor-

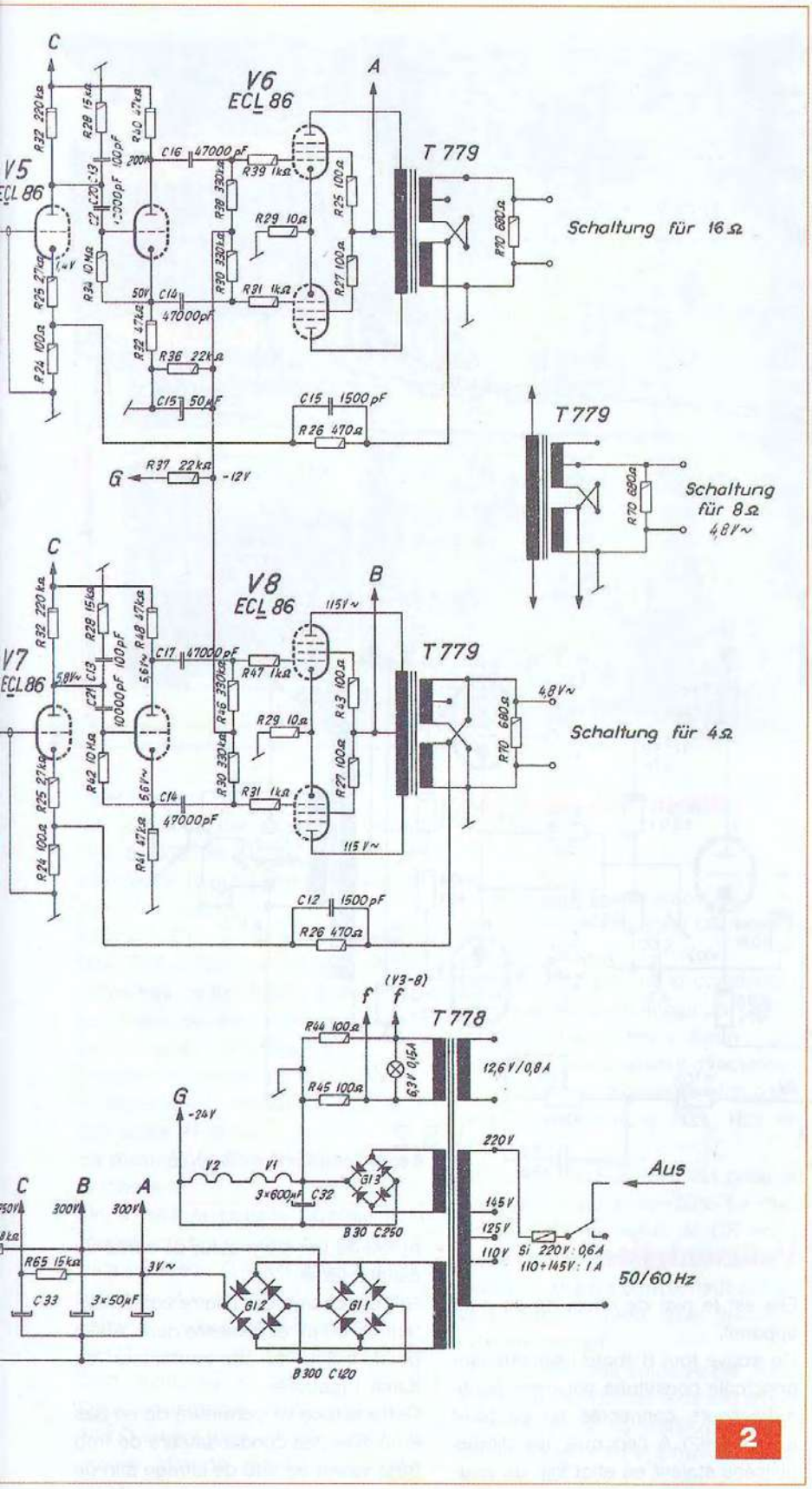


veloppe deux EL84 ! D'où de puissance push-pull eul tube. Grundig l'utilisera e dans ses grands meubles radio-phono-magnétophone.

Étude du Modell 40

Le schéma fait l'objet de la **figure 2** avec, de gauche à droite :

1) V1/V2. Étage préamplificateur, correcteur RIAA pour cellule à aimant mobile ou reluctance variable et autres procédés. Sensibilité d'entrée de 5 mV. La correction RIAA s'effectue par contre-réaction entre V2 et V1 : (canal gauche; R9, R10, C Tube V1 : 12AX7. Tube V **2)** Un commutateur à to tionne les entrées phon commutateur est repré



2

recteur RIAA pour cellule à aimant mobile ou reluctance variable et autres procédés. Sensibilité d'entrée de 5 mV. La correction RIAA s'effectue par contre-réaction entre V2 et V1 : (canal gauche; R9, R10, C3, C4 et R3. Tube V1 : 12AX7. Tube V2 : 12AT7

2) Un commutateur à touches sélectionne les entrées phono ou ligne (le commutateur est représenté sur le schéma toutes entrées non commutées).

3) En sortie du commutateur, on trouve les deux prises (« outputs » sur le schéma) destinées à l'enregistrement direct des sources sans traverser l'amplificateur.

4) Le signal entre ensuite directement sur le potentiomètre double de volume avec P1 : 220 kΩ logarithmique

5) Le curseur du potentiomètre « attaque » V4 (ECC81/12AT7) dont l'impédance de sortie est faible. Cela permet de driver un double réglage de tonalité d'une efficacité redoutable (±12 dB de 30 Hz à 20 kHz). Dérivé du Baxendahl, ce correcteur ressemble énormément à celui utilisé par la firme Mc Intosh sur son C22.

6) En sortie du correcteur, on remarque le potentiomètre double de la balance P2 (2 x 100 kΩ linéaire).

7) En sortie de celui-ci, on arrive à l'amplificateur de puissance proprement dit où l'on trouve les deux ECL86.

Les triodes de V5 et V6 sont utilisées de la façon suivante :

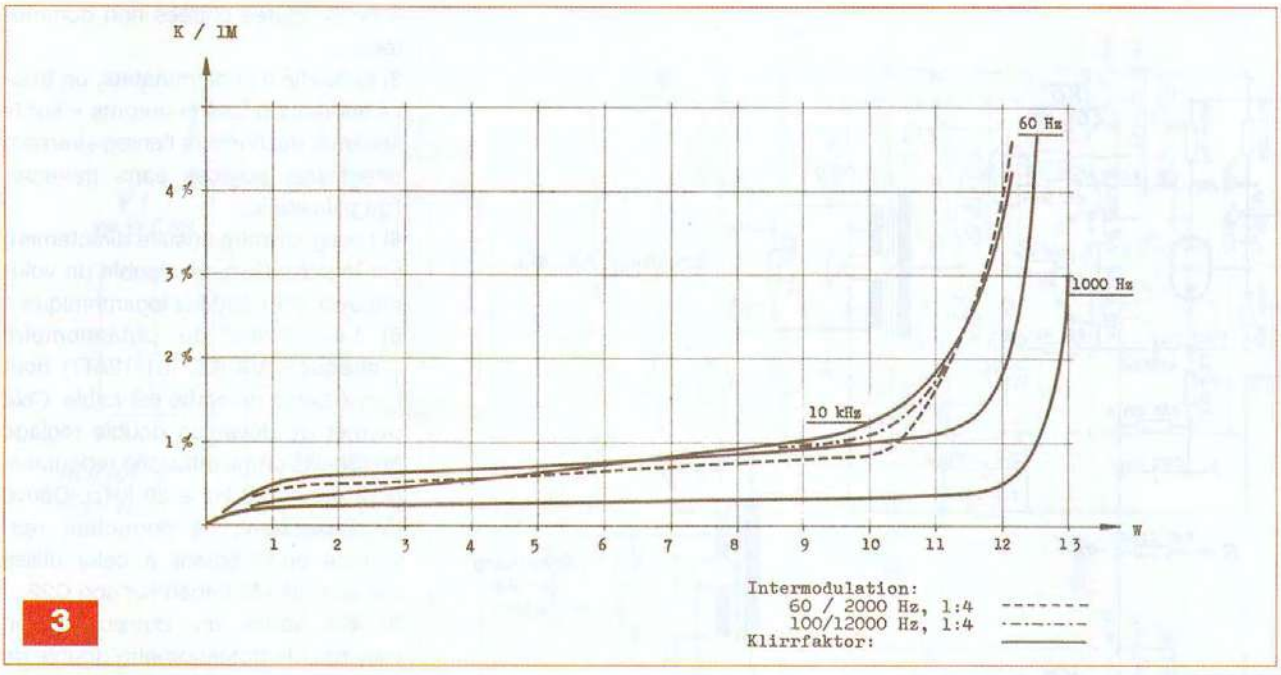
La première triode est une pure préamplificatrice chargée par R32 de 220 kΩ, polarisée par R25 de 2,7 kΩ. On applique la contre-réaction sur R24 de 100 Ω.

La résistance de charge de 220 kΩ est shuntée à la masse par un filtre haute fréquence constitué par C13 de 100 pF et R28 de 15 kΩ. Ce filtre est destiné à éliminer de possibles oscillations « haute fréquence » de l'étage final (système recommandé et classique).

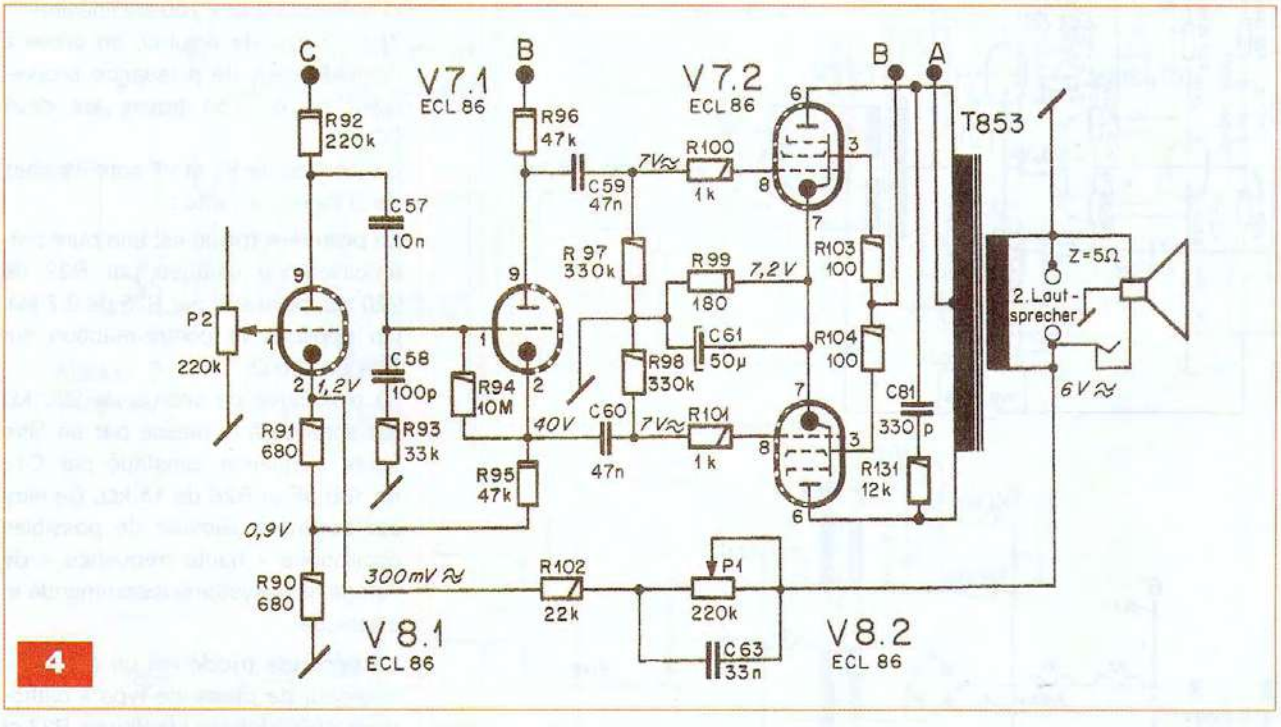
La seconde triode est un classique inverseur de phase de type « cathodyne » (résistances identiques R32 et R40 de 47 kΩ). Remarquer la présence d'une résistance de fuite de grille de 10 MΩ. C'est elle qui assure la polarisation correcte de la triode en utilisant le courant de fuite de grille.

Ce procédé est rarement utilisé dans un circuit inverseur de phase. On le trouve, en général, dans certains étages à grand gain (entrée micro, en particulier) afin de rendre plus favorable le rapport signal/bruit.

En sortie de l'inverseur de phase, on « attaque » classiquement les pentodes de puissance avec C14 et C16 de 0,47 µF et les résistances anti-



3



4

oscillation R31 et R39 de 1 kΩ.

Il est intéressant de trouver une polarisation fixe des tubes de puissance (fonctionnement en classe AB proche de la classe B) sur cet appareil. Ceci permet de tirer une puissance de crête maximale de 18 watts, avec un minimum de distorsion (**figure 3**).

La polarisation est prélevée au point G de l'alimentation avec une tension de – 24 V, ramenée à – 12 V par le diviseur de tension formé par R36 et R37 de 22 kΩ chacune, R36 étant découplée par un condensateur de 50 µF.

L'alimentation

Elle est le plat de choix de ce petit appareil.

On trouve tout d'abord l'alimentation principale constituée par deux ponts redresseurs connectés en parallèle (GI1 et GI2). À l'époque, les diodes utilisées étaient en effet loin de pouvoir supporter ce que nous leur faisons subir de nos jours !

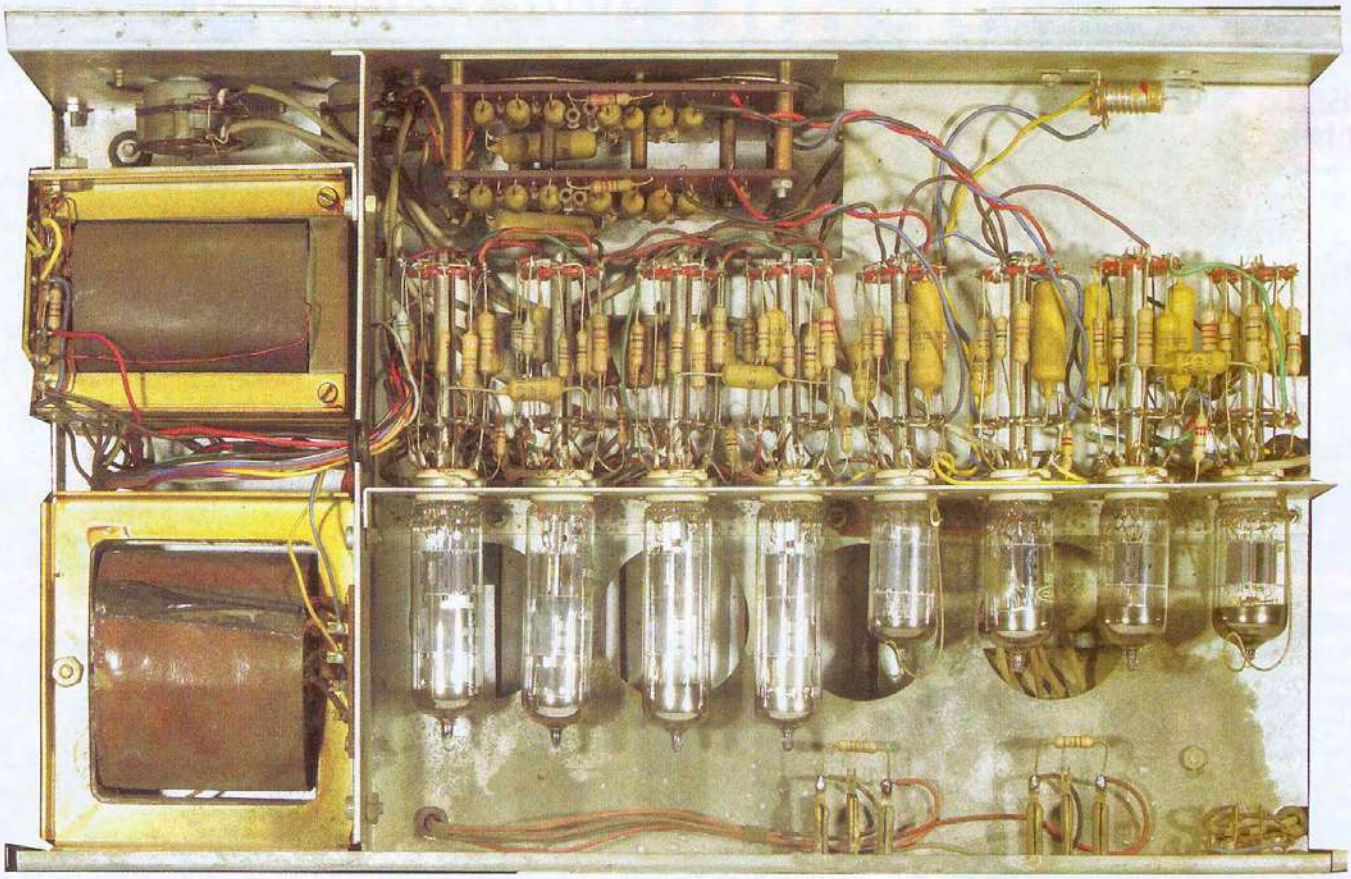
Chaque pont va ainsi alimenter un canal de puissance indépendant.

GI1 est chargé par un condensateur de 50 µF et alimente par « B » le point milieu du transformateur de sortie du canal 2 (droit).

GI2 est chargé par l'autre condensateur de 50 µF et alimente par « A » le point milieu du transformateur du canal 1 (gauche).

Cette astuce va permettre de ne pas employer des condensateurs de trop forte valeur en tête de filtrage afin de respecter une constante de temps de l'ordre de 10 ms par canal et sauvegarder ainsi la « courbe enveloppe » du signal audio.

D'autre part, ce procédé permet de rendre les deux canaux pratiquement



indépendants l'un de l'autre.
GI2 alimente, par ailleurs, à travers R65 et C33, les étages préamplis et inverseurs du push-pull de puissance par « C » (250 V).
Quant à GI1, il alimente, à travers R66, R67 et R68, les étages phono et correcteur de tonalité (D, E, F).
Le filtrage est assuré par un condensateur triple de 3 x 50 µF.
Examinons maintenant le pont GI3.
Il alimente en continu les filaments des tubes V1 et V2.
Sa polarité négative n'est pas reliée à la masse.
On a relié la polarité positive à la masse, ce qui a pour conséquence de trouver en « G » une tension négative de - 24 V qui va servir à la polarisation des tubes de puissance.
Les filaments de tous les autres tubes sont alimentés en alternatif 6,3 V. Deux résistances R44 et R45 de 100 Ω créent un point milieu relié à la masse afin de réduire les ronflements.
Le transformateur d'alimentation délivre :
Haute tension : 220 V/250 mA
Basse tension : 18 V/150 mA
: 6,3 V/2 A

Les transformateurs de sortie

Ils sont classiques avec une impédance primaire de 8000 Ω plaque à plaque.
Comme vous pouvez le constater, il n'y a pas ici de montage en « ultra-linéaire ». Les grilles « écran » des tubes de puissance sont directement alimentées par la haute tension à travers les résistances R25, R27 de 100 Ω.
La contre-réaction (CR) est prise au point milieu du secondaire. La mise en parallèle du signal de CR entre, d'une part, le demi-enroulement et la masse et, d'autre part, le haut-parleur et la masse, rend plus favorable l'amortissement.
Ce procédé a été employé par Audio Research dans certains de ses amplificateurs à CR symétrique. Celle-ci est appliquée à R24, à travers R26 et C12.

Le même en classe A

Si vous voulez vous amuser, voici en **figure 4** l'ampli de puissance du « G36 ». Vous « tirerez » moins de puissance des ECL86 car elles fonctionnent en classe A, avec polarisation automatique des cathodes par R99 de 180 Ω et C61 de 50 µF.
Pour le reste, tout est à peu près identique, à l'exception de la contre-réaction appliquée sur R91 par R102, P1 et C63.
P1 permet de faire varier le taux de CR, donc le coefficient d'amortissement est compensé par R95 (réaction) qui revient sur R90.
Lorsque, à l'aide de P1, on diminue la CR, le gain de la première triode augmente, tout comme la tension à la jonction de R95 et R90 (réaction). Par conséquent, la réaction appliquée sur R90 par la deuxième triode augmente également, ce qui maintient le gain à peu près constant en manœuvrant P1. Autrement dit, seul le coefficient d'amortissement varie… et cela fonctionne ! Il fallait oser !

À l'écoute

Peu de commentaires tant les résultats obtenus, avec d'aussi faibles moyens, sont époustouflants.
Merci Monsieur Studer !

R. BASSI

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Audio Research VT100 (première version)

Contrairement à notre habitude, nous étudions aujourd'hui un appareil plus moderne que les « vintages » analysés jusqu'ici. Né en 1998, le VT100 d'Audio Research rénove en terme de performances avec les mythiques de la marque (D79C, D115, etc.), tout en changeant radicalement de philosophie.

Défenseur acharné de la stabilisation des écrans des tétrodes de puissance, la marque Audio Research passe ici à l'ultra-linéaire. La raison ? La forte consommation des grilles « écran » des tubes modernes fabriqués en Russie et en Chine, laquelle est deux à trois fois plus importante que celle des classiques 6550 General Electric ou KT88 GEC (England).

Les variations des courants d'écrans des tubes modernes sont dues au non-respect de la distance critique de la grille « écran » (lire nos précédents cours).

La seule solution pour limiter les problèmes : l'ultra-linéaire relativement insensible au courant d'écran.

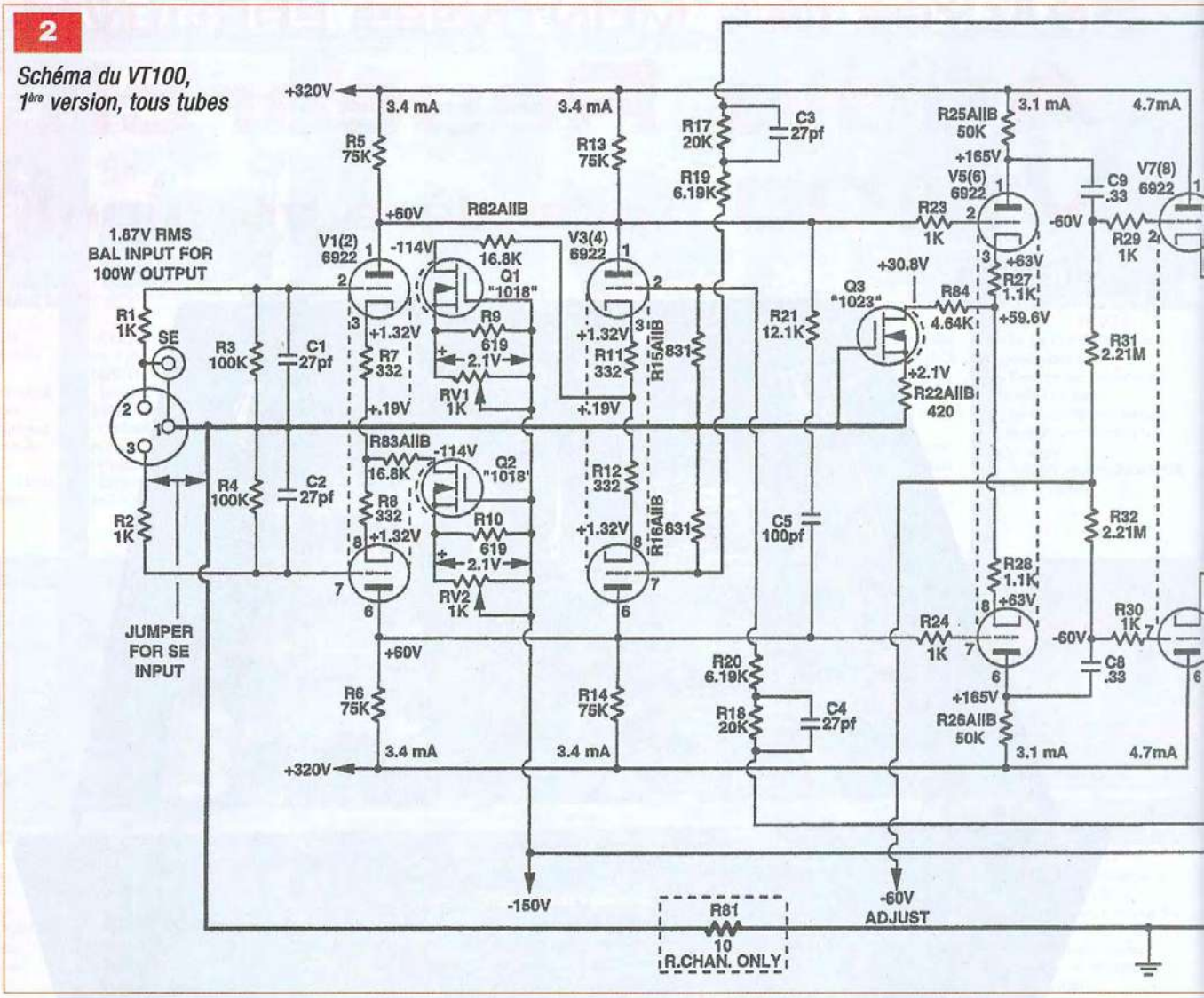
Le plus du circuit

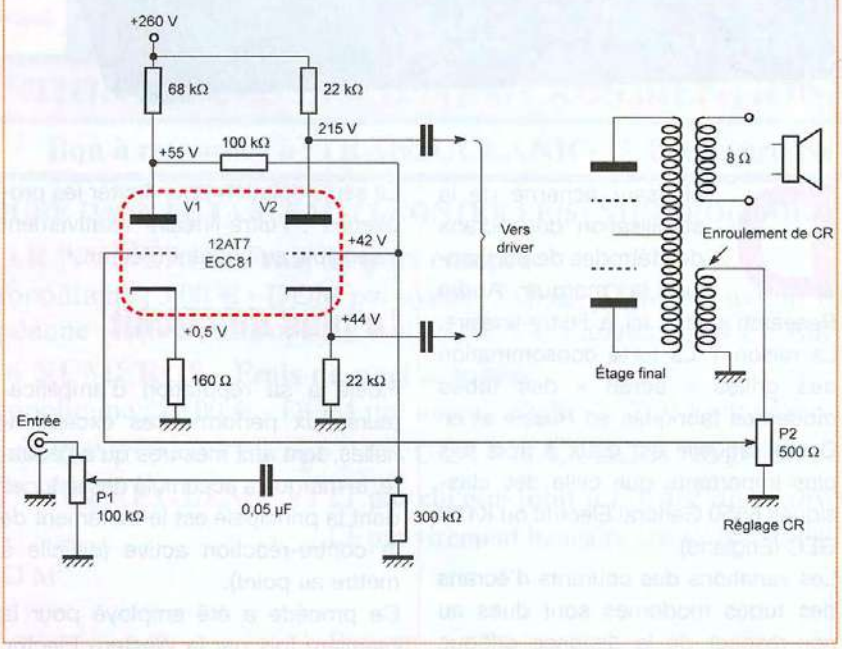
Fidèle à sa réputation d'amplificateurs aux performances exceptionnelles, tant aux mesures qu'à l'écoute, la marque a accumulé des astuces dont la principale est le traitement de la contre-réaction active (difficile à mettre au point).

Ce procédé a été employé pour la première fois par la Western Electric dans les célèbres amplificateurs de la série 1574 (années 1950).

2

Schéma du VT100, 1ère version, tous tubes





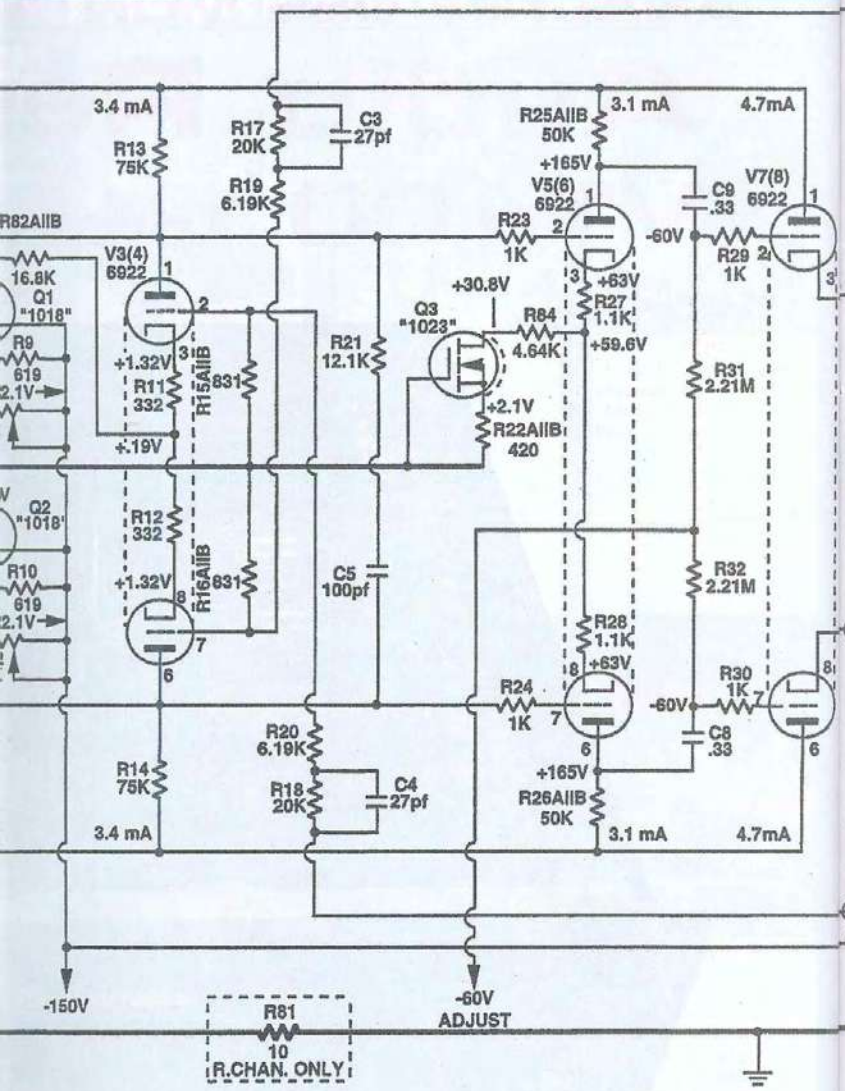
1 *Étage d'entrée et inverseur de phase à contre-réaction active, Western Electric Amplis « série 1574 »*

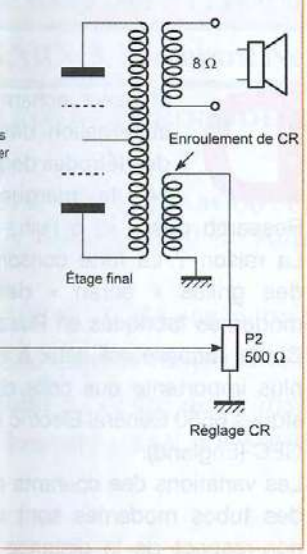
En **figure 1**, nous reproduisons le schéma de l'étage d'entrée contre-réactionné de l'ampli 1574B Western Electric.

Un enroulement secondaire du transformateur de sortie était destiné à la contre-réaction. Lorsque le 1574B était utilisé pour piloter un graveur de disques, la contre-réaction était prise sur un enroulement spécial de la bobine du graveur.

Le tube V2 est le tube d'entrée et l'inverseur de phase (1/2 12AT7/ECC81). Le tube V1 amplifie la contre-réaction réglée par P2, réinjectée en opposition de phase sur la grille de V2.

Avantage du procédé : grâce à la haute impédance d'entrée du tube V1, le taux de contre-réaction réglé par P2 reste identique, quelle que soit la fréquence du signal et la charge. Le coefficient d'amortissement est constant et indépendant de la charge complexe qu'est le haut-parleur.





contre-réaction active,

En **figure 1**, nous reproduisons le schéma de l'étage d'entrée contre-réactionné de l'ampli 1574B Western Electric.

Un enroulement secondaire du transformateur de sortie était destiné à la contre-réaction. Lorsque le 1574B était utilisé pour piloter un graveur de disques, la contre-réaction était prise sur un enroulement spécial de la bobine du graveur.

Le tube V2 est le tube d'entrée et l'inverseur de phase (1/2 12AT7/ECC81). Le tube V1 amplifie la contre-réaction réglée par P2, réinjectée en opposition de phase sur la grille de V2.

Avantage du procédé : grâce à la haute impédance d'entrée du tube V1, le taux de contre-réaction réglé par P2 reste identique, quelle que soit la fréquence du signal et la charge. Le coefficient d'amortissement est constant et indépendant de la charge complexe qu'est le haut-parleur.

Schéma du VT100

La version actuelle est hybride tubes /transistors, elle diffère de celle étudiée ici (**figure 2**) qui n'utilise que des transistors Mosfet montés en « générateurs de courant ».

Avec quarante ans d'évolution des composants, il est évident que la structure de base d'un amplificateur à hautes performances a évolué.

L'appareil est équipé de quatre 6550C, montées en ultra-linéaire. Les étages d'entrée et les drivers utilisent des 6922 (version industrielle de la ECC88/6D58). Les tubes débitent dans des résistances de charges classiques. Les cathodes sont alimentées par des sources de courant constituées par des Mosfet.

Avantage : auto-compensation du vieillissement des tubes.

Observons le schéma de la gauche vers la droite. L'étage d'entrée est constitué par V1 (invers
de Schmidt), dont la cha
de est constituée pa
Mosfet Q2.

Avantage : vous savez
seur de Schmidt doit a
cathode une résistance
l'infini (voir cours précé
exactement la fonction d
de courant). Dans les a
reils, en place de Q2, o
pentode.

Le courant dans V1 est
(1 kΩ). Dans le cas d'un
en symétrique, les deux
sont modulées par deu
opposition de phase.

**Attention, voici l'astu
du montage** : les anode
sont réunies, donc au
tiel, à condition que V3
débit est réglé par RV1 (
Il s'agit d'un seconc
Schmidt destiné à rendre

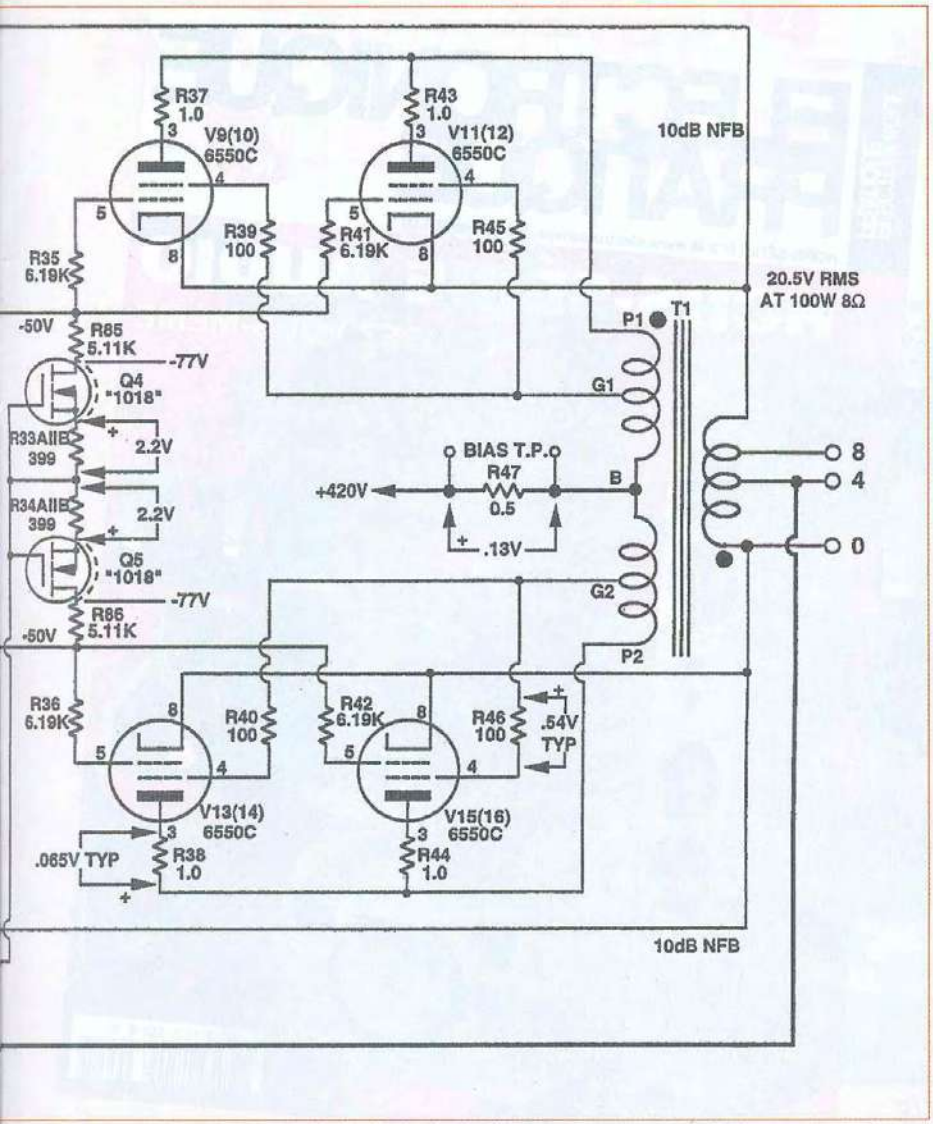


Schéma du VT100

La version actuelle est hybride tubes /transistors, elle diffère de celle étudiée ici (**figure 2**) qui n'utilise que des transistors Mosfet montés en « générateurs de courant ».

Avec quarante ans d'évolution des composants, il est évident que la structure de base d'un amplificateur à hautes performances a évolué.

L'appareil est équipé de quatre 6550C, montées en ultra-linéaire. Les étages d'entrée et les drivers utilisent des 6922 (version industrielle de la ECC88/6D58). Les tubes débitent dans des résistances de charges classiques. Les cathodes sont alimentées par des sources de courant constituées par des Mosfet.

Avantage : auto-compensation du vieillissement des tubes.

Observons le schéma de la gauche vers la droite. L'étage d'entrée est constitué par V1 (inverseur de phase de Schmidt), dont la charge de cathode est constituée par R83 et le Mosfet Q2.

Avantage : vous savez qu'un inverseur de Schmidt doit avoir dans sa cathode une résistance tendant vers l'infini (voir cours précédents). C'est exactement la fonction de Q2 (source de courant). Dans les anciens appareils, en place de Q2, on trouvait une pentode.

Le courant dans V1 est réglé par RV2 (1 kΩ). Dans le cas d'une « attaque » en symétrique, les deux grilles de V1 sont modulées par deux signaux en opposition de phase.

Attention, voici l'astuce suprême du montage : les anodes de V1 et V2 sont réunies, donc au même potentiel, à condition que V3 débite. Son débit est réglé par RV1 (1kΩ).

Il s'agit d'un second étage de Schmidt destiné à rendre les signaux en opposition de phase rigoureusement identiques.

Mais que reçoivent les grilles de V3 ? Eh bien, les signaux symétriques de contre-réaction, le point milieu du secondaire du transformateur de sortie étant relié à la masse (4 Ω).

La contre-réaction est injectée par R18/C4 et R17/C3 sur les grilles de V3. La contre-réaction est donc bien **active**.

En sortie de V3, la modulation est transmise à V5 (prédriver) par une liaison directe ne comportant que la résistance de grille de 1 kΩ dans le trajet du signal.

Le tube V5/6922 utilise, lui aussi, un Mosfet Q3 commun aux deux cathodes afin de parfaire la symétrie du signal qui va « attaquer » V7 (driver) à travers les condensateurs C8 et C9 de 0,33 µF.

Les tubes de puissance sont pilotés à basse impédance par les cathodes de V7 chargées par R85/Q4 et R86/Q5.

Les Mosfets sont alimentés par une tension de –150 V.

La polarisation des tubes de puissance est assurée par la variation d'une tension de – 60 V (réglable) appliquée sur les grilles de V7, ce qui fait changer le débit du tube (fuites de grilles V7 : R31 et R32 sur lesquelles est appliquée la tension de – 60 V).

Le débit des tubes de puissance est mesuré à travers R47. Une contre-réaction locale, additionnelle et symétrique est constituée par les cathodes des 6550 mises à la masse à travers l'enroulement secondaire du transformateur.

En conclusion

Je ne vous conseille pas de tenter de reproduire un VT100, les transformateurs de sortie exceptionnels sont impossibles à trouver (tôles Cobalt Vanadium, enroulements très peu résistants). En outre, ce circuit est protégé par des brevets.

Vous pouvez cependant vous inspirer de certaines idées développées ici, en particulier de la contre-réaction active symétrique. La meilleure solution ? Trouvez un VT100 d'occasion, vous ne serez pas déçu !

R. BASSI

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Conrad Johnson
Préamplificateur PV11

De nombreux lecteurs attendent le schéma d'un préamplificateur de « ligne », facile à reproduire, robuste, économique, au son « parfait », pouvant attaquer sans souci tous les amplificateurs de puissance du marché, tant à tubes qu'à transistors. Nous avons cherché... et sélectionné le PV11 de Conrad Johnson à la réputation incontestable. Plus simple pour un tel résultat ? Inutile de chercher ailleurs !

Avant d'analyser ce circuit célèbre, il convient de préciser que vous pouvez le reproduire, mais uniquement pour un **usage personnel.** Le PV11 est, en effet, protégé par des brevets.

La structure étudiée ici se retrouve, à quelques détails près, dans les PV6, PV10, PV12, etc.

C'est là une des caractéristiques des montages Conrad Johnson, aussi bien en matière de préamplificateurs que d'amplificateurs.

Une fois le circuit mis au point, inutile de chercher à faire mieux, la réputation de ces appareils tient à la continuité des structures éprouvées au cours des trente dernières années.

L'étage « ligne »

À première vue, l'étage « ligne » du PV11 (**figure 1**) semble hyper simple. C'est effectivement le cas, mais n'oublions pas que ce qui fait la qualité d'un circuit, ce ne sont pas les « bidouilles » ésotériques, mais bien la parfaite optimisation et compréhension des phénomènes mis en jeu à travers les composants actifs.

Ici, les composants actifs sont deux tubes (en stéréo) plutôt modestes, des classiques 12AU7/ECC82, souvent critiqués à tort !

La haute tension est de 340 volts. Dans le PV11, cette tension est régulée, mais vous pouvez vous contenter d'une alimentation classique. Le circuit est parfaitement insensible à la tension grâce à sa structure particulière.

Reportez-vous à la figure 1 et entrez le signal en « A ». Un potentiomètre de 100 kΩ log précède cet étage.

La polarisation automatique du tube, à travers R3 de 3,32 kΩ, est de 7,5 volts. Ainsi, vous ne risquez pas de saturer l'étage d'entrée !

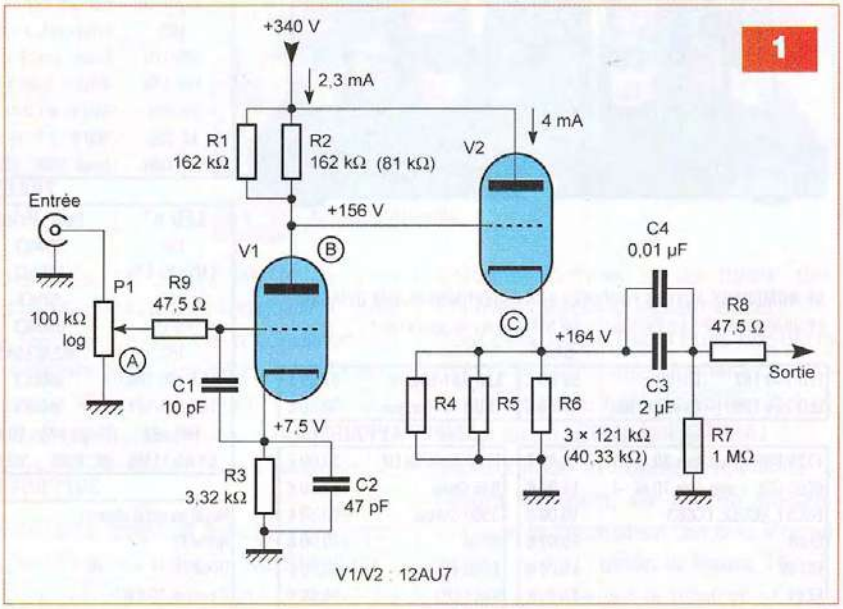
La résistance R9 de 47,5 Ω protège le circuit des perturbations haute fréquence (radio, téléphone portable) qui sont acheminées vers la masse par C1 (10 pF) et C2 (47 pF).

La résistance de polarisation automatique n'est pas découplée par un condensateur de forte valeur, ce qui va linéariser (contre-réaction, lire cours précédents) la première demi-12 AU7, tout en limitant le gain de l'étage.

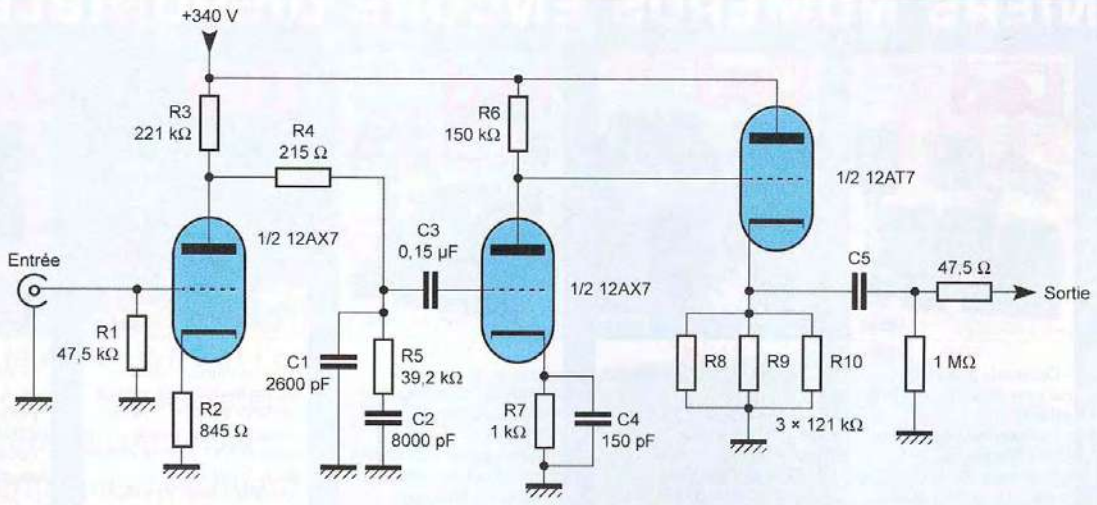
Première astuce du montage, les résistances de charge R1, R2 de 162 kΩ en parallèle qui représente une charge effective de 81 kΩ.

Pourquoi, vous demanderez-vous, ne pas avoir utilisé une résistance de 81 kΩ en lieu et place de R1, R2 ?

Le courant de repos de cet étage est de 2,3 mA.



2



En valeur absolue, il faudrait une résistance d'un demi-watt. Toutefois, compte tenu de la composante alternative traversant la charge, au minimum 1 W voire, par sécurité, 2 W seraient nécessaires afin d'éviter le bruit de fond inévitable.

Ainsi, une résistance de 81 kΩ de 2 W serait enviseageable.

Afin de limiter le souffle, il faudrait utiliser une résistance de précision **bobinée non inductive**, alors que deux résistances de 162 kΩ, 1 W, à couche métallique, sont faciles à trouver. Ce problème est bien souvent ignoré des concepteurs, d'où le nombre important d'amplificateurs et préamplificateurs bruyants !...

Autre atout du montage, le courant de repos est de 2,3 mA, ce qui garantit une durée de vie du tube de l'ordre de 15 000 heures !

La seconde moitié de la 12AU7 est montée en « cathodyne » afin d'obtenir une impédance de sortie basse.

Vous vous souvenez, si vous avez lu nos précédents cours, que l'impédance de sortie d'un tube, quel qu'il soit, est l'inverse de la pente en mA/V.

Pour une 12AU7, alimentée par une haute tension de 340 volts, à laquelle on retranche la tension de 164 volts sur la cathode, il reste 186 volts.

S = 2 mA/V

Z = 1/S = 1/0,002 = 500 Ω

Ce qui est proche de la valeur normalisée de 600 Ω et permet d'utiliser un câble de liaison avec l'amplificateur de 1 m à 10 m sans perte (câble standard normalisé de 50 pF à 100 pF au mètre).

La liaison entre V1 et V2 est **directe**.

La tension en « B » étant de 156 volts, elle se retrouve sur la grille de V2. Afin que la polarisation sur la grille de ce tube soit normale, il faut donc porter la cathode à un potentiel élevé. C'est le rôle des trois résistances de 121 kΩ (1 W) montées en parallèle pour la même raison que R1 et R2 (voir plus haut).

La résistance équivalente est de 40,33 kΩ. Le courant traversant le tube étant de 4 mA, la tension en « C » est de 164 V et la polarisation de grille de 156 V - 164 V = - 8 V.

Ceci assure une tension entre anode et cathode de 176 V (340 V – 164 V).

Le tube est donc loin de ses capacités maximales, ce qui lui procure une longue durée de vie.

Le condensateur de sortie de 2 µF va assurer une transmission des basses fréquences correcte, quelle que soit l'impédance d'entrée de l'amplificateur de puissance que vous utiliserez.

La résistance R7 de 1 MΩ sert à décharger le condensateur C3 afin d'éviter les impulsions « basse fréquence » particulièrement gênantes lorsque l'on arrête l'appareil.

Inconvénient majeur de ces préamplificateurs

Avec si peu de composants, avouez que l'on ne peut guère rêver plus simple ! L'inconvénient majeur et classique pour tous les préamplificateurs n'employant qu'un seul tube : **l'étage est inverseur.** Il ne respecte donc pas la phase absolue.

Il faudra penser à inverser les connexions des haut-parleurs en sortie de l'amplificateur de puissance afin de respecter le sens absolu de la modulation (V1 sortie anodique inverse la phase du signal, V2 sortie cathodyne n'inverse pas la phase, la phase totale est donc bien inversée !).

Ajoutons un étage phono/correcteur RIAA (**figure 2**).

Sur le PV11 Conrad Johnson, l'étage phono est optionnel. C'est un étage à **correction passive** parfaitement optimisée. Il utilise en tube d'entrée une 12AX7/ECC83 et une sortie cathodyne pour V3 (12AT7/ECC81) Impédance d'entrée 47 kΩ standard.

Le correcteur passif (indissociable de la charge R3 de la 12 AX7) inclut R4, R5, C1, C2.

L'alimentation

Le PV11 utilise une alimentation stabilisée à semiconducteurs.

Les filaments des tubes sont alimentés en 12 volts continus. L'étage phono optionnel est alimenté indépendamment.

Si vous réalisez une alimentation classique délivrant 340 V sous une intensité faible (maximum 10 mA pour l'étage ligne), vous obtiendrez de parfaits résultats. Si vous réalisez en complément l'étage phono, séparez par des découplages sérieux la seconde alimentation de 340 V.

N'oubliez pas de redresser, filtrer et réguler l'alimentation des filaments, en n'oubliant pas de les polariser à environ +180 V afin d'éviter les ronflements (lire cours précédents).

Bon amusement

R. BASSI

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

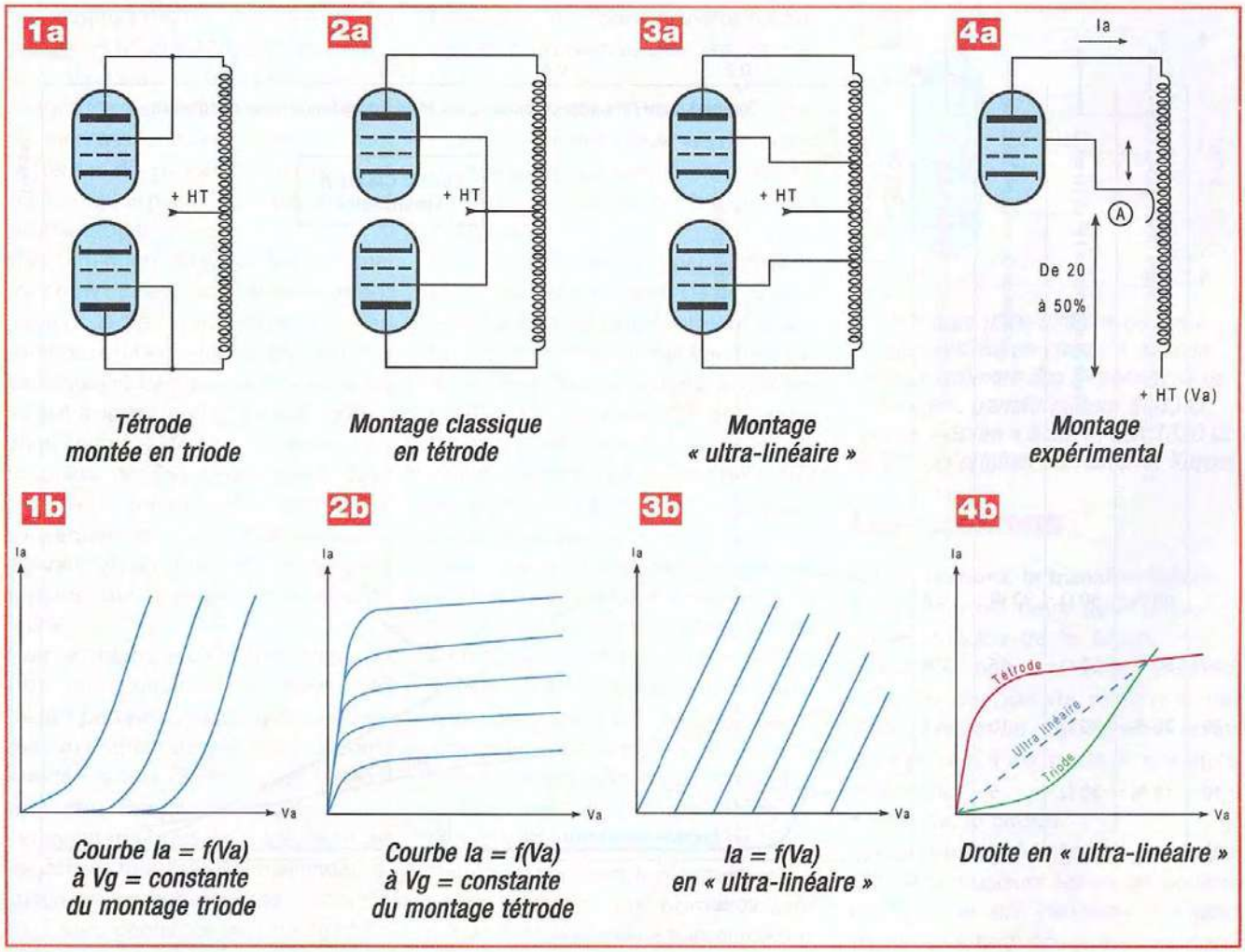
Conrad Johnson Amplificateur MV75

L'analyse des célèbres circuits électroniques à tubes faisant partie des applications pratiques de notre série de cours, nous allons étudier, en deux numéros consécutifs, le MV75 de Conrad Johnson. Lequel constitue une belle illustration de notre cours n°26 (EP n°308) qui traitait des amplificateurs fonctionnant en ultra-linéaire.

Avant de réviser ce classique, un peu d'histoire est nécessaire. Outre-atlantique, la marque qui remit au « goût du jour » les tubes électroniques en audio fut Audio Research, en 1972, avec la naissance de la célèbre « série D » (D75, D76 et D79). Audio Research avait prouvé, à l'ère du « tout transistor », que le tube n'était pas mort, au prix il est vrai, d'un circuit extrêmement complexe.
Pendant ce temps, quelques petits constructeurs britanniques et américains, considérés comme « underground », se lancèrent à leur tour dans la fabrication d'électroniques à tubes destinées à l'audio dont les performances subjectives devaient être supérieures aux électroniques à semiconducteurs de l'époque.

Pourquoi le MV75 de Conrad Johnson ?

Nous avons choisi le MV75 pour deux raisons.
La première réside dans son circuit qui perdure encore de nos jours. Il n'y a, en effet, que quelques différences minimes entre un Conrad Johnson de 1975 et celui fabriqué aujourd'hui. C'est remarquable, cela signifie qu'il s'agissait d'un bon circuit (dont on peut s'inspirer !). Les utilisateurs ne s'y sont pas trompés puisque la marque existe toujours et s'est imposée dans le club (très fermé !) des grands de l'électronique à tubes.
La seconde raison est plus didactique. Nous avons étudié l'amplificateur classe B (Mc Intosh) et de multiples amplificateurs en classe AB (voir précédents numéros). Si nous choisissons aujourd'hui le MV75, c'est, certes, parce qu'il fonctionne en classe AB, mais surtout parce qu'il utilise le célèbre montage ultra-linéaire inventé par David Hafler et Herbert Keroe en 1951.
Ce montage est tombé en désuétude en 1975, date de la création du MV75, bonne occasion pour nous d'effectuer une petite révision.



Le montage ultra-linéaire

S'il existe un circuit qui a fait couler des hectolitres d'encre de la part de théoriciens plus ou moins inspirés et de mathématiciens fameux, c'est bien celui-là ! Le seul concurrent responsable d'autant de « dégoulinades » d'encre est, à notre connaissance, le montage SRPP !

Il faut bien avouer que l'étude théorique du fonctionnement de ce circuit (surtout en classe AB) est particulièrement « torturante » si on veut entrer dans les détails. Mais comme toute idée géniale, le point de départ de Hafler et Keroe était d'une simplicité enfantine. Elle était mathématiquement fausse, mais cela a fonctionné du premier coup ! La fortune sourit aux audacieux... À méditer...

L'idée est la suivante : regardons ensemble les figures 1a à 4 a.

Nous avons reproduit les schémas de la communication originale de Hafler et Keroe en 1951 (Audio Engineering).

En **figure 2a**, est représenté un montage push-pull classique de deux tétrodes à faisceau dirigé (ici des 6L6/KT66).

Si on examine les courbes caractéristiques d'une des tétrodes du montage, on obtient le réseau de courbes convexes en **figure 2b**, caractéristiques des tétrodes (génératrices d'harmoniques d'ordre impair).

En **figure 1a**, on a réuni les grilles « écran » aux plaques transformant les tétrodes en pseudo triodes.

En **figure 1b**, on observe le réseau de caractéristiques typique d'une triode : courbes concaves génératrices d'harmoniques pairs.

C'est d'ailleurs pour cette raison que l'on préfère les triodes aux tétrodes en hi-fi, le montage push-pull annulant (en théorie) cette distorsion, si les tubes sont parfaits, si le transformateur est parfait et si le circuit est parfait (ce qui est malheureusement rarement le cas !).

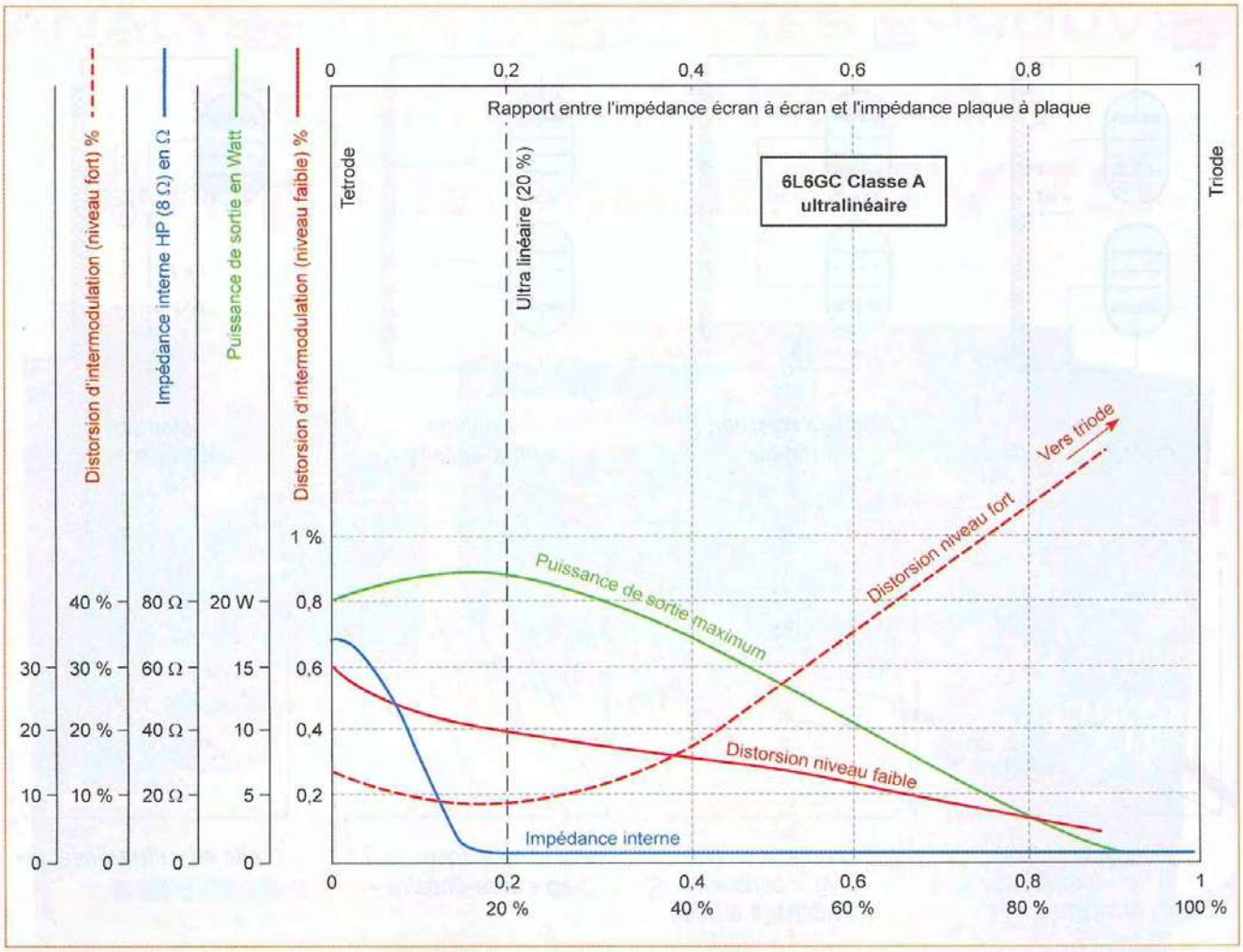
Le raisonnement élémentaire de Hafler et Keroe fut le suivant : puisqu'en déplaçant la prise « écran » aux deux positions extrêmes, on obtient des caractéristiques à courbure inverse, il doit exister un point intermédiaire de la prise « écran » sur le transformateur de sortie qui peut laisser espérer des courbes « super » droites (ultra-linéaires) ! Vous pouvez l'observer en **figures 3a** et **3b**.

Après avoir fabriqué un transformateur d'essais (**figure 4a**), les deux compères fabriquèrent un transformateur à prises médianes... Et cela a fonctionné ! Ils prirent rapidement un brevet et fondèrent en 1951 la société Acrosound.

Grâce à leur montage, ils avaient créé un nouveau tube, une sorte de super triode, possédant tous les avantages de la tétrode, en particulier une grande sensibilité d'entrée (ce qui soulage l'étage driver).

Surtout, ils constatèrent, qu'en déplaçant la prise « écran » le long de l'enroulement du transformateur, plusieurs phénomènes se produisaient :

- L'impédance interne du montage



5 *Courbes de puissance, distorsion, résistance interne. Push-pull classe A, 6L6GC ultra-linéaire prises « écran » à 20 % (d'après Hafler et Keroe)*

chutait brutalement et se maintenait à une valeur voisine de celle de la triode.

• La puissance de sortie maximum sans distorsion, c'est-à-dire avant écrêtage, augmentait doucement, puis redescendait environ **au tiers** de ce que l'on peut obtenir en montage tétrode.

• **La distorsion d'intermodulation** à faible niveau chutait brutalement, puis restait constante à une valeur moitié de celle du montage tétrode.

• À pleine puissance, cette même **distorsion d'intermodulation** diminuait légèrement, passait par un minimum pour une position de la prise « écran » sur le transformateur à environ 20 % de la valeur de l'enroulement (**figure 5**), puis croissait brusquement jusqu'à atteindre les valeurs élevées qui caractérisent les triodes (voilà pourquoi vous verrez rarement des mesures de distorsion d'intermodulation publiées pour les amplificateurs à triodes… c'est anti-commercial !).

Hafler et Keroe procédèrent à une multitude d'essais avec différentes tétrodes (6V6, 6L6/KT66, 6550/KT88, 807, etc.) et arrivèrent, en **classe « A »**, toujours au même résultat : la prise écran doit se trouver à environ 20 % de l'enroulement du transformateur de sortie par rapport à la haute tension pour un fonctionnement push-pull **classe « A »** (**figure 6**).

En classe « AB », la position moyenne de la prise « standard » se situe environ à 43 % du point milieu du transformateur. La figure 6 (reprise de l'article original pour 2/6L6 en push-pull **classe A**) résume les conclusions énoncées plus haut.

Il est spectaculaire de constater que l'impédance interne du montage chute vers des valeurs très faibles (0,5 Ω), ce qui assure un parfait amortissement du haut-parleur.

Tétrodes en pentodes ?

Ouvrons ici une parenthèse : le montage ultra-linéaire a été conçu pour des tétrodes à faisceau dirigé **et uniquement pour elles**. En effet, comme vous le savez (lire cours précédents), contrairement à une pentode, la tétrode à faisceau dirigé consomme un courant d'écran très faible (2 mA à 10 mA), voire quasi nul si elle est bien construite ! Cette bougresse est cependant très difficile à bien fabriquer !

La grille « écran » doit se situer **rigoureusement** à la **distance critique** et doit être bobinée au même pas que la grille de « commande ».

Comme l'écran est placé très près de la grille de « commande », elle doit avoir **ses spires rigoureusement** alignées sur cette dernière afin de ne capter que très peu d'électrons.

Ce type de tube, créé en 1936 avec la

6L6 et dérivé depuis d'après le même gabarit en 6550/KT88, 807, etc., présente tous les avantages de la pentode (grande sensibilité), sans en avoir les inconvénients en audio, surtout en terme de distorsion harmonique (harmoniques pairs dominants comme pour la triode).

Mais attention au tube qui est mal construit (c'est malheureusement souvent le cas aujourd'hui avec les nombreux tubes affublés de marques ronflantes et fabriqués à la va-vite, on ne sait trop où !) ou qui a mal vieilli.

Dans ce cas, les spires de l'écran ne sont plus dans l'axe des spires de la grille de « commande », avec pour conséquences un fort courant d'écran et un taux d'harmoniques impairs qui grimpe comme une flèche.

Il arrive même parfois que, dans un tube mal construit, les spires de l'écran portées à haute tension viennent au contact de la grille de « commande » en se dilatant avec la température... Bonjour les dégâts !

Certaines marques de tubes sont de véritables tueuses d'amplificateurs. Aussi, ne les achetez pas n'importe où. Faites confiance au constructeur de votre appareil qui, lui, a tout intérêt à vous les fournir en parfait état de fonctionnement.

L'ultra-linéaire peut être utilisé avec des pentodes (EL34), la prise « écran » sur le transformateur se situe entre 30 % et 40 %, selon la classe de fonctionnement (A ou AB). Conrad Johnson utilise souvent des EL34 sur ses amplificateurs avec des résultats plus que positifs.

Le transformateur ultra-linéaire

La marque de transformateurs Acrosound créée en 1951 par Hafler et Keroe devint célèbre dans le monde entier. Ils sont encore très recherchés aujourd'hui.

Si vous en trouvez un qui traîne sur un amplificateur, empressez-vous de le récupérer et fabriquez-vous un ultra-linéaire en vous inspirant des schémas « Dynac », autre firme créée par David Hafler après son divorce d'avec Keroe.

On a fait peu de progrès aujourd'hui, fabriquer un bon transformateur ultra-linéaire demeure un vrai casse-tête !

De nombreuses firmes et non des moindres se sont cassé les dents sur ce principe apparemment simple, mais qui, en réalité, est bougrement compliqué.

Il faut bien le dire, l'explication simpliste qui est à l'origine de la découverte, si elle est physiquement exacte, est mathématiquement archi-fausse ! D'où les centaines d'articles publiés par la suite. Ce qui, entre nous soit dit, devait bien faire rire Hafler et Keroe qui avaient peut-être (on ne le saura jamais) tout compris ! Quelle importance ?

Pour résumer, il faut comprendre que le « basculement ultra-linéaire » de la caractéristique de la tétrode à celle de la triode n'est pas uniquement dû à une contre-réaction sur la grille « écran » du tube, comme on le croyait au départ, mais à une combinaison complexe réaction/contre-réaction dépendant d'une masse de facteurs éminemment variables !

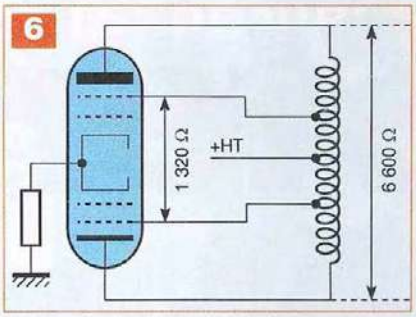
Cette réaction/contre-réaction est, en effet, prélevée aux bornes d'une inductance, elle-même parcourue par une composante qui est une résultante de l'effet même de cette réaction complexe (c'est le chien qui se mord la queue...).

De quoi s'arracher les cheveux !

Plus grave encore, si la composante de réaction prend le dessus (transformateur mal « fagotté »), vous aurez créé un parfait oscillateur. Et pour couronner le tout par le couplage entre les deux demi-primaires du transformateur, vous aurez de toute façon une réaction sur la grille opposée de la deuxième branche du push-pull... re-oscillation ! Je pense que vous comprenez maintenant pourquoi les mathématiciens se sont frotté les mains et cassé le nez...

L'entrée en oscillation à haute fréquence de ce circuit est la terreur des concepteurs d'amplificateurs ultra-linéaires et celle des fabricants de transformateurs. Mais le principe donne des résultats tellement extraordinaires lorsqu'il est bien maîtrisé que William Conrad et Lewis Johnson décidèrent, en 1975, de le réactualiser, parce que des solutions existent.

6



Montage ultra-linéaire de deux 6L6GC/KT66 en classe A avec la valeur optimale des impédances de charges, transformateur 6600 Ω, prises « écran » à 20 %, soit 1320 Ω (d'après l'original de Hafler et Keroe)

Les solutions

• **Tout d'abord, le transformateur.**

Il faut que les deux demi-primaires soient couplés de la façon la plus « lâche » possible, sans toutefois nuire au principe du push-pull afin d'éviter l'effet de réaction d'un écran sur l'autre... Plus facile à dire qu'à faire !

• **Ensuite, le circuit.**

Il devra être étudié afin que, par le jeu d'une ou plusieurs lignes de contre-réactions et par certaines rotations de phase introduites à dessein dans le circuit, on puisse compenser la phase de la réaction/contre-réaction appliquée sur les écrans par la prise intermédiaire du transformateur de sortie (réalisable uniquement par tâtonnements et expérimentations, ce qui demande une certaine dose de patience...).

Après avoir triomphé de ces épreuves, qu'obtient-on ? Un **résultat** incroyable !

Lorsqu'on regarde le schéma d'un amplificateur ultra-linéaire, on est toujours surpris par l'**extrême simplicité apparente** du circuit. Comme il a très peu de composants, ce sont des amplificateurs d'une robustesse et d'une fiabilité à toute épreuve. La pièce maîtresse est le transformateur de sortie. Lequel, bien entendu, cache jalousement ses secrets de fabrication.

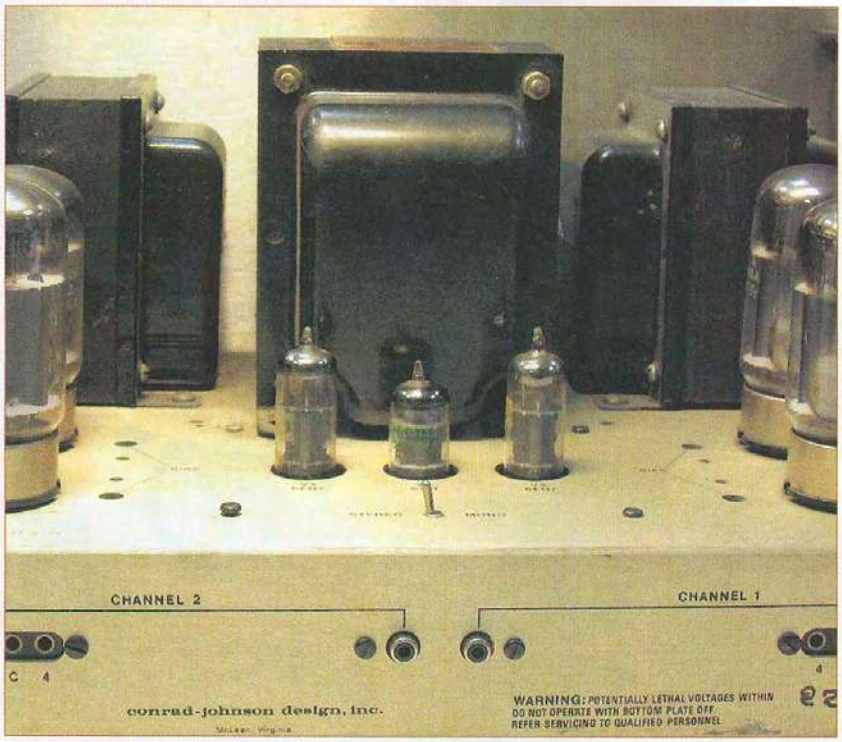
Dans notre prochain numéro, nous étudierons dans le détail le circuit du MV75 dont la simplicité apparente cache de nombreuses astuces.

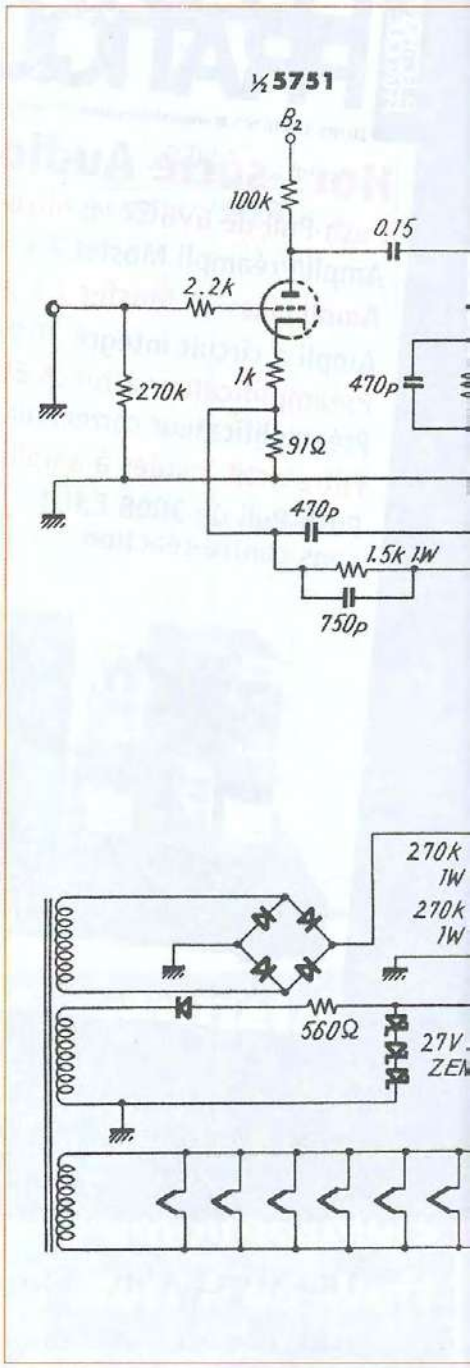
À bientôt

R. Bassi

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Conrad Johnson Amplificateur MV75





Deuxième partie de notre étude portant sur le MV75 de Conrad Johnson au cours de laquelle nous allons analyser le circuit électronique.

D'emblée, il convient de mettre un bémol à toutes les restrictions que nous avons décrites concernant le transformateur de sortie.

De nos jours, les fabricants de transformateurs ultra-linéaires ont parfaitement maîtrisé les problèmes. Vous pouvez donc, en toute confiance, acquérir un transformateur « UL » prévu pour le type de tube que vous utiliserez (EL84, EL34, 6550/KT88, KT66/6LCGC, etc.).

Vous pourrez même certainement l'utiliser tel quel en ignorant les corrections de phase introduites dans le schéma du MV75. Cela dit, étudions la bête, voulez-vous ?

Le circuit MV75

Malgré sa simplicité apparente (**figure 7**), ce schéma comporte un certain nombre d'astuces destinées à linéariser la courbe de réponse et à éviter les oscillations.

Tout d'abord, l'entrée. La lampe préamplificatrice est une 5751 !

Pas de panique, ce n'est qu'une simple 12AX7/ECC83 renforcée. Utilisez une 12AX7S ou une E83CC, les résultats seront identiques.

En sortie du premier étage chargé par une résistance de 100 kΩ, un condensateur de 0,15 µF « attaque » la grille à la 6FQ7/6CG7 (équivalence proche hors le filament alimenté en 12 V, 12BN7, 12AU7/ECC82). Une résistance de 1 MΩ sert de fuite de « grille » à la 6FQ7. Tiens ! Cette résistance est schuntée par un condensateur de 470 pF.

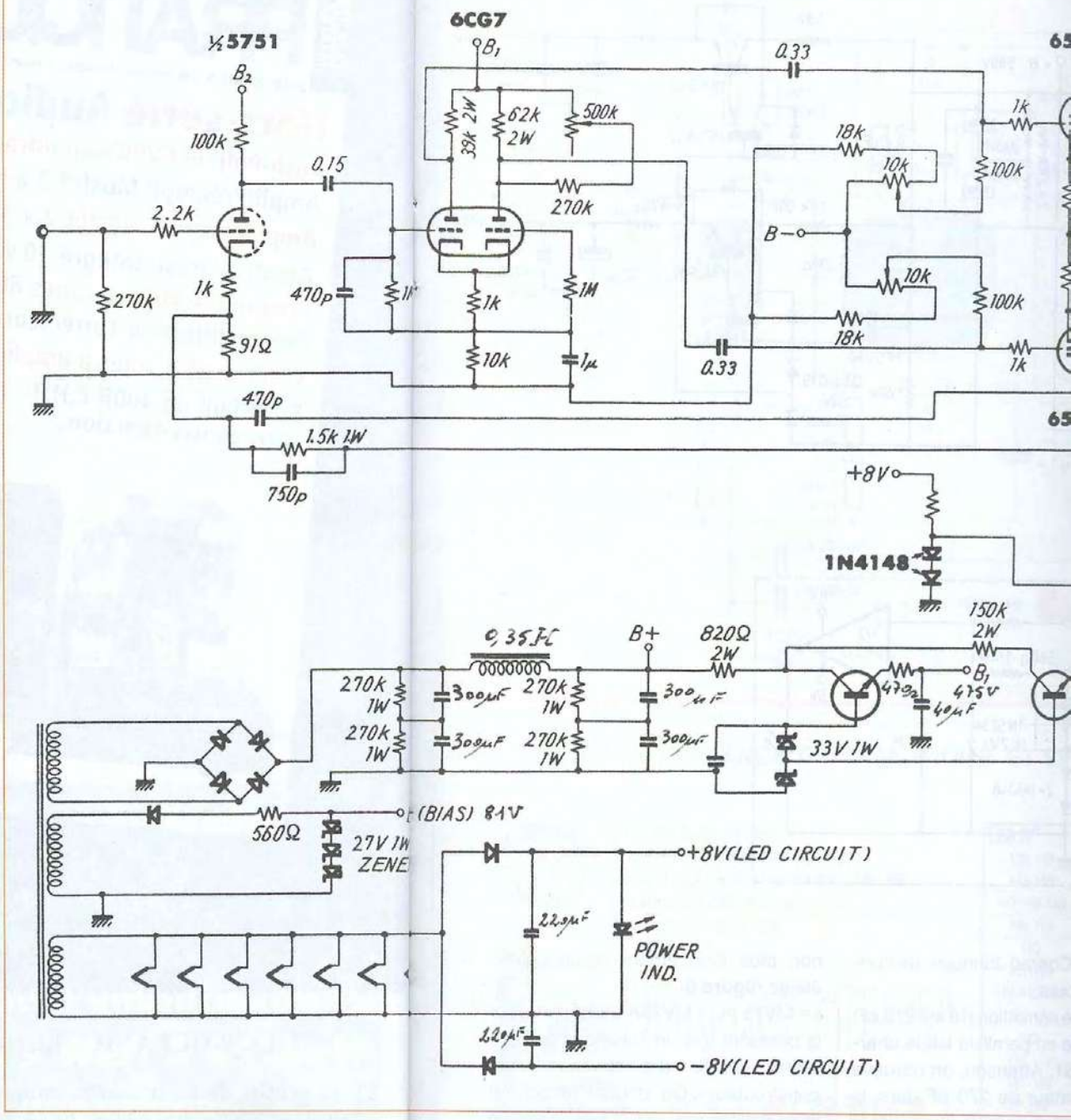
« Ils sont fous ! », va s'écrier celui qui n'a pas lu le début de cet article. En effet, cette cellule amène une atté-

DES

ROUVÉS

ohnson ateur 5

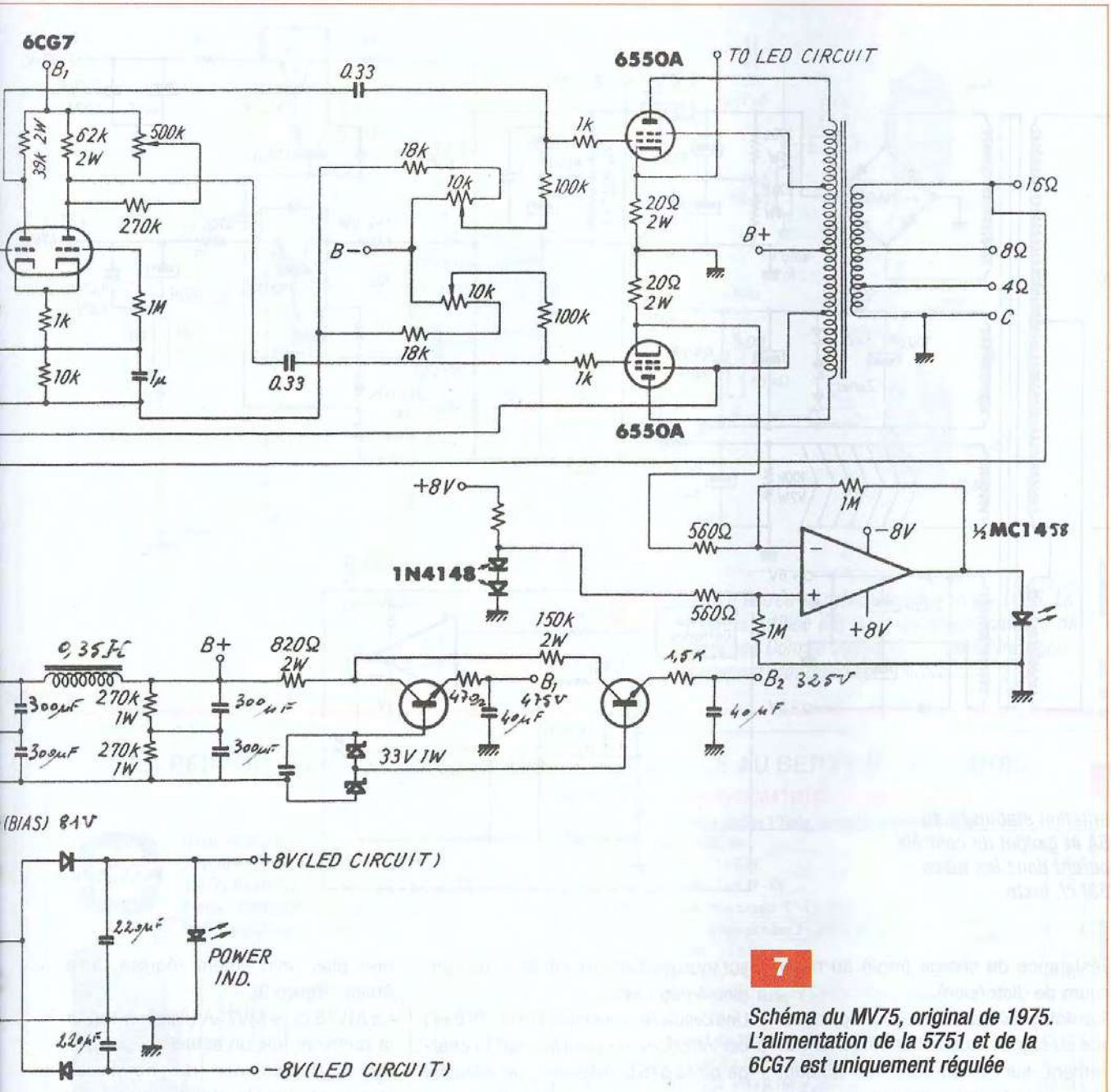
étude portant au cours de laquelle it électronique.



s de phase introduites dans le
a du MV75. Cela dit, étudions
voulez-vous ?

rcuit MV75

sa simplicité apparente (**figu-**
e schéma comporte un certain
d'astuces destinées à linéari-
courbe de réponse et à éviter
llations.
abord, l'entrée. La lampe pré-
catrice est une 5751 !
e panique, ce n'est qu'une
12AX7/ECC83 renforcée.
Utilisez une 12AX7S ou une E83CC, les résultats seront identiques.
En sortie du premier étage chargé par une résistance de 100 kΩ, un condensateur de 0,15 µF « attaque » la grille à la 6FQ7/6CG7 (équivalence proche hors le filament alimenté en 12 V, 12BN7, 12AU7/ECC82). Une résistance de 1 MΩ sert de fuite de « grille » à la 6FQ7. Tiens ! Cette résistance est schuntée par un condensateur de 470 pF.
« Ils sont fous ! », va s'écrier celui qui n'a pas lu le début de cet article. En effet, cette cellule amène une atténuation monstrueuse du registre aigu (à partir de 2000 Hz) et une effarante rotation de phase… Eh bien oui, c'est fait exprès ! Il s'agit d'une des fameuses corrections anti-oscillations du circuit ultra-linéaire.
Mais observez bien le schéma. Afin de compenser la perte en aigus introduite par la cellule, vous trouvez un autre condensateur de 470 pF relié, d'une part, à la résistance de 91 Ω de la cathode de la 5751 et, **d'autre part, à l'écran d'une des 6550A** de sortie. C'est **une réaction** dont la phase va varier en fonction de celle sur l'écran. Il est évide
deux condensateurs de
lule et réaction) doivent
valeur rigoureusement ide
que cela fonctionne.
Sur cette même résistan
est appliquée une con
classique prise sur le se
transformateur de sortie
Elle est contrôlée par une
de 1,5 kΩ shuntée par un
teur de 750 pF, selon la
mule de David Hafler a
toute contre-réaction : l
condensateur (en µF), mis



7

Schéma du MV75, original de 1975. L'alimentation de la 5751 et de la 6CG7 est uniquement régulée

nuation monstrueuse du registre aigu (à partir de 2000 Hz) et une effarante rotation de phase… Eh bien oui, c'est fait exprès ! Il s'agit d'une des fameuses corrections anti-oscillations du circuit ultra-linéaire.

Mais observez bien le schéma. Afin de compenser la perte en aigus introduite par la cellule, vous trouvez un autre condensateur de 470 pF relié, d'une part, à la résistance de 91 Ω de la cathode de la 5751 et, **d'autre part, à l'écran d'une des 6550A** de sortie. C'est **une réaction** dont la phase va varier en fonction de celle sur l'écran. Il est évident que les deux condensateurs de 470 pF (cellule et réaction) doivent être d'une valeur rigoureusement identique pour que cela fonctionne.

Sur cette même résistance de 91 Ω, est appliquée une contre-réaction classique prise sur le secondaire du transformateur de sortie (prise 16 Ω). Elle est contrôlée par une résistance de 1,5 kΩ shuntée par un condensateur de 750 pF, selon la célèbre formule de David Hafler applicable à **toute contre-réaction** : le produit du condensateur (en µF), mis en parallèle sur la résistance de contre-réaction, doit être égal à environ 1.

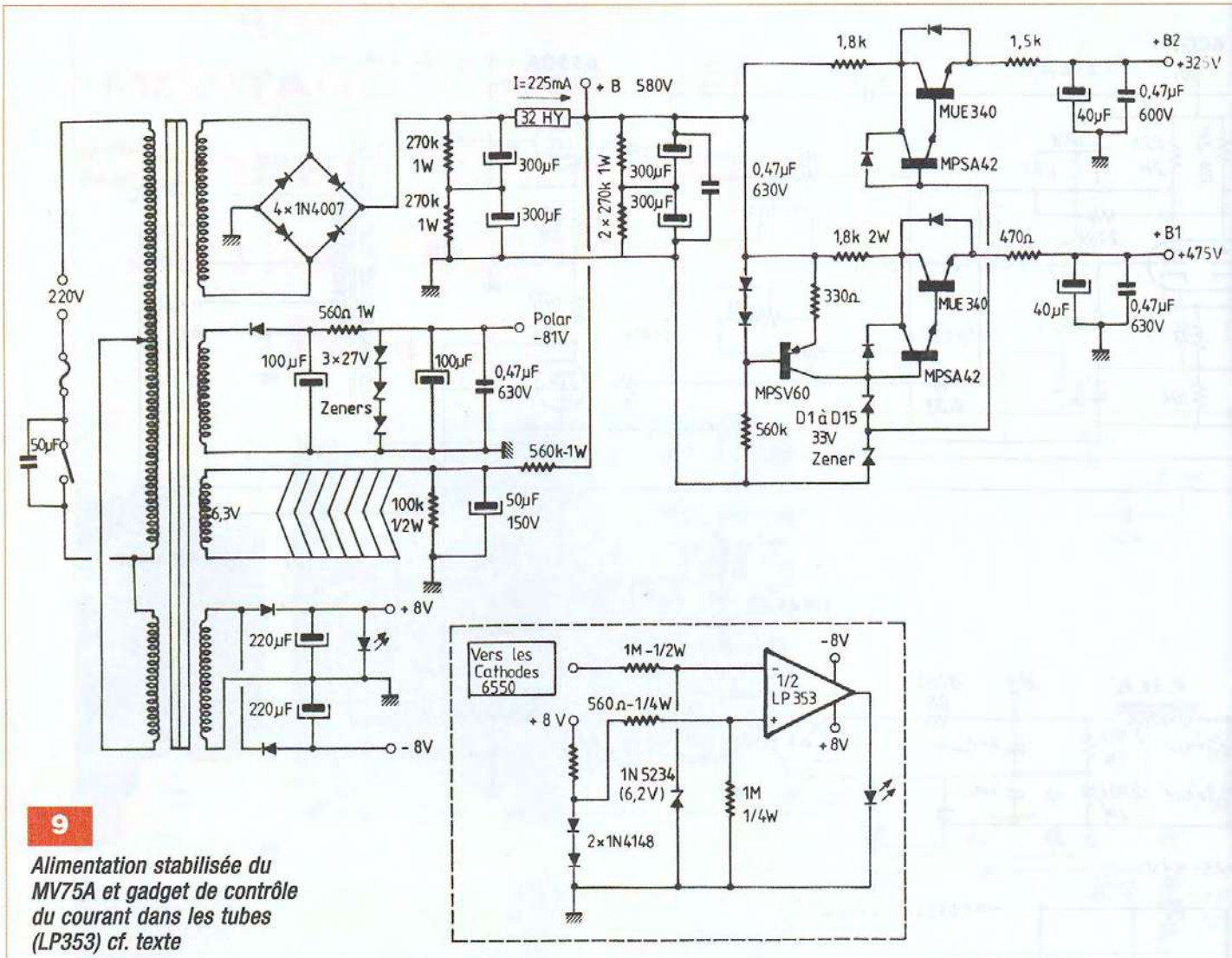
$$C\ (\mu F) \times R(\Omega) \cong 1$$

Dans le cas du MV75,

C = 750 pF et R = 1500 Ω

0,000750 x 1500 = 1,12

L'inverseur de phase et driver (6FQ7/6CG7) est un classique inverseur de Schmidt. Le potentiomètre de 500 kΩ permet d'égaliser le niveau du signal pour les deux branches du push-pull. Ce réglage est très pointu en ultra-linéaire. Il doit se faire avec un distorsiomètre connecté en sortie d'amplificateur aux bornes d'une



9

Alimentation stabilisée du MV75A et gadget de contrôle du courant dans les tubes (LP353) cf. texte

résistance de charge (réglé au minimum de distorsion).

Le débit d'écran, qui est proportionnel au signal, va en effet influer directement sur le courant de plaque, donc sur le taux complexe réaction/contre-réaction d'écran.

Du MV75 (de 1975) au MV75A (de 1976)

Le circuit de base du MV 75, en particulier l'inverseur de phase, fut rapidement modifié car il avait tendance à introduire un léger ronflement sur les modèles d'origine.

De plus, l'idée fut d'ôter une constante de temps en supprimant le condensateur de 0,15 µF et en utilisant une liaison directe entre la 5751 et la première 6FQ7. Le schéma définitif est reproduit en **figure 8**.

Cet inverseur de phase a été utilisé sur tous les Conrad Johnson, de l'origine à nos jours.

Une cellule de correction (18 kΩ/270 pF) est introduite en parallèle sur la charge de la 5751. Attention, on retrouve un condensateur de 270 pF dans la ligne de réaction écran/cathode de la 5751 afin de compenser la bande passante.

La résistance de 1 MΩ **n'est plus** la résistance de fuite de la 6FQ7.

Elle ne sert qu'à égaliser la tension positive sur les deux grilles au repos. Le condensateur de 4,7 µF met à la masse en alternatif la grille de la seconde 6FQ7, comme dans tout Schmidt qui se respecte.

Attention, les charges de la 6FQ7 ont changé, ainsi que la résistance des cathodes (2 x 10 kΩ), ce qui ne peut que parfaire la symétrie du montage.

L'alimentation du MV75A a, elle aussi, évolué. Elle est stabilisée et non plus uniquement régulée, luxe oblige (**figure 9**).

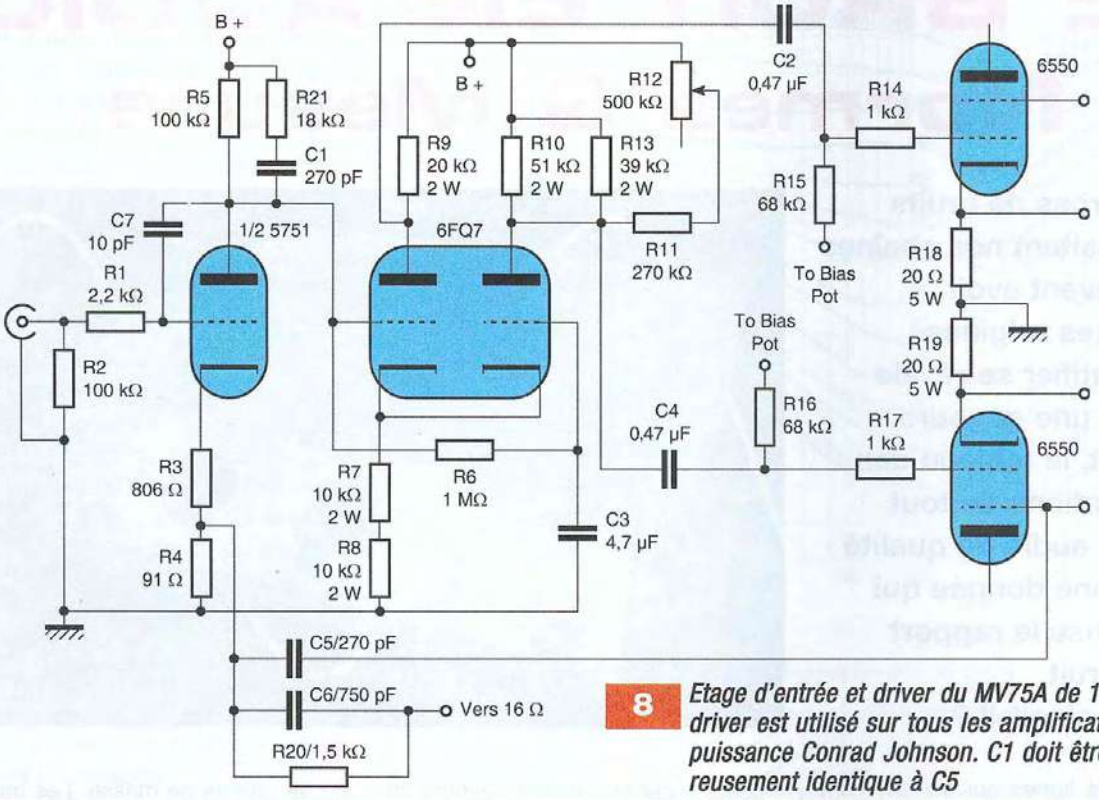
Le MV75 et le MV75A utilisèrent pour la première fois un astucieux gadget, repris depuis par de nombreux constructeurs. Un double ampli OP (circuit intégré), MC1558 dans le MV75, LF353 dans le MV75A et TL071 dans les versions actuelles, mesure en permanence le débit des tubes de puissance et signale le courant correct par l'extinction d'une led basique. Très amusant et décoratif !

De l'art de s'inspirer

Si vous mettez au point un amplificateur ultra-linéaire, inspirez-vous des astuces employées dans le MV75, vous ne serez pas déçu !

À bientôt

R. Bassi



8 *Etage d'entrée et driver du MV75A de 1976. Le driver est utilisé sur tous les amplificateurs de puissance Conrad Johnson. C1 doit être rigoureusement identique à C5*

LA PERFORMANCE AERONAUTIQUE ET SPATIALE AU SERVICE DE L'AUDIO

ACEA

6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
Tél 05 61 07 55 77 / Fax 05 61 86 61 89
E-mail : contactacea@acea-fr.com
Web : www.acea-fr.com

PROMOTION

- 15 % SUR LES TUBES

JUSQU'AU 30 AVRIL 2008

DE NOMBREUX AUTRES PRODUITS SONT DISPONIBLES SUR DEMANDE
FOURNITURE DE CES PRODUITS EN KITS: Frais de port offert !

SELF

LED 146-152	EI/10H	58,00 €	LED 161-162 7H	47,50 €
LED 151-170	Circuit C/3H	47,50 €	LED 175 Torique	30,50 €

LAMPES UNITAIRES

5725 CSF + sup. (par 10 et +)	8,40 €
6005 CSF + sup. (par 10 et +)	15,00 €
ECC81, ECC82, ECC83	10,00 €
EF86	20,00 €
ECF82	15,00 €
EZ81	16,60 €
ECL86 Philips	17,50 €
GZ32	19,00 €

Port lampes de 1 à 4 : 10.00€
de 5 à 10 : 12.00€

LAMPES APPAIREES

EL34 Tesla ou EH	35,00 €
845 Chine	110,00 €
300B Sovtek	200,00 €
KT90	120,00 €
KT88 EH	69,00 €
6550 EH	58,00 €
6L6 EH	35,00 €
6V6 EH	27,00 €
6SN7 EH	29,00 €
EL84 EH	26,00 €

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Faible induction 1 Tesla - primaire 230V avec écran

LED N°	Secondaires	Prix TTC
136-140	2 x 225V - 2 x 6.3V	84,50 €
146-150	2 x 380V - 2 x 6.3V - 5V	97,00 €
147-148-188	Préampli tubes circuits "C" 2 x 220V - 2 x 6.3V	79,50 €
149-158	ALIM H.T./Préampli tubes 2 x 300V - 2 x 6.3V	82,50 €
152	2 x 300V - 2 x 6.3V	103,00 €
157-160	380V + 6.3v + 4 x 3.15V	96,00 €
161-162-163	Prim. 220V/230V - Ecran - 2 x 330V - 6.3V en cuve	185,50 €
172-173	Sec. 2 x 12V	89,50 €
163	Filtre actif 2 x 240V + 12V	57,00 €
166-170	Ecran - Sec. 2 x 230V + 6.3V - 4.5A	92,00 €
167-169	400V + 6.3V + 4 x 3.15V + 75V	110,00 €
EP 299	340 V - 4 x 3.15 V - 75 V - 6.3 V	87,50 €
EP 305	300 V - 9 V - circuit C	77,00 €
EP HS 11/06	Ampli 300B - 350 V - 75 V - 6.3 V - 4 x 5 V - En cuve	142,00 €

TRANSFORMATEURS DE SORTIE

LED n°	Imp. Prim	Imp. Sec	Puissance	Prix TTC
138	5000Ω	4/8Ω	5W	55,00 €
140-170-175	1250Ω	8Ω	Single 20W	85,50 €
145	625Ω	4/8Ω	Single 40W	110,00 €
146-150	6600Ω	4/8Ω	50W	110,00 €
152	2,3/2,8/3,5KΩ	4/8/16Ω	30W circuit C en cuve	227,00 €
157-160-169	3800Ω	4/8/16Ω	80W	110,00 €
159-171-173	3500Ω	4/8Ω	15W Circuit C en cuve	150,50 €
161-162	Single 845 . 8000Ω	4/8Ω	60 W - Circuit C en cuve	264,00 €
EP HS 11/06	PP 300B - 3000Ω	4/8Ω	30 W - En cuve	149,50 €

SUPPORTS

Noval ou octal chassis	4,60 €
Noval CI	3,30 €
Octal CI	4,60 €
4 cosses "300B"	9,90 €
Jumbo 845 arg.	18,00 €
Noval CI 7 broches	3,30 €

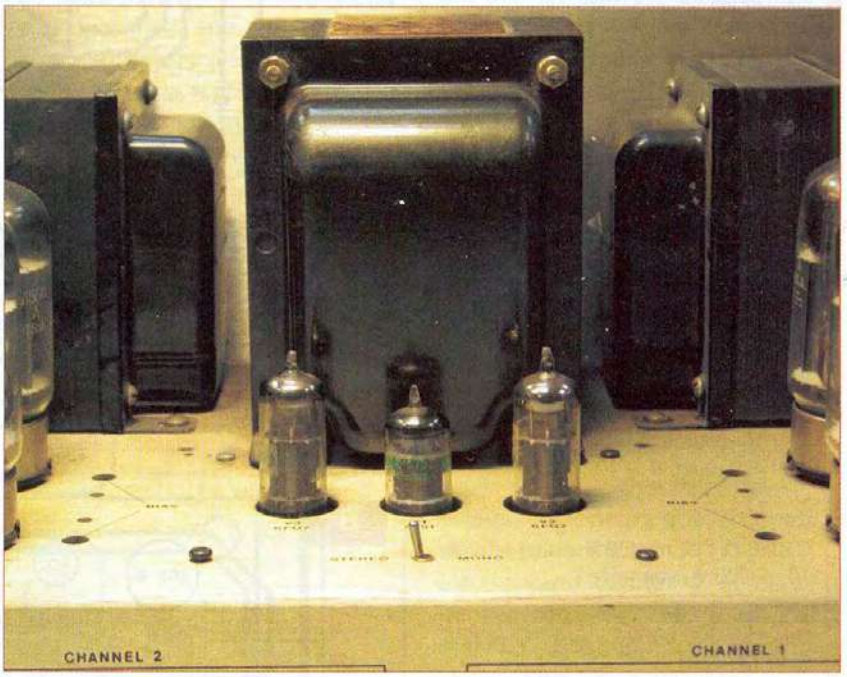
CONDENSATEURS

1500µF 350V	27,40 €
2200µF 450V	53,40 €
470µF 450V	16,00 €
470µF 500V	30,00 €
150000µF 16V	33,50 €
47000µF 16V	15,00 €

Port : 16€ le 1er transfo + 6.00€ par transfo supplémentaire
Minimum de facturation 50€ TTC sinon frais de traitement 6.50€

LES PERTURBATIONS AUDIO
Comment les supprimer ?

Depuis plusieurs mois, en complément de notre série de cours sur les tubes électroniques en audio, nous passons en revue une série de grands classiques des années 60 et 70. Il est aujourd'hui temps de marquer une pause pour répondre aux difficultés dont nous font part des lecteurs audiophiles en termes de ronflements, buzz et autres bruits aussi bizarres que déplaisants.



Tout une série de perturbations sont classiques en audio mais néanmoins aisées à supprimer. Nous commencerons par l'une des plus fréquentes, à savoir les ronflements.

Les ronflements

En premier lieu, il convient de repérer la hauteur du ronflement.

S'il est à 50 Hz, il s'agit très certainement d'un rayonnement du secteur EDF causé par le transformateur d'alimentation, les conducteurs acheminant le 50 Hz alternatif vers le(s) redresseur(s), ainsi que vers les filaments des tubes. Ne pas oublier que les filaments consomment beaucoup de courant - de 0,2 A à 0,6 A pour les tubes amplificateurs en tension et de 0,5 A à 1,5 A pour les tubes de puissance et la valve, d'où un fort rayonnement à 50 Hz. Lorsque vous avez quatre tubes amplificateurs en tension (12AX7, 12AU7, ECC88) et quatre tubes de puissance pour un double push-pull en stéréo (6L6, 6550, EL34, etc.), pensez que la consommation totale va s'établir aux environs de 5 A rien que pour leur chauffage !

La section de la « ligne » des filaments doit être de l'ordre de 2,5 mm², bien torsadée et placée au plus près du châssis, ce dernier de préférence en **acier** (nous verrons le pourquoi un peu plus loin).

Si votre ronflement est à 100 Hz, c'est certainement l'alimentation haute tension et les lignes de « retour » vers la masse qui sont en cause.

Le transformateur d'alimentation

• Dimensions

Il doit être convenablement dimensionné. S'il est trop petit, il va chauffer et, pire, le fer va se saturer à chaque alternance, d'où le rayonnement (inévitable). **Les transformateurs** d'alimentation **de qualité sont munis d'un « écran »** (spire en court-circuit) qui doit absolument être relié à la masse générale de l'amplificateur (lire plus loin).

• Placement

Le transformateur d'alimentation doit toujours être **positionné « perpendiculairement »** aux transformateurs de sorties afin d'éviter les courants induits dans les enroulements des transformateurs de sorties par le champ à 50 Hz rayonné obligatoirement par le transformateur d'alimentation. Si cela est impossible, **éloigner** le transformateur d'alimentation **au maximum** des transformateurs de sorties (**photo ci-dessus**).

Le châssis

Il est recommandé de n'utiliser que des châssis en acier afin de profiter de l'**effet de blindage naturel** de ce métal.

À l'âge d'or de la radio, nos ancêtres employaient des châssis en cuivre ou en aluminium pour d'autres raisons. La principale était de ne pas influer sur l'impédance des nombreux bobinages utilisés pour l'accord.

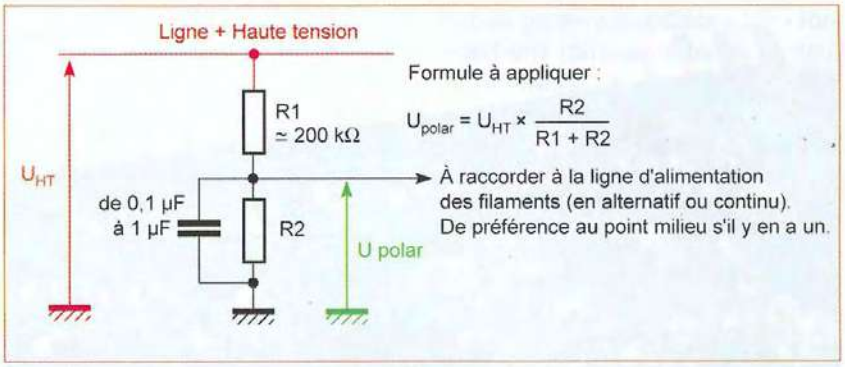
D'autre part, ils utilisaient le châssis « bon conducteur » comme retour de « masse ». Ce qui, en audio, est une hérésie, comme nous le verrons plus loin. Un châssis en cuivre (ou en aluminium) est un parfait écran électrostatique. Or, notre problème en audio réside dans les perturbations électromagnétiques, les perturbations électrostatiques étant minimes.

Éviter le bois pour les maquettes semble logique puisque, avec le bois ou les plastiques, il n'y a plus aucun blindage ni électromagnétique, ni électrostatique.

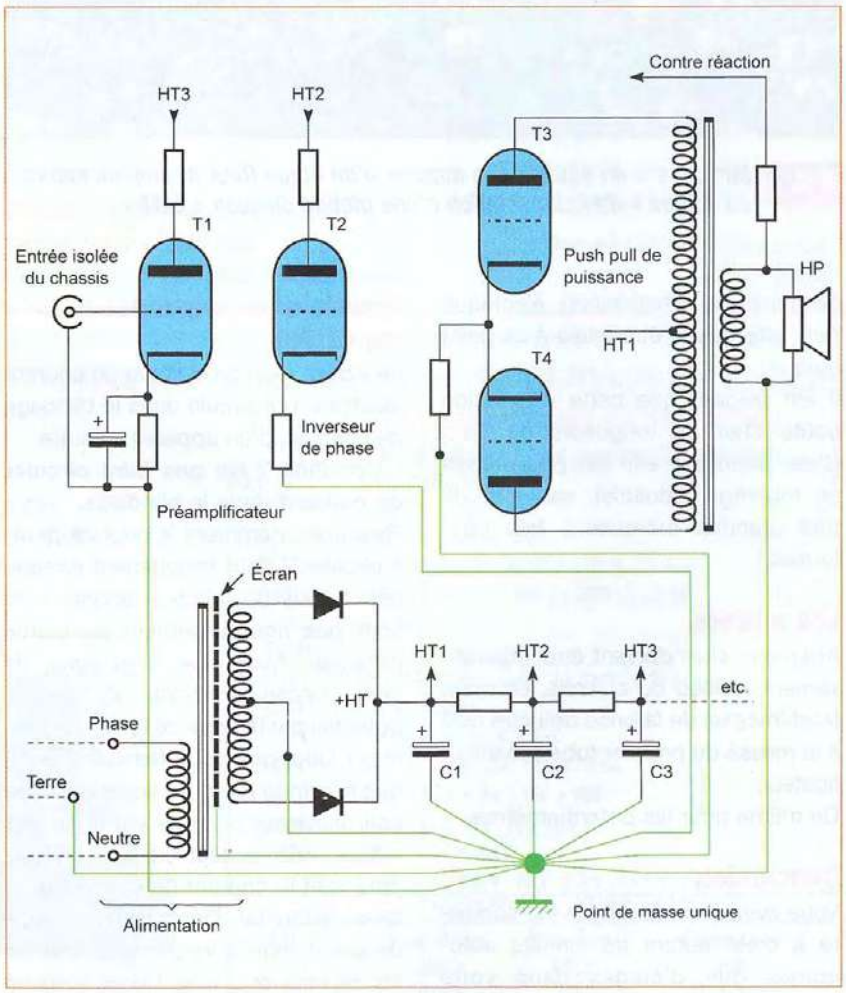
L'alimentation des filaments en courant continu

Bien que tous les tubes modernes à « chauffage indirect » (lire cours précédents) aient été prévus pour fonctionner en alternatif, il est parfois utile d'alimenter **les filaments des tubes préamplificateurs** en courant continu, non pas pour les tubes eux-mêmes (qui s'en moquent royalement) mais pour le câblage ! En effet, plus besoin de torsader les fils (pas de rayonnement). Mais attention, surtout en alimentation continue qui est obligatoirement référencée à la masse du montage, il est souvent nécessaire de « polariser » les filaments des tubes. Reportez-vous à nos précédents cours et observez la position du filament dans un tube. Ce dernier dépasse souvent de sa gaine. La cathode étant souvent très positive par rapport à la masse (polarisation automatique, déphaseur dit « cathodyne », déphaseur de Schmidt !), elle va se conduire comme une anode positive par rapport au filament relié à la masse.

Ceci est aussi valable en alimentation alternative du filament, lorsqu'une des extrémités de l'enroulement du transformateur, ou son point milieu, est à la masse. Le résultat ? Un courant parasite va s'établir entre le filament et la cathode. Conséquences ? Du souffle, voire un ronflement insupportable. Solution : **polariser le filament** afin de le rendre positif par rapport à la cathode (**figure 1**).



1 *Polarisation en tension continue des filaments des tubes préamplificateurs (12AX7, 12AU7, ECC88, etc.) d'un amplificateur de puissance*



2 *Plan de masse en étoile (amplificateur théorique)*

Le problème des masses

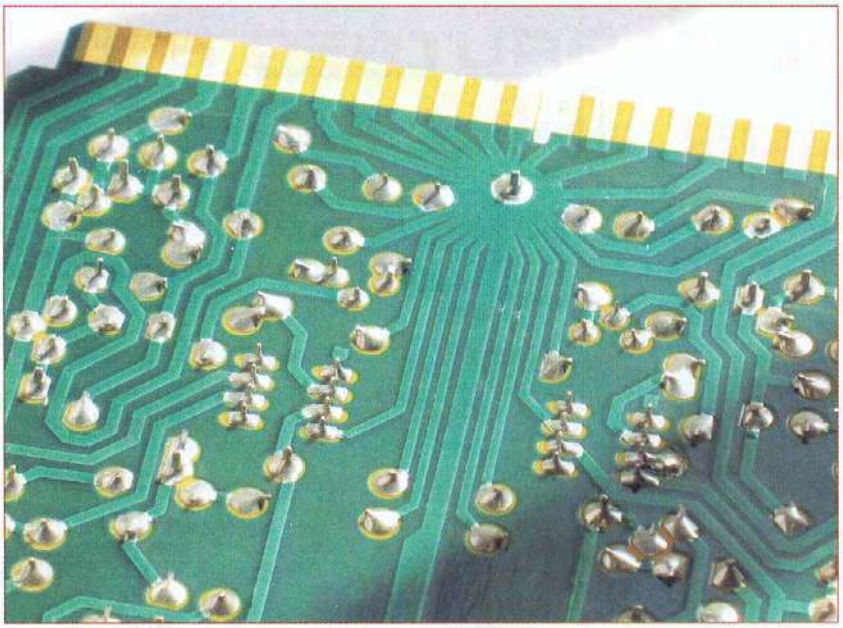
C'est certainement le point le plus important et le plus mal résolu dans la majorité des montages « bruyants », sans même compter les montages qui oscillent à très basse fréquence (motor-boating) ou à haute fréquence (souffle insupportable).

Les masses en « étoile »

C'est la règle d'or. Chaque circuit d'un montage audio doit avoir une « masse unique » n'appartenant qu'à lui seul. C'est logique, si vous superposez dans la même ligne de masse les courants de deux circuits différents, vous obtiendrez un « mélimélo ». Lequel est une source d'accrochages et de bruits, surtout si vous faites circuler ensemble le courant élevé de « retour de masse » des tubes de puissance et celui (bien faible) des tubes préamplificateurs.

Évitez donc la ligne de masse commune circulant autour du châssis (technique de nos grands-parents) et, pire, le retour de masse par le châssis.

La masse principale doit être reliée **en un seul point du châssis**. Toutes les masses doivent converger vers ce point (**figure 2** et **photo A**). La prise



A *Structure « en étoile » des masses d'un étage RIAA et amplificateurs de « ligne » de l'alimentation d'une platine disques « EMT »*

de terre de l'installation électrique doit, **elle aussi**, être reliée à ce point unique.
Il est évident que cette disposition coûte cher en longueurs de fils... C'est pourquoi, elle est peu utilisée en montage industriel, sauf par de très grandes marques... très coûteuses !

Les entrées

Attention, elles doivent être impérativement isolées du châssis. Le point froid (masse) de la prise doit être relié à la masse du premier tube préamplificateur.
De même pour les potentiomètres.

Conclusion

Vous avez compris que le jeu consiste à créer autant de circuits autonomes que d'étages dans votre amplificateur ou préamplificateur.
Là réside tout le secret d'un appareil silencieux en absence de signal !

Les buzzzz !

Ce bruit est le plus énervant et le plus traumatisant. Il apparaît même sur des appareils parfaitement construits. Plusieurs causes à ce problème qui agit sur les nerfs déjà à fleur de peau des ingénieurs du son en studio (pire encore en « live » !)

Premiers responsables : les câbles

Le « buzz » est produit par un courant aléatoire, qui circule dans le blindage des câbles, d'un appareil à l'autre.
La solution ? **Ne pas faire circuler de courant dans le blindage.**
Question : comment le courant peut-il circuler ? Tout simplement lorsque les châssis des deux « engins » ne sont pas rigoureusement au même potentiel. Mais, me direz-vous, ils sont nécessairement au même potentiel par la prise de terre ! Eh bien non ! Quoi que vous fassiez, il suffit que le réfrigérateur de votre voisin ou son téléviseur (voire le vôtre) ait une « fuite » de secteur sur son châssis pour que le courant (trop faible pour faire disjoncter l'installation) circule de son « engin » vers le vôtre par les fils de terre et... crac ! Vous avez un buzz !
Idée première (non recommandable) : **supprimer la terre** ! Ça marche, parfois mais pas souvent, car le neutre de votre compteur est, lui aussi, relié à la terre !
Deuxième tentative : après avoir déconnecté la terre, inverser le sens des prises afin que le « neutre » et la « phase » soient inversés. Cela fonctionne aussi, parfois, mais...
Il n'existe, en vérité, que deux solutions imparables.

Une solution possible

Elle consiste à ne réunir le blindage des fils de liaisons que d'un seul côté (**figure 3**), de l'amont vers l'aval. C'est pourquoi **certains câbles sont marqués d'une flèche**. Laquelle, contrairement à certaines affirmations entendues (oui ! oui!) chez des revendeurs, n'indique pas le sens des électrons dans le câble (je vous assure que les électrons se moquent éperdument de la flèche !), mais uniquement le sens de branchement (toujours de la source vers l'appareil quel qu'il soit).
Malheureusement, malgré ces câbles, le « buzz » peut persévérer car l'appareil auquel vous le connectez a certainement ses prises d'entrées non isolées du châssis, donc de la terre ! Et c'est reparti...

Une solution radicale

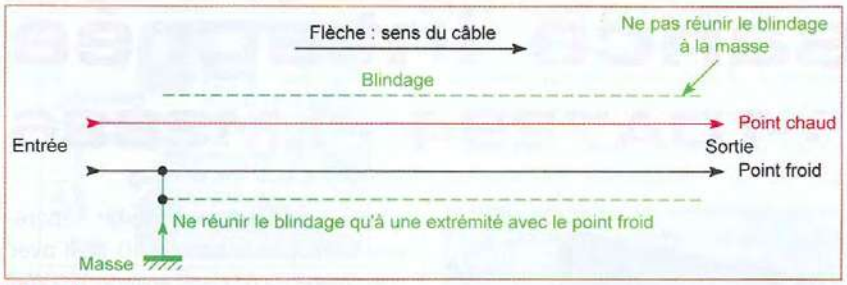
Elle est utilisée dans tous les studios : **le transformateur d'isolement**.
Ici, plus de terre, ni de phase, ni de neutre, l'alimentation est dite « flottante ». À un point tel que, si vous mettez un doigt dans la prise (pas deux !), vous ne risquez absolument rien.
Avant d'utiliser cette solution idéale (mais extrême), essayez de chasser le « buzz » en soignant vos câbles de liaisons et votre câblage (câbles « deux conducteurs + masse», le câble « micro » est idéal pour cet usage).

Le câblage

Si vous utilisez des fils blindés pour acheminer la modulation à l'intérieur de votre « engin », **ne réunissez jamais** les deux extrémités à la masse, soit du potentiomètre, soit de l'étage que votre câble attaque. Dans le cas de l'entrée, voyez la figure 3, elle vaut tous les discours !
Attention, il vous faut absolument **un câble « deux conducteurs + masse »**.

Les interfaces radio et téléphones portables

Énervant ! Pour les portables, pas grand-chose à faire sinon... les jeter à la poubelle ! Mais au sujet de la radio qui se surperpose à votre disque vinyle ou votre CD, on peut agir.



3 *Câblage des câbles de liaisons blindés (deux conducteurs + masse*

Interférence à l'entrée

Problème fréquent surtout **s'il y a beaucoup de gain**. Si vous n'avez pas de chance, le signal radio est capté par accord entre les capacités parasites et les inductances parasites du montage (on capte très bien les ondes courtes !). **La détection s'effectue par les soudures !** Solution : une micro-self de blocage.

En série avec l'entrée, installez une résistance de 1 Ω autour de laquelle vous aurez bobiné dix spires de fil rigide isolé. Soudez les deux extrémités de votre micro-self aux pattes de la résistance et **reliez le tout à la grille du tube d'entrée**. Cela devrait suffire, sauf si vous vous trouvez à moins de cent mètres d'un émetteur amateur hyper puissant. Seule solution alors : avertir le propriétaire de l'émetteur !

Radio captée par la ligne de contre-réaction

Ce problème est plus fréquent que l'on ne pense. **Les câbles « HP » forment une parfaite antenne** (surtout en bicâblage). Le signal transite par le circuit de contre-réaction, il est détecté par la non-linéarité du circuit et amplifié joyeusement. Ici encore, la seule solution est la self (vingt spires enroulées autour d'un crayon) en série sur l'une des bornes de la sortie haut-parleur de l'amplificateur. Très souvent, il n'y a pas de détection. Ce que vous entendez est une sorte de souffle très désagréable. L'amplificateur n'est pas en cause, il capte !

En conclusion

Ne vous affolez pas et surtout ne vous créez pas de faux problèmes ! Tous ces phénomènes sont connus et, moyennant un raisonnement logique, vous pouvez les terrasser.

Bonne écoute sans buzz !

R. BASSI

LA PERFORMANCE AERONAUTIQUE ET SPATIALE AU SERVICE DE L'AUDIO

ACEA

6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
Tél 05 61 07 55 77 / Fax 05 61 86 61 89
E-mail : contactacea@acea-fr.com
Web : www.acea-fr.com

DE NOMBREUX AUTRES PRODUITS SONT DISPONIBLES SUR DEMANDE
FOURNITURE DE CES PRODUITS EN KITS: Frais de port offert !

SELF

LED 146-152	EI/10H	58,00 €	LED 161-162 7H	47,50 €
LED 151-170	Circuit C/3H	47,50 €	LED 175 Circuit C	30,50 €

LAMPES UNITAIRES

5725 CSF + sup. (par 10 et +)	8,40 €
6005 CSF + sup. (par 10 et +)	15,00 €
ECC81, ECC82, ECC83	10,00 €
EF86	20,00 €
ECF82	15,00 €
EZ81	16,60 €
ECL86 Philips	17,50 €
GZ32	19,00 €

Port lampes de 1 à 4 : 10.00€
de 5 à 10 : 12.00€

LAMPES APPAIREES

EL34 Tesla ou EH	35,00 €
845 Chine	110,00 €
300B Sovtek	200,00 €
KT90	120,00 €
KT88 EH	69,00 €
6550 EH	58,00 €
6L6 EH	35,00 €
6V6 EH	27,00 €
6SN7 EH	29,00 €
EL84 EH	26,00 €

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Faible induction 1 Tesla - primaire 230V avec écran

LED N°	Secondaires	Prix TTC
136-140	2 x 225V - 2 x 6.3V	84,50 €
146-150	2 x 380V - 2 x 6.3V - 5V	97,00 €
147-148-188	Préampli tubes circuits "C" 2 x 220V - 2 x 6.3V	79,50 €
149-158	ALIM H.T./Préampli tubes 2 x 300V - 2 x 6.3V	82,50 €
152	2 x 300V - 2 x 6.3V	103,00 €
157-160	380V + 6.3v + 4 x 3.15V	96,00 €
161-162-163	Prim. 220V/230V - Ecran - 2 x 330V - 6.3V en cuve	185,50 €
172-173	Sec. 2 x 12V	89,50 €
163	Filtre actif 2 x 240V + 12V	57,00 €
166-170	Ecran - Sec. 2 x 230V + 6.3V - 4.5A	92,00 €
167-169	400V + 6.3V + 4 x 3.15V + 75V	110,00 €
EP 299	340 V - 4 x 3.15 V - 75 V - 6.3 V	87,50 €
EP 305	300 V - 9 V - circuit C	77,00 €
EP HS 11/06	Ampli 300B - 350 V - 75 V - 6.3 V - 4 x 5 V - En cuve	142,00 €

TRANSFORMATEURS DE SORTIE

LED n°	Imp. Prim	Imp. Sec	Puissance	Prix TTC
138	5000Ω	4/8Ω	5W	55,00 €
140-170-175	1250Ω	8Ω	Single 20W	85,50 €
145	625Ω	4/8Ω	Single 40W	110,00 €
146-150	6600Ω	4/8Ω	50W	110,00 €
152	2,3/2,8/3,5KΩ	4/8/16Ω	30W circuit C en cuve	227,00 €
157-160-169	3800Ω	4/8/16Ω	80W	110,00 €
159-171-173	3500Ω	4/8Ω	15W Circuit C en cuve	150,50 €
161-162	Single 845 . 8000Ω	4/8Ω	60 W - Circuit C en cuve	264,00 €
EP HS 11/06	PP 300B - 3000Ω	4/8Ω	30 W - En cuve	149,50 €

SUPPORTS

Noval ou octal chassis	4,60 €
Noval CI	3,30 €
Octal CI	4,60 €
4 cosses "300B"	9,90 €
Jumbo 845 arg.	18,00 €
Noval CI 7 broches	3,30 €

CONDENSATEURS

1500µF 350V	27,40 €
2200µF 450V	53,40 €
470µF 450V	16,00 €
470µF 500V	30,00 €
150000µF 16V	33,50 €
47000µF 16V	15,00 €

Port : 16€ le 1er transfo + 6.00€ par transfo supplémentaire
Minimum de facturation 50€ TTC sinon frais de traitement 6.50€

LES GRANDES ÉLECTRONIQUES

Préamplificateur SP10 d'Audio Research

Lorsqu'en 1982 Audio Research met sur le marché le célèbre préamplificateur SP10, le constructeur bouleverse définitivement le petit monde de l'audio à tubes.

Le SP10 est la synthèse des théories développées par Bill Johnson tout au long des années soixante-dix : régulation des tensions et stabilisation des points de fonctionnement des tubes, comme dans le matériel de laboratoire.
A cela s'ajoute un zeste de génie : une très légère expansion de dynamique tout au long du spectre sonore (de l'ordre de 0,5 dB maximum), en exploitant le mieux possible les courbes de transferts des tubes (voir cours précédents).

1982, l'année charnière

Endormis par le doux ronron de leurs caisses enregistreuses, les constructeurs de matériel hi-fi, japonais pour la plupart, n'ont pas vu arriver le danger : la renaissance du tube thermoïonique en audio due, en grande partie, à l'arrivée du numérique « grand public » en 1980, si agressif à l'époque.
Les étages analogiques à semiconducteurs d'alors furent incapables de traduire sans distorsion les grands écarts de dynamique... seul le tube le pouvait !
Attention, ce qui était vrai en 1982 ne l'est plus de nos jours... Les semiconducteurs modernes assurent !
En 1982 donc, certains constructeurs d'appareils à tubes n'ont pas baissé les bras. Parmi eux, citons Audio Research et Conrad Johnson aux États-Unis; Jadis en France; Michaëlson et Austin (aujourd'hui Musical Fidelity) en Grande-Bretagne.
Et puis, il y eut les utilisateurs qui, une fois l'engouement du « All Solid State » passé, exhumèrent de leurs caves et greniers les vieux Mc Intosh, Harman Kardon, Leak, Fisher et autres Marantz, sans oublier les appareils français célèbres « Film et Radio », Jason, Cabasse, Filson, sans oublier les « kits » Dynaco qui reprirent timidement du service. Fièvre passéiste ? Certainement... mais il faut bien avouer que ces vieux engins dominaient (c'est encore vrai de nos jours !) la majorité de la production hi-fi de l'époque, à l'exception de certaines réalisations exceptionnelles utilisant des semiconducteurs, vendues très, très cher !
Il aurait été facile aux constructeurs s'intéressant aux tubes d'en rester là, de reprendre les vieux schémas sans trop essayer de les comprendre et de refabriquer des amplificateurs et préamplificateurs à l'ancienne.
C'est malheureusement ce qui se passe trop souvent de nos jours avec une multitude de petits constructeurs, avides de bénéfices qui conçoivent des « engins » aux performances auditives effarantes de nullité et à la fiabilité plus que douteuse.
Ils sont, bien évidemment, vendus à des prix à faire douter de son pouvoir d'achat le consommateur le mieux disposé.
Pire encore, la méconnaissance du fonctionnement des tubes électroniques amène de nouveaux gourous à redécouvrir des circuits inutilisables et inutilisés depuis des lustres par les grands créateurs de l'époque, essentiellement pour causes d'instabilités congénitales... et irrémédiables !
Bill Johnson, le créateur d'Audio Research, n'est pas de ceux-là. Depuis 1973, date de la création de l'amplificateur D75 accompagné de son préamplificateur SP3, la marque n'a cessé d'évoluer au sommet de la haute-fidélité d'exception (coûteuse !). Même son incursion dans le monde des semiconducteurs fut un succès, avec le célèbre D100, amplificateur de puissance fonctionnant en classe A « glissante ».

La philosophie de la marque ? On peut la résumer ainsi :

• Des circuits sans concession aux impératifs d'économie, s'inspirant des circuits hyper-performants utilisés dans les appareils de mesures de laboratoires

• Des tubes fonctionnant bien en deçà de leurs performances maximales, leur permettant d'assurer un service très long

• Des alimentations stabilisées ultra-rapides et à large bande passante (comme dans les appareils de mesures)

• Une construction « lourde » de type « militaire » (tôles épaisses, circuits imprimés épais et surdimensionnés, soudures à l'argent)

• Des composants de grande précision et de très haute fiabilité utilisés très en deçà de leurs marges de sécurité.

Par exemple, dans le SP10, toutes les résistances parcourues par du courant continu et de la modulation sont bobinées et non inductives.

Les autres sont à couche « métal ».

Les condensateurs de liaisons sont au polypropylène, doublés par des condensateurs de faible valeur au polystyrène, etc.

C'est vrai, un SP10 d'occasion, c'est cher !

Mais si vous avez l'intelligence de le maintenir en bon état, sans changer les tubes tous les huit jours sous prétexte qu'un « ami qui s'y connaît » vous a dit que le tube « machin chose » est meilleur que le tube « truc-machin » ou pire encore qu'un gougnafier, « spécialiste du up-grade », vous a convaincu qu'il faut revoir entièrement la structure de l'appareil et le recabler avec du câble fabriqué en Chine à 1500 € le mètre sous prétexte que « les lois de l'électromagnétisme sont impénétrables (sic, nous l'avons lu !), votre « engin » vous assurera plusieurs décennies de bons et loyaux services.

Le SP10 est fait pour durer longtemps sans problème, à condition qu'il ne soit pas maltraité et qu'en cas de panne (ce qui arrive tout de même de temps en temps !), les composants soient remplacés par ceux d'origine ou, du moins, par des équivalents.

Le SP10 : alchimie d'un chef d'œuvre

Chez Audio Research, comme chez d'autres constructeurs, il arrive qu'une merveilleuse alchimie donne naissance à un appareil pratiquement insurpassable, dont les qualités subjectives sont exceptionnelles.

Dans cette catégorie, le SP10 reste la référence, parfois égalée mais jamais surpassée par la marque elle-même. Nous allons essayer de comprendre le pourquoi...

Les tubes et le SP10

Quel est donc le secret de ce diable d'appareil ? Il réside dans le circuit, bien sûr, mais aussi les tubes, les célèbres ECC88/6DJ8, si mal utilisés dans certaines fabrications concurrentes. Pourquoi ? Parce qu'il s'agit d'un tube à pièges, le plus redoutable étant sa tendance à l'auto-oscillation (de l'ordre de 450 MHz !). Ceci explique qu'il ait été utilisé avec succès dans les têtes HF des téléviseurs comme « auto-oscillateur ». Vous voyez, nous sommes loin de la hi-fi !

Bien maîtrisé, ce tube est d'une linéarité exceptionnelle, à l'exception d'un petit « accident » au milieu de la courbe de transfert (pour une polarisation de -3,5 V). Utilisé correctement, cet « accident » va produire naturellement un effet expanseur de + 0,5 dB qui constitue l'une des caractéristiques (difficile à mettre au point) du SP10.

Pourquoi l'ECC88/6DJ8 est-elle exceptionnelle ? C'est grâce à un procédé de fabrication évoqué dans notre série de cours : la « grille-cadre ». Cette technique révolutionnaire, mise au point en France à la fin des années cinquante par la Radiotechnique, allait bouleverser toute l'électronique en l'affranchissant des limites imposées jusque-là par la construction traditionnelle des tubes. Laquelle, à l'époque, était fort coûteuse...

Les premiers à utiliser ces tubes furent, bien entendu, l'industrie militaire et les laboratoires de mesures. Les grands oscilloscopes (Tektronix, en particulier) furent équipés de ces tubes exceptionnels. Ils virent leurs bandes passantes bondir de 20 MHz à 100 MHz. La transmission vidéo en UHF, le radar, l'informatique progressèrent dès lors à pas de géant.

Et l'audio ? En dehors des fabricants de matériels professionnels qui les adoptèrent, ceux des matériels « grand public » les ignorèrent, en raison des prix trop élevés et une mise en œuvre délicate. La pente de ces tubes est très élevée (12,5 mA/V pour l'ECC88/6DJ8), ils exigent une alimentation rigoureusement stabilisée et des points de fonctionnement extrêmement précis afin d'éviter une tendance à l'auto-oscillation.

En 1982, le problème se posa différemment, des stocks énormes de 6DJ8 étant disponibles à bas prix.

C'est Audio Research qui, pour la première fois, osa utiliser timidement l'ECC88/6DJ8 dans un préamplificateur : le SP6C.

Les modèles A et B, fabriqués depuis 1975, utilisaient d'honnêtes et classiques 12AX7/ECC83.

Le modèle C utilisa la 6DJ8 en étage final d'adaptation d'impédance, tant pour l'étage « phono » que pour l'étage de sortie de « ligne ».

Le résultat fut spectaculaire, malgré une légère tendance à l'instabilité.

Bill Johnson se rendit compte très vite qu'il fallait repenser tout le circuit qui avait fort peu évolué depuis le SP3 en 1973. C'est ainsi que naquit le SP10, synthèse exceptionnelle du savoir-faire accumulé par Audio Research tout au long des années soixante-dix.

Un SP10 est un appareil de laboratoire mis à la disposition du « grand public » qui rompt définitivement avec l'approche traditionnelle du préamplificateur audio tel qu'il avait été défini jusqu'alors.

Le C22 de Mc Intosh, le Modèle 7 de Marantz, le SP3 d'Audio Research et bien d'autres (Dynaco, Helkit, Cabasse, etc.) ont pu être copiés, souvent sans imagination, par les marques concurrentes.

Rien de tel avec le SP10 qui demeure un appareil unique de la même facture que les amplificateurs de la marque qui rompaient définitivement avec l'approche classique de l'amplification de puissance.

Un dernier mot sur les tubes avant d'entreprendre l'étude des schémas. Evitez, dans toute la mesure du pos-

sible (sauf en cas de dépannage d'urgence), d'utiliser des tubes annoncés comme équivalents à l'ECC88/6DJ8. **Il n'existe aucun vrai équivalent, ni version renforcée de ce tube.** C'est inutile, l'ECC88 s'est positionnée dès l'origine en tube professionnel, avec des caractéristiques bien précises.

Ceci contrairement aux tubes « grand public » telle la 12AX7/ECC83 qui change de référence en version professionnelle (E83CC, 12AX7S, 12AX7S, etc.). Les versions dérivées de l'ECC88 ont été créées pour des usages différents. Elles présentent des caractéristiques qui s'écartent parfois énormément du modèle de base.

L'E88CC, par exemple, recherchée par les audiophiles parce qu'elle renferme des « pins dorées » (la belle affaire !), a été mise au point pour l'informatique (les ordinateurs à tubes, cela a existé !). Aux valeurs des polarisations choisies dans le SP10, la pente de l'E88CC s'établit à 15 mA/V, contre 12,5 mA/V pour sa petite sœur ECC88. Le courant qui traversera les circuits du SP10 sera plus important que prévu, avec les conséquences que vous imaginez.

La 6922, vendue de nos jours comme remplaçante de l'ECC88, a une pente aux points de polarisations choisis de 8 mA/V. Là vous ne risquez rien, sauf de voir grimper le taux de distorsion.

Le seul tube acceptable comme substitut est l'E188CC. Bien que sa linéarité ait été sacrifiée au profit de la diminution de ses capacités parasites (utilisation originelle en amplification vidéo), les résultats sur un SP10 seront corrects, sans « abîmer » le circuit, en particulier les circuits d'alimentation des filaments.

Dans le SP10, les filaments sont alimentés en tension continue et montés en série deux par deux sous 12 V. Chaque paire de tubes est alimentée par un régulateur de tension 7815/3 à 5 A. Une résistance chutrice limite la pointe de courant à l'allumage et ramène la tension à 12 V (on compte six régulateurs 7815).

Le courant « filament » de la 6DJ8 est de 365 mA. Il n'est que de 300 mA pour l'E88CC. Mettre ce tube à la place de la 6DJ8 revient à voir sa tension « filament » grimper à 13 V. La vie du tube, de ce fait, sera réduite de près de 50 % et la température à l'intérieur du préamplificateur « grimpera » en conséquence.

Avec la 6922, en revanche, vous n'aurez pas ce problème, hors les défauts inhérents à ce tube industriel (Microphonie, souffle, distorsion).

Avec des 6DJ8/ECC88, leur durée dans un SP10 est de l'ordre de 12 000 heures ! Vous comprendrez le pourquoi, après l'étude du schéma. Vous constaterez que le circuit est conçu pour utiliser les tubes bien en deçà de leurs performances maximales et qu'il est fort peu sensible aux dispersions des caractéristiques de ces derniers. Ceci, contrairement au SP6C qui demandait un « réalignement » des points de fonctionnement des tubes en fonction du vieillissement ou en cas de leur changement.

Sur le SP10, rien de tout cela. Les points de fonctionnement s'ajustent automatiquement, en fonction des caractéristiques des tubes et de leur vieillissement ou en cas de changement de ceux-ci. C'est un brevet exclusif Audio Research, ce qui explique aussi la raison pour laquelle cet appareil n'a jamais été copié.

La philosophie du circuit

Dès 1973, Bill Johnson a proné la stabilisation des tensions d'alimentations **peu consommatrices de courant** dans ses alimentations. Il existe, en effet, trois méthodes pour soustraire une électronique des effets néfastes des variations de la tension en fonction des appels de courant.

La méthode des constantes de temps

C'est la méthode employée avec succès par Mc Intosh, Marantz, Westrex, Ampex et appliquée avec plus ou moins de bonheur par la majorité des constructeurs.

Nous l'avons longuement développée tout au long de nos cours. Elle consiste à respecter la « courbe enveloppe » du signal audio en calculant les temps de charge et de décharge des condensateurs de filtrage, de découplage et de liaisons tout au long des circuits. Ceci, en fonction des appels de courant et des fréquences « audio » mises en jeu. C'est parfois difficile mais, bien maîtrisé, cela fonctionne parfaitement.

La méthode dite « audiophile »

Elle consiste à enfoncer un clou avec une presse de dix tonnes ! On augmente, au-delà du raisonnable, la capacité des condensateurs « réservoirs ». Il n'est pas rare de voir des condensateurs de 10 000 µF en batterie, condensateurs alimentés sous une haute tension de 500 V ! De quoi tuer un cheval au moindre contact.

De la même façon, on augmente, au-delà du raisonnable, la valeur des condensateurs de liaisons sous prétexte de « passer » des basses en mettant en parallèle des condensateurs à bain d'huile, polypro, polystyrène et *tutti quanti*... Conséquence de tout cela : c'est lourd, dangereux, encombrant, pour un résultat médiocre, mou et souvent nul, les constantes de temps n'étant pas respectées.

L'alimentation stabilisée

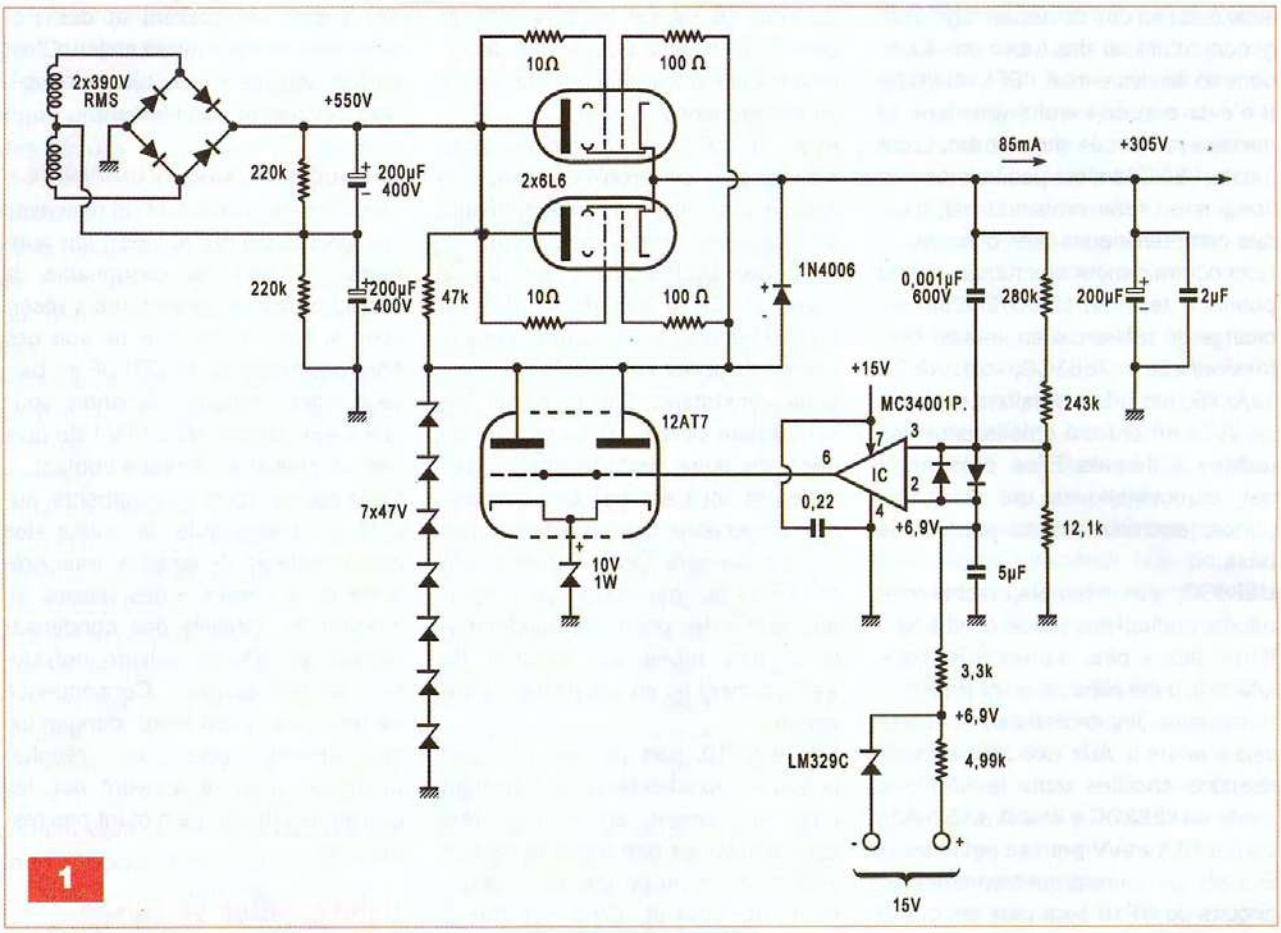
C'est la méthode idéale, bien que coûteuse et encombrante. Tout le matériel de laboratoire et audio professionnel (pour les faibles courants) utilisait, dès les années cinquante, des alimentations « haute tension » stabilisées. Seul le grand public n'y avait pas droit pour des questions de prix de revient.

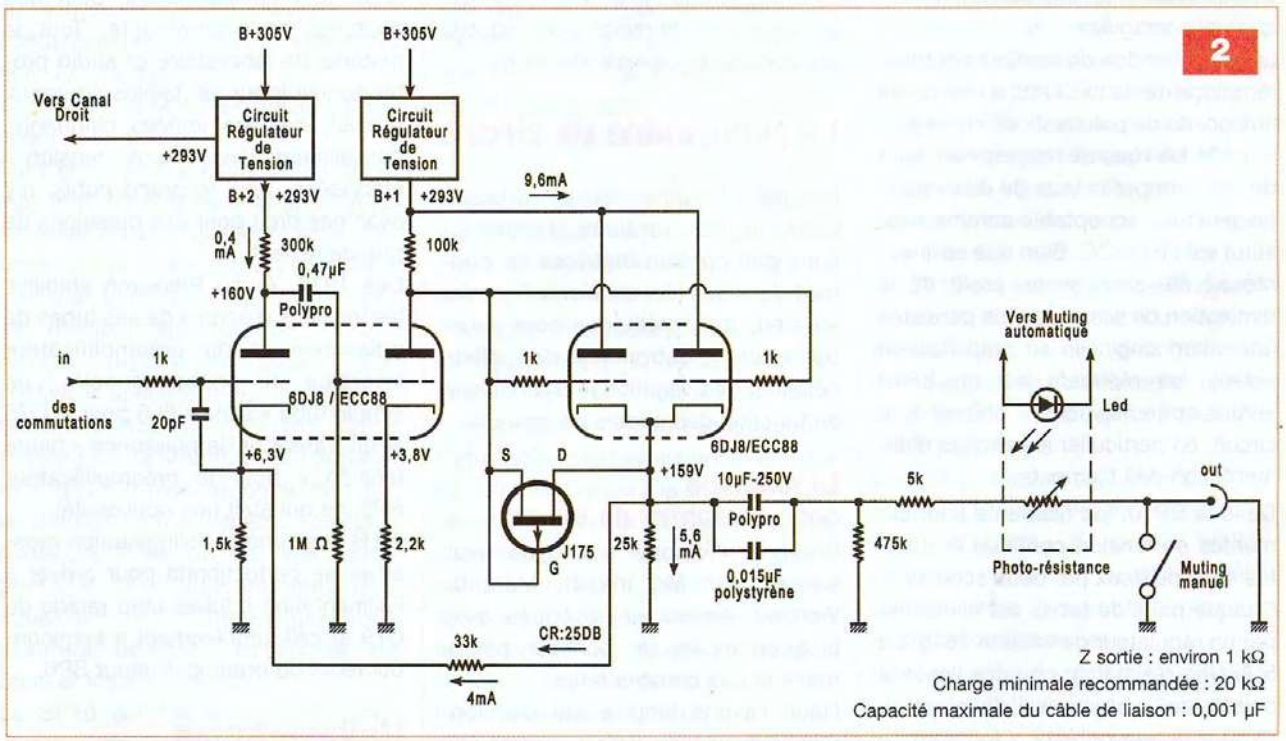
Dès 1973, Audio Research stabilisa les tensions d'écrans de ses tubes de puissance et du préamplificateur inverseur de phase associé : un simple tube « série » 6L6 pour le D75 et un transistor de puissance « haute tension » pour le préamplificateur SP3 (ce qui était une nouveauté).

Au fil des années, l'alimentation grossit et se perfectionna pour arriver à l'alimentation à tubes ultra-rapide du D79 et celle entièrement à semiconducteurs du préamplificateur SP6.

L'alimentation stabilisée du SP10

Pour le SP10, Bill Johnson est revenu aux tubes (**figure 1**). C'est une alimentation « série » utilisant deux 6L6 montées en parallèle et débitant seu-





lement 85 mA sous 305 V, ce qui va leur assurer une grande durée de vie. Les 6L6 sont pilotées par une 12AT7, elle-même drivée par un amplificateur opérationnel MC34001P (remplaçable de nos jours par un TL071CP encore plus rapide !). Une stabilisation de tension aussi parfaite aurait pu suffire, mais Bill Johnson est allé jusqu'au bout de sa philosophie en stabilisant, nous le verrons plus loin, individuellement chaque tube afin d'assurer une complète indépendance de chaque étage (et de chaque canal) par rapport à la source. C'est un procédé utilisé couramment en oscilloscopie, mais rarement en audio, même professionnelle.

Pour en terminer avec l'alimentation principale, sachez qu'elle est montée dans un châssis à part, celui-ci étant relié au châssis principal par un toron de câbles de quatorze conducteurs d'un mètre de long. Ceci permet de l'éloigner du préamplificateur proprement dit. Cette alimentation comporte en plus des circuits redresseurs « haute » et « basse » tension : les condensateurs de filtrage, six régulateurs MC7815CK pour l'alimentation en 12 V des filaments (comme décrit plus haut), un « timer » (NE555) pilotant un astucieux système de « muting » à base de photo-résistance. La modulation n'est véhiculée que deux minutes trente après la mise sous tension de l'appareil (merci pour les haut-parleurs !).

SP10, l'amplificateur de ligne

Nous n'avons représenté en **figure 2** ni les commutations, ni le potentiomètre d'entrée (2 x 100 kΩ log), ni la balance (2 x 100 kΩ lin) qui alourdiraient inutilement le schéma.

Comme vous pouvez le constater, **chaque tube possède sa propre alimentation stabilisée** (entrée 305 V, sortie 293 V). Vous trouverez le schéma de ce circuit régulateur identique pour chaque tube, en **figure 3**.

L'amplificateur opérationnel MC3001P peut être remplacé de nos jours par un TL071P.

Remarquer le point de fonctionnement de la première ECC88/6DJ8 avec son très faible courant de repos (0,4 mA).

Au point choisi, le circuit va se comporter comme un léger expanseur de dynamique. Grâce à l'accident dans la courbe de transfert dont nous avons précédemment parlé, « μ » va varier à ce point de 25 à 33.

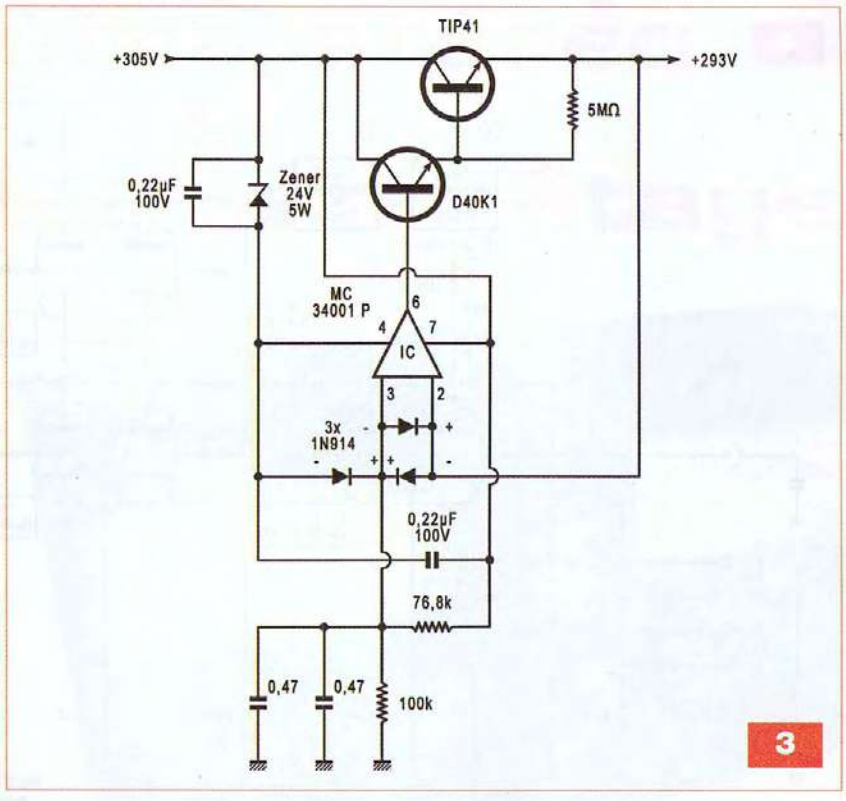
La légère augmentation du taux de distorsion sera compensée par la ligne de contre-réaction de 25 dB située entre le tube de sortie et le tube d'entrée. C'est certainement l'utilisation très particulière du tube d'entrée qui procure subjectivement une telle aération dans le message sonore délivré par le SP10.

D'autre part, la ligne de contre-réaction contribue à fixer le point de polarisation de T1. Toute variation, même minime, des caractéristiques de ce tube, sera automatiquement compensée par la contre-réaction. Le gain « complet » de l'étage est de 26 dB. L'impédance de sortie, en tenant compte de la résistance de 5 kΩ en série et de la valeur résiduelle de la photo résistance, s'élève à 1000 Ω. La charge minimale recommandée par Audio Research est de 20 kΩ (valeur classique de l'entrée d'un amplificateur à transistors).

La capacité maximale du câble de liaison ne doit pas excéder 1 000 pF. Un câble de dix mètres, à la capacité standard de 100 pF au mètre, sera donc utilisable. Choisir de préférence du câble « micro ». Evitez les câbles ésotériques à faible capacité et forte inductance.

Dernier point : l'étage cathodyne de sortie comporte deux demi-6DJ8/ECC88 montées en parallèle afin de **doubler** la pente qui passe à près de 20 mA/V au point de fonctionnement choisi.

Les deux résistances de 1 kΩ montées dans les grilles sont destinées à freiner la tendance à l'auto-oscillation du tube. Malgré la qualité du circuit et afin de ne faire courir aucun risque aux tubes en cas de surcharge, surtout à la mise sous tension où les tubes d'entrée débitent avant les tubes de sortie (ce qui rendrait les grilles de ce dernier positives), le constructeur a placé entre les grilles du tube de sortie et sa cathode un J Fet, canal P, bloqué en fonctionnement normal. Il ne devient conducteur qu'en cas de tension positive sur les grilles du tube de sortie. En oscilloscopie, on utilise couramment un petit « néon » à cet usage... C'est plus joli, ça s'éclaire...



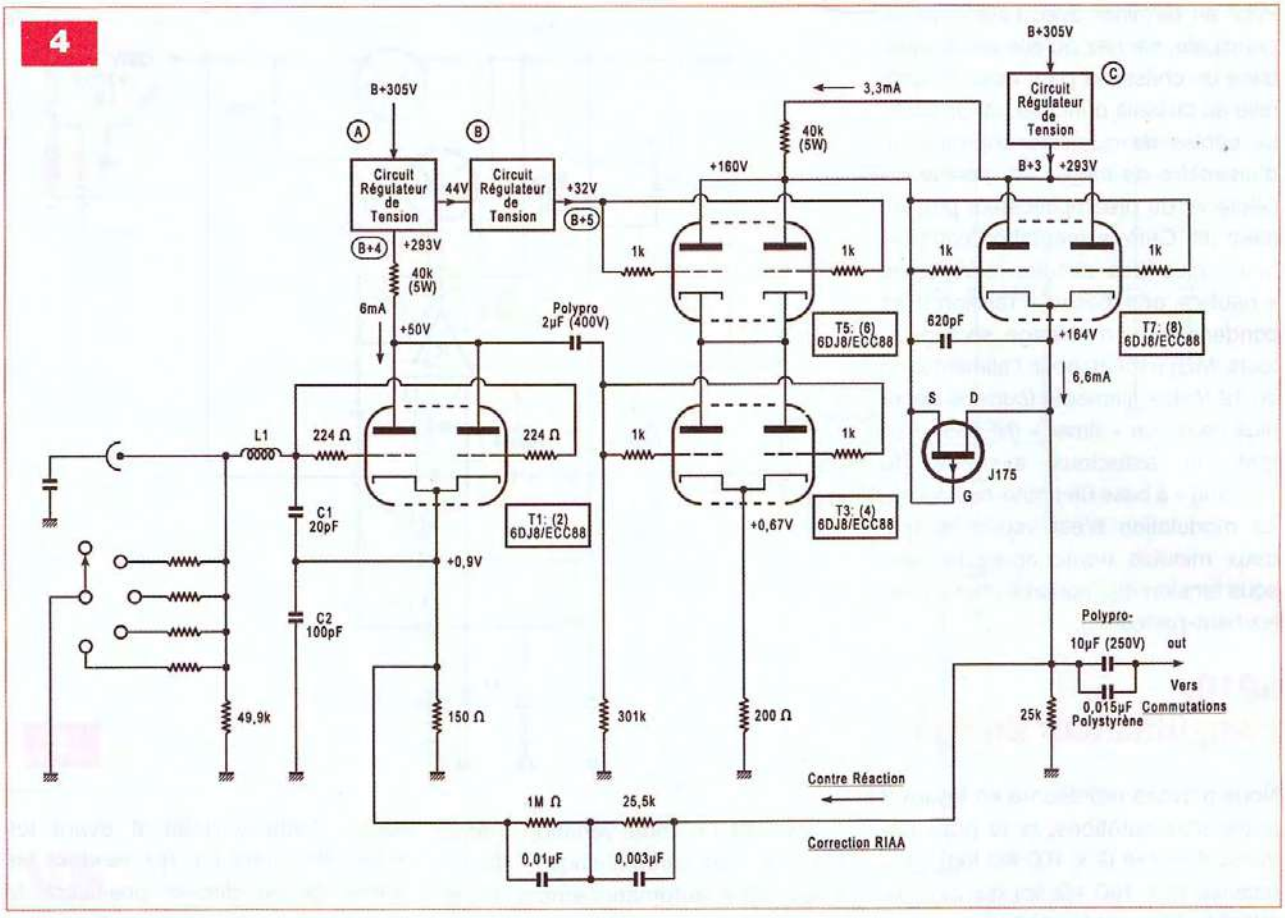
3

SP10, l'étage phono, correcteur RIAA

C'est en examinant le circuit de la **figure 4** que tout le savoir-faire d'Audio Research en matière de tubes apparaît clairement.

Tout d'abord, comme nous l'avons déjà signalé, chaque tube a sa propre alimentation stabilisée (figure 3). Ce procédé utilisé sur tous les étages, en dehors de la beauté du circuit, assure aux versatiles ECC88/6DJ8 une source de courant constant. Ceci, quel que soit leur vieillissement ou leur remplacement par des tubes aux caractéristiques un peu différentes. Sur les appareils plus modernes, on utilise des sources à courant constant placées dans les circuits de cathodes... ça fonctionne mais moins bien !

4



D'autre part, non content de la valeur très grande de la pente de l'ECC88 (12,5 mA/V), Bill Johnson monte les deux moitiés en parallèle (T1 et T2) doublant ainsi la pente et divisant par la même occasion sa résitance interne par deux. Sous-alimentées en 50 V et traversées par un courant très faible par rapport aux capacités réelles du tube (3 mA par moitié), le rapport signal/bruit du premier étage est extrêmement bas : supérieur à 100 dB (ce que l'on appelle la résistance équivalente de bruit de l'ECC88 étant déjà très faible : 300 Ω).

Ce premier étage peut donc être considéré comme un pré-préamplificateur à faible bruit dont la sensibilité avoisine 200 µV. Toutes les cellules à bobines mobiles peuvent donc être utilisées à l'entrée du SP10, à l'exception des Ortophon et autres Koetsu dont la sensibilité est très faible (50 à 100 µV). Ces cellules demanderont obligatoirement un transformateur d'adaptation connecté sur l'entrée standard 47 kΩ commutable sur la face avant de l'appareil.

L'entrée de l'ECC88 est protégée des interférences « radio » par un filtre L1, C1, C2 et contre sa tendance à l'auto-oscillation par deux résistances en série de 224 Ω dans les grilles.

Le second étage est, à lui seul, un petit chef d'œuvre d'efficacité. C'est un amplificateur « cascode » à haut gain et à faible bruit.

Sans entrer dans la théorie du « cascode », sachez qu'un cascode présente tous les avantages d'une pentode, sans en avoir les inconvénients. Son bruit de fond est très bas (celui d'une triode), son coefficient d'amplification est très élevé (celui d'une pentode). Le problème majeur du cascode est la polarisation de la grille du tube supérieur (ici T5/T6). Elle est généralement assurée par un pont de résistances découplé par un condensateur de forte valeur. Le SP10 s'affranchit de ce problème en stabilisant la polarisation du tube supérieur (T5/T6) avec un circuit régulateur complet (encore un !).

Cette débauche de régulateurs assure, on s'en doute, des points de fonctionnement rigoureusement stables ! C'est ce qui permet une liaison directe avec l'étage de sortie (équivalent à l'étage de sortie « ligne » à charge cathodyne), sans avoir les inconvénients dus à ce type de liaison (instabilité surtout aux fréquences élevées). L'impédance de sortie extrêmement basse de T7/T8 (Z = 1/S = 1/0,0025 = 40 Ω), montées en parallèle, permet de rendre complètement indépendante de la charge la ligne de contre-réaction sélective assurant la correction RIAA.

En conclusion

N'espérez pas trouver un SP10 d'occasion **en bon état** (ce qui devient rare) **très rapidement**. Compte tenu du prix très élevé en 1982 (de l'ordre de 30 000 francs à l'époque, ce qui en monnaie constante représenterait aujourd'hui environ 23 000 €), il y en a peu en circulation dans notre pays. Vous pouvez, en revanche, vous inspirer des schémas du SP10 pour construire votre propre préamplificateur en ne perdant pas de vue que ces circuits sont protégés par des brevets, donc utilisables uniquement pour un usage privé !

Bon travail

R. BASSI

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

L'amplificateur Mc Intosh MC 275

Aujourd'hui, nous entrons résolument dans une légende, justifiée ou non ! Surnommé, à l'époque, la « Cadillac des amplificateurs » en raison de son poids et de ses chromes, le Mc Intosh MC 275 fut fabriqué de 1961 à 1970.

Le Mc Intosh 275, version « commémorative » de 1993

En 1993, l'engin renaît de ses cendres avec la version « Commémorative » au look identique à son grand frère mais à la structure légèrement différente. Jamais avare de superlatifs, la revue *Stereophile* le baptise « Comte Dracula des amplificateurs » puisqu'il refuse de mourir !

Un peu d'histoire

Reportez-vous dès maintenant au n°321 (novembre 2007) d'*Electronique Pratique* dans lequel nous avons étudié en détails la structure du célèbre transformateur de sortie « Unity Coupling » utilisé sur tous les Mc Intosh depuis 1950 (amplificateur 50W1 de 50 watts en classe B, commercialisé de 1950 à 1956 puis remplacé par le MC30 et l'A116).

Frank Mc Intosh commença sa carrière à la Bell Telephone Company (Western Electric) comme pratiquement tous les grands créateurs américains de l'époque.

Durant la seconde guerre mondiale, il fut mis à la tête de la division « Radio & Radars » de la célèbre War Productions Board. Cependant, en 1942, il fut consultant auprès de plusieurs stations de radiodiffusion. Il se rendit très vite compte que les stations demandaient des amplificateurs de contrôle puissants et exempts de distorsion, ce qui était loin d'être le cas en 1942 ! La plupart des amplificateurs utilisaient des poussives triodes (2A3, 6A3) ou des tétrodes à faisceaux dirigés (6L6, 6V6) fonctionnant en push-pull classe A, d'où un rendement lamentable, un énorme taux de distorsion et une usure ultra-rapide des tubes.

On ne savait pas, à l'époque, fabriquer des transformateurs de sortie s'affranchissant de la terrible « distorsion transitoire de commutation » (Notch distorsion chez les Anglo-Saxons) en fonctionnement AB ou B (voir cours précédents et l'analyse de la « Notch distorsion » dans notre n°321).

Frank Mc Intosh comprit très vite que pour obtenir de la puissance et limiter l'usure des tubes, il fallait fonctionner très près de la classe B. Il convenait donc de s'attaquer au problème du transformateur de sortie. C'est pourquoi, il créa une petite structure autonome au sein de la Western Electric, la Mc Intosh Scientific Laboratory, et engagea comme assistant, en 1946, Gordon Gow, un jeune ingénieur spécialisé, tout comme lui, en radars.

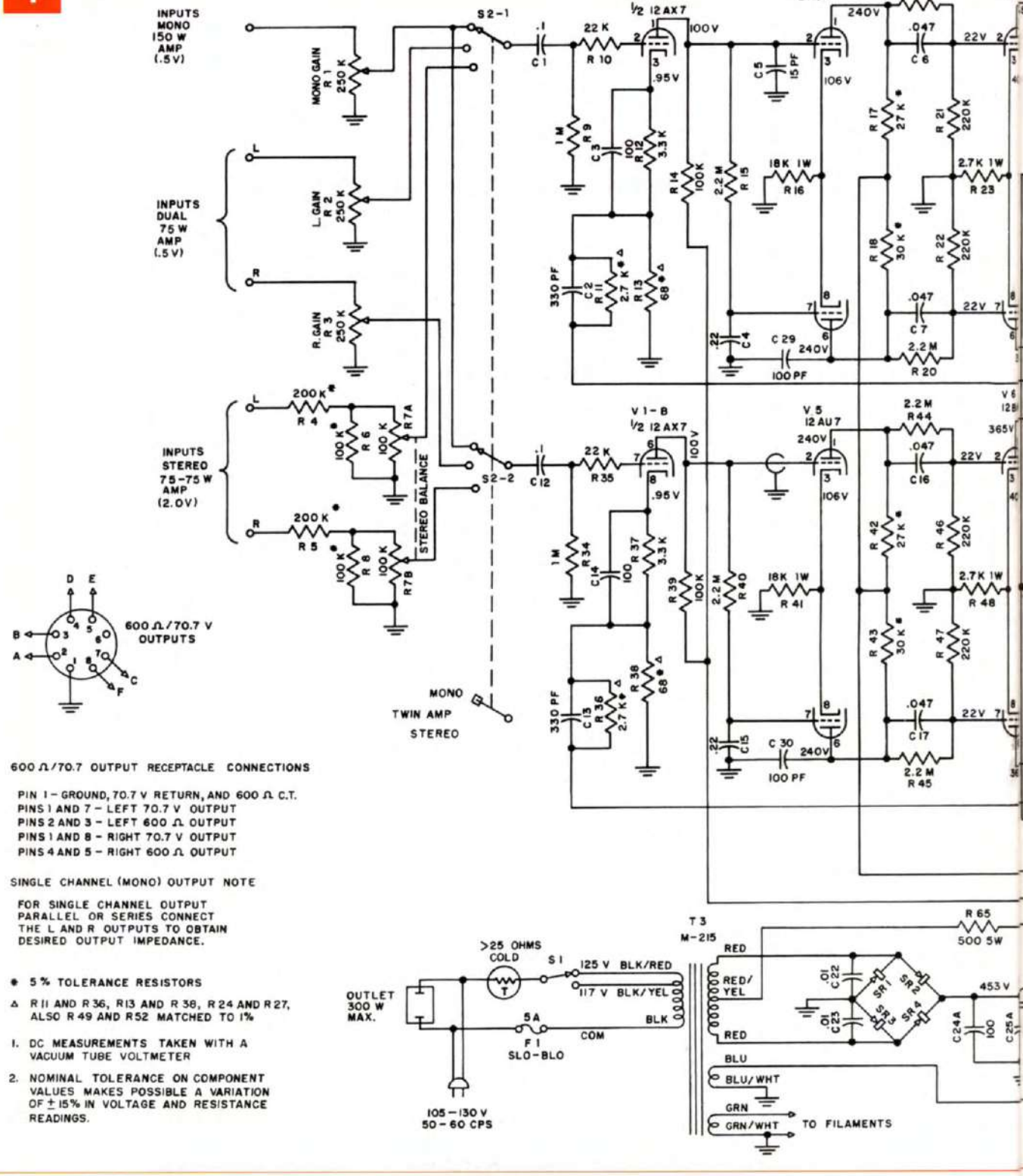
Les deux hommes mirent au point le célèbre transformateur Mc Intosh baptisé tardivement, en 1954, Unity Coupling. L'article fut publié fin 1949 par Mc Intosh et Gow sous le titre « Description et analyse d'un nouveau type d'amplificateur de 50 W » dans la revue *Audio Magazine*, devenue par la suite *Audio Engineering*. L'article fit le tour du monde.

Le cœur du dispositif résidait dans le nouveau transformateur décrit en détails et impossible à copier puisque protégé par non moins de sept brevets !

Le succès fut immédiat, les 50W1 se vendirent comme des petits pains.

En 1954, naquit le MC30 (A116 pour les professionnels) suivi, en 1955, par le MC60 équipé des nouvelles 6550. Lequel, en 1961, sera lui-même suivi par le MC75 dont la version double (stéréo oblige), le MC275, sera commercialisée jusqu'en 1970 avant

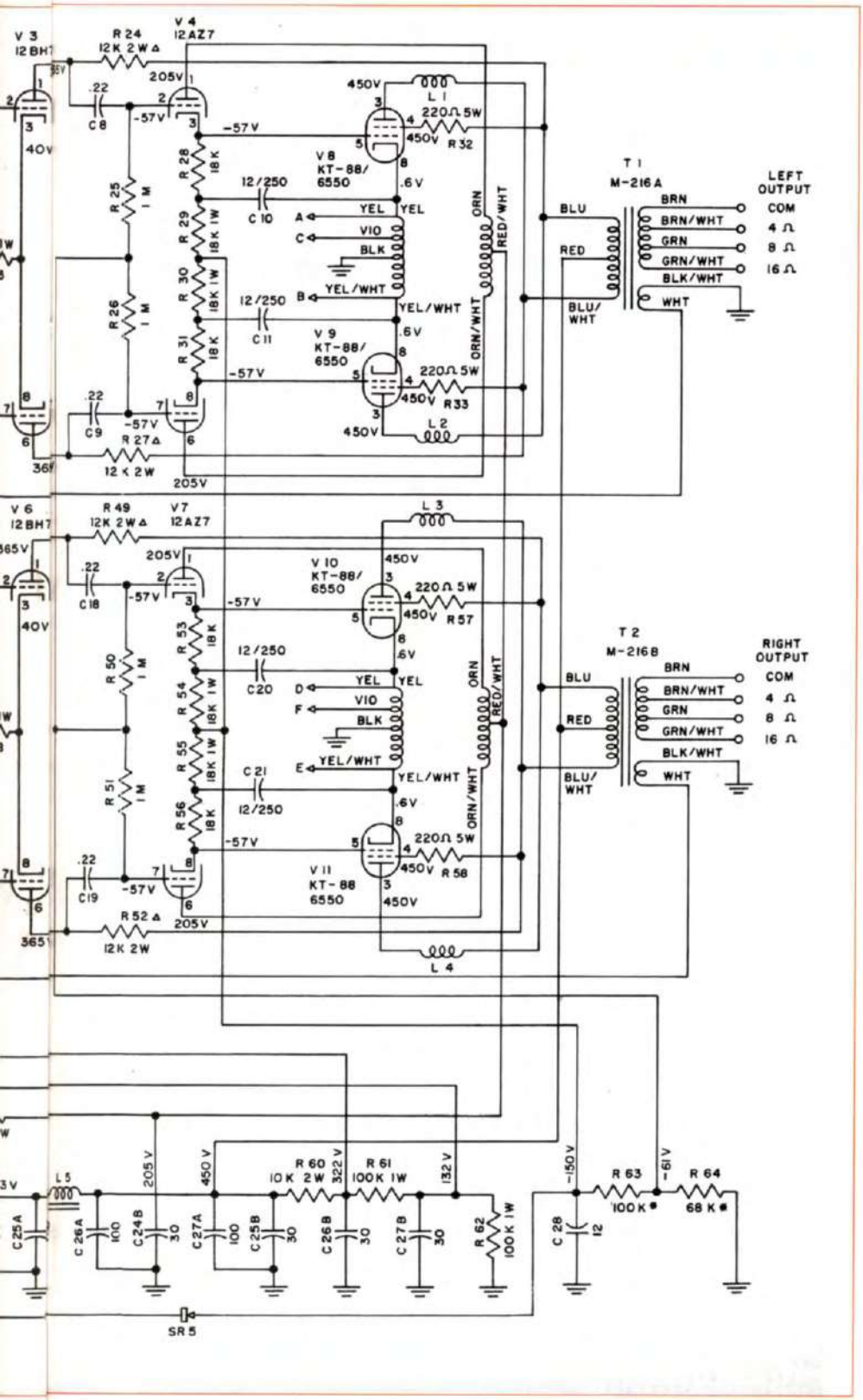
1



d'être à son tour détrônée par toute la série à transistors de Mc Intosh.
L'année 1993 est celle de la renaissance en série limitée. Le succès fut tel que le MC275 est encore fabriqué de nos jours... doté du même son inimitable !

Du MC275 « original » au « commémoratif »

Le schéma de la **figure 1** est celui du MC275 « original », alors que le « commémoratif » fait l'objet de la **figure 2**. Des différences ? Oui, modernisme oblige.
Tout d'abord, du côté de l'entrée.
En 1961, l'utilisateur moyen ignorait les entrées « symétriques », seules les prises RCA attaquaient une 12AX7.
Le schéma de l'entrée (12AX7) jus-



qu'au pré-driver (12BH7) est pratiquement identique à celui du MC30 (voir *Electronique Pratique* n°321).

Côté inverseur de phase ensuite. Alors que, dans « l'original », l'inverseur de phase était un Schmidt (voir cours précédents) utilisant V2 (12AU7), dans le « commémoratif », pas de Schmidt. Ici, V1 sert de tube inverseur, son gain étant ramené par R7, R84 et une contre-réaction par R13 au gain d'entrée réglé par R1.

Les deux signaux en opposition de phase et d'amplitude identique sont appliqués sur les deux moitiés de V2… et cela fonctionne !

Avantage, si le signal d'entrée est symétrique, il est appliqué directement aux deux moitiés de V2 par C14 et C15 après le commutateur « sym/asy » accessible en façade de l'amplificateur.

Pour le pré-driver, on a remplacé le 12BH7 de « l'original » par une 12AZ7 (équivalent 12AT7).

Avantages : tube plus rapide, capacités parasites plus faibles, gain plus élevé.

Autre différence : la manière d'appliquer la contre-réaction.

Comme son grand frère, le « commémoratif » possède un enroulement dédié à la contre-réaction. Ici, on a ajouté un point milieu à cet enroulement (relié à la masse), ce qui permet d'appliquer une **contre-réaction symétrique** sur V2 par R37, R38, C19 et C22.

Sur « l'original », la contre-réaction asymétrique était appliquée classiquement sur la cathode du tube d'entrée V1 par R11, R13 et C2.

Pour l'étude du schéma du MC275, reportez-vous au numéro précité d'*Electronique Pratique* dans lequel nous avons analysé le MC30 au montage pratiquement identique.

L'étage final

C'est ici que réside la plus importante différence entre « l'original » et le « commémoratif ».

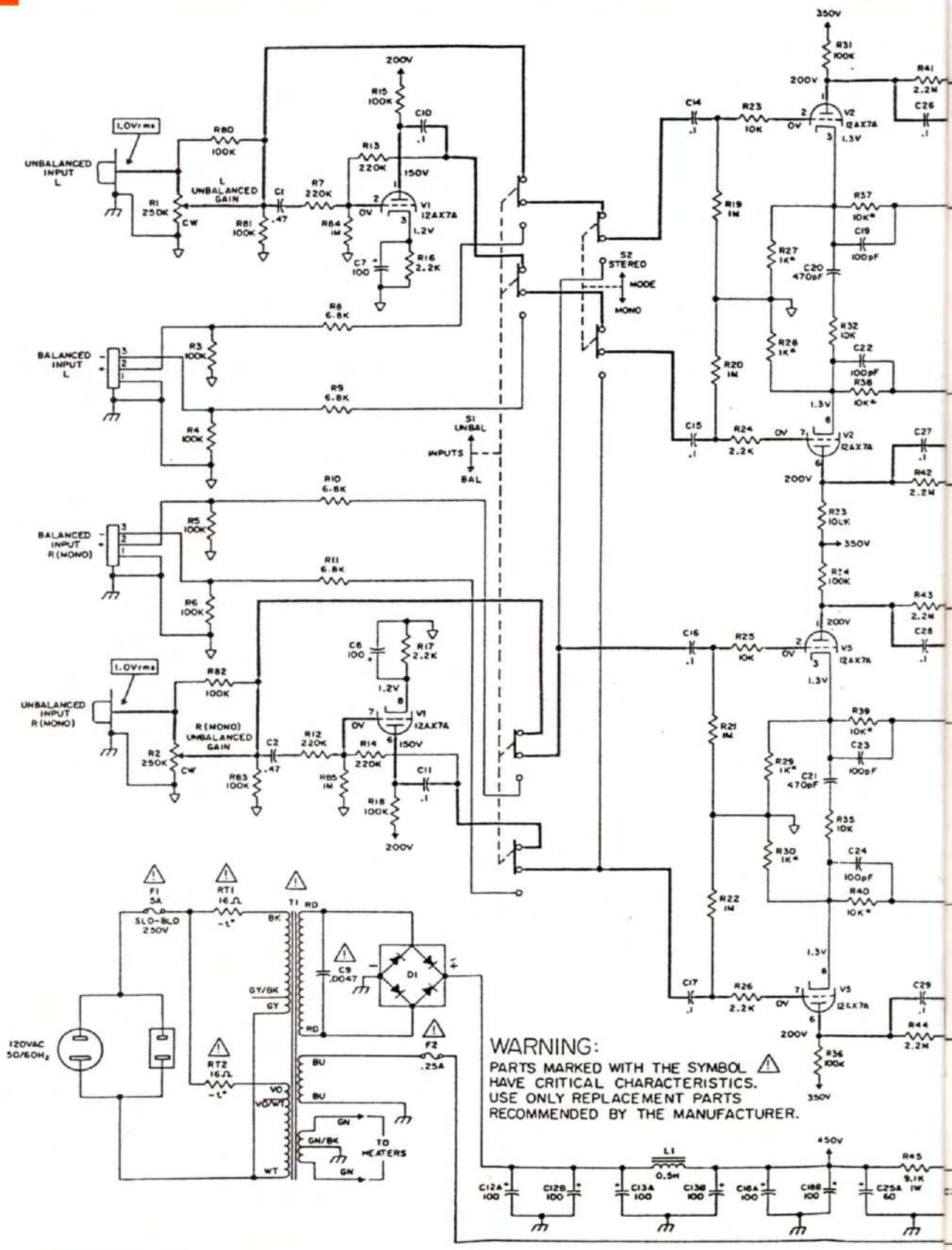
Sur « l'original », le tube driver 12AZ7 est alimenté par un enroulement spécifique du transformateur (boot strap indépendant) dont le sens d'enroulement est tel que, quel que soit le niveau du signal, une tension constante de 205 V est appliquée sur la plaque de la 12AZ7.

Pourquoi une telle complication ? Tout simplement pour compenser le déséquilibre possible des tubes de puissance (usure, tubes non appareillés).

Le 12AZ7, en cas de déséquilibre, peut agir comme un détecteur plaque (les « anciens » qui ont fait de la TSF comprendront).

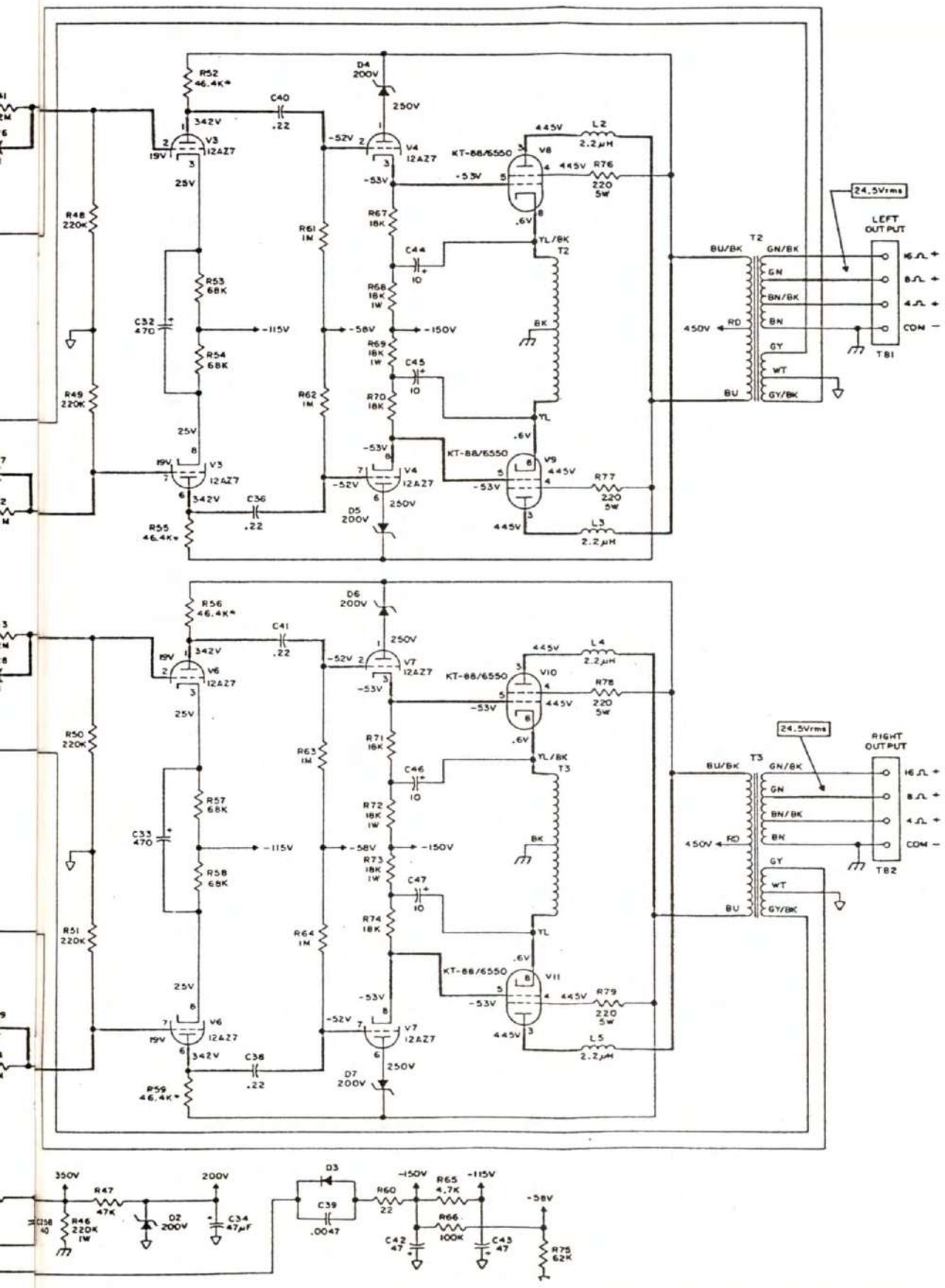
La tension de polarisation de -57 V (classe B), recueillie sur les cathodes de ce tube 12AZ7, restera donc

2



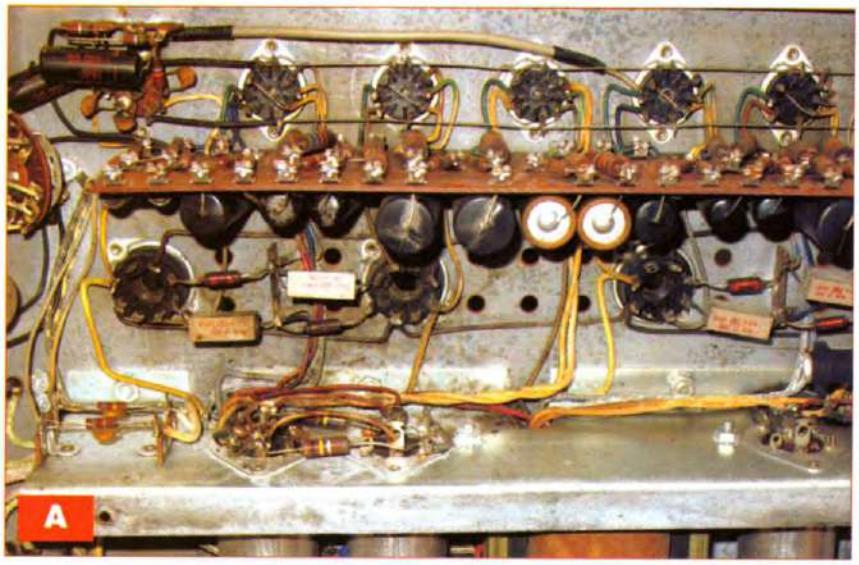
rigoureusement constante, quel que soit le signal.

De nos jours, une telle complication est inutile. La tension plaque de la 12AZ7 sur le « commémoratif » est prise directement sur le primaire du transformateur de sortie (qui alimente aussi V3 en boot-strap). La régulation est assurée par une diode zéner de

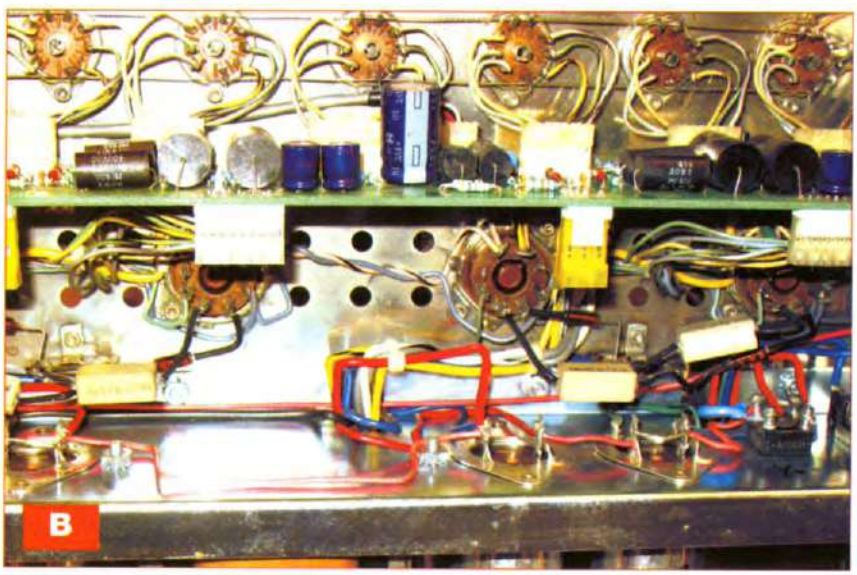


200 V, montée en série dans le circuit de plaque... Cela fonctionne aussi bien... sauf quand la zéner claque (à surveiller si vous faites l'acquisition de cet amplificateur).

L'alimentation traditionnelle aux valeurs près est pratiquement identique sur les deux types d'amplificateurs.



Câblage du MC275 « d'origine ». L'ensemble est un peu oxydé... Que voulez-vous, notre appareil n'est pas neuf, il a l'âge de ses artères (48 ans !)



Câblage du MC275 « commémoratif ». Un circuit imprimé remplace la plaquette à cosses de « l'ancêtre ». Tout le reste est identique

La construction

Les **photos A** et **B**, vous permettent de procéder à des comparaisons entre « l'original » et le « commémoratif ».
Sur l'ancien, la platine verticale porte tous les composants.
La structure est identique sur le « commémoratif » à une différence près : il s'agit d'un circuit imprimé fixé au châssis de la même façon que la platine de « l'ancêtre ».
Parlons tout d'abord de ce dernier, voulez-vous. Il arrive que l'amateur, acheteur de ce type d'engins d'occasion, ait de mauvaises surprises.

L'alimentation

Premier travail à réaliser : reformer les condensateurs électrochimiques de filtrage **après avoir enlevé tous les tubes.**

• Première méthode.
Vous disposez d'une alimentation haute tension variable, le travail est donc facile. Insérez un milliampèremètre en série avec un câble d'alimentation que vous connecterez à la borne positive du condensateur « tête de filtre » (C24, C25). La tension négative de l'alimentation sera connectée à la masse. Augmentez doucement la tension positive en surveillant le milliampèremètre en évitant de dépasser 40 à 50 mA. Une fois cette intensité atteinte, ne touchez plus à rien.
Si les condensateurs sont en bon état (ce qui est le cas dans 99 % des essais, les condensateurs de filtrage de ces engins étant d'une qualité redoutable), vous verrez l'intensité diminuer et se fixer aux environs de 5 mA. La couche d'alumine se reforme sur la plaque des condensateurs. Le courant résiduel correspond à la fuite normale de ce type de condensateur et, selon le schéma, au pont constitué par R60/R61 et R62. Nous vous conseillons d'ailleurs de déconnecter R62 pour cet essai. Dans ce cas, le courant de fuite global doit s'établir aux environs de 2 mA.
Une fois ce courant de fuite atteint, montez à nouveau la haute tension, toujours sans dépasser un courant de 40 à 50 mA, jusqu'à la tension nominale des condensateurs : soit 500 V.
Attention, si le courant de fuite augmente, c'est que l'un des condensateurs fuit. Coupez alors tout, ramenez la tension en arrière et, avec votre voltmètre, mesurez les tensions au long de la chaîne des condensateurs. Comme il n'y a aucun débit, vous ne devez noter qu'une très faible chute de tension due au courant de fuite par rapport à la tension en tête de filtre.

• Deuxième méthode.
Vous ne disposez pas d'une alimentation haute tension variable.
Utilisez alors l'alimentation de l'appareil en l'alimentant à travers un alternostat dont vous ferez doucement monter l'alimentation secteur jusqu'à environ 80 % de sa valeur nominale (avec 100 %, comme il n'y a aucun débit, la haute tension serait trop élevée aux bornes des condensateurs !). Même méthode que précédemment.
Par sécurité (et expérience), déconnectez C22 et C23 (anti-parasites) souvent claqués ! Court-circuitez la thermistance « T » souvent grillée !
Ces méthodes sont valables pour tout appareil ancien avant de le connecter au secteur.

• Révision de l'amplificateur.
S'il est une qualité propre aux Mc Intosh, c'est bien l'incroyable robustesse et qualité des soudures et

connexions. Il faut savoir qu'à l'époque **ces engins devaient pouvoir fonctionner parfaitement sans aucune soudure** (incroyable, mais vrai !).

Le seul point faible de tous ces appareils réside dans les condensateurs de liaisons qui ont une fâcheuse tendance à « fuir » (comme tout honnête condensateur au papier et à l'étain). Ils sont beaux, comportent de jolies couleurs (**photo C**) mais souvent morts !

Rassurez-vous, ce ne sont pas eux qui « font » le son, mais **le circuit et les transformateurs**.

À surveiller de près : C4, C6 et C7, C8 et C9, C1 (par le canal de gauche : left). Il convient de les changer systématiquement par des condensateurs de la même valeur, au polypropylène, isolés à 600 V. Attention à C10 et C11, ces électrochimiques sont à changer par des polypropylènes, ce qui n'existait pas à l'époque.

Toutes les résistances sont des Allen Bradley au carbone de 1 W à 2 W d'excellente qualité (à ne pas toucher, si possible).

C

Ils sont beaux en technicolor mais au papier et à l'étain... Ils fuient lamentablement... À changer sans pitié !

Attention, si vous remplacez le redresseur oxymetal SR5 par une diode, n'oubliez pas de monter en série une résistance de 750 Ω (2 W) afin de compenser la résistance interne du vieux « machin » !

Le « commémoratif »

Peu de choses à vérifier hors les zéners D4, D5, D6, D7 de 200 V et les condensateurs C44, C45, C46, C47 dont l'isolement est un peu limite.

Les résistances R31 et R36 vieillissent mal et ont tendance à « crachouiller ».

Le son

Malgré les différences cités, **le « son » est là** sur les deux appareils. Un son rigoureusement « Mc Intosh » (on aime ou non !) avec peut être un peu plus de rapidité et de finesse pour le « commémoratif », mais toujours cette incroyable réserve de puissance (grâce à la classe B) sans distorsion.

Aujourd'hui, les nouvelles versions du 275 respectent le schéma de base avec toutefois une implantation plus moderne et plus rationnelle en fonction de l'utilisation d'un grand circuit imprimé unique.

R. BASSI

LA PERFORMANCE AERONAUTIQUE ET SPATIALE AU SERVICE DE L'AUDIO

ACEA

6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
Tél 05 61 07 55 77 / Fax 05 61 86 61 89
E-mail : contactacea@acea-fr.com
Web : www.acea-fr.com

DE NOMBREUX AUTRES PRODUITS SONT DISPONIBLES SUR DEMANDE
FOURNITURE DE CES PRODUITS EN KITS: Frais de port offert !

SELF

LED 146-152	EI/10H	58,00 €	LED 161-162 7H	47,50 €
LED 151-170	Circuit C/3H	47,50 €	LED 175 Circuit C	30,50 €

LAMPES UNITAIRES

5725 CSF + sup. (par 10 et +)	8,40 €
6005 CSF + sup. (par 10 et +)	15,00 €
ECC81, ECC82, ECC83	10,00 €
EF86	20,00 €
ECF82	15,00 €
EZ81	16,60 €
ECL86 Philips	17,50 €
GZ32	19,00 €

LAMPES APPAIREES

EL34 Tesla ou EH	35,00 €
845 Chine	110,00 €
300B Sovtek	200,00 €
KT90	120,00 €
KT88 EH	69,00 €
6550 EH	58,00 €
6L6 EH	35,00 €
6V6 EH	27,00 €
6SN7 EH	29,00 €
EL84 EH	26,00 €

Port lampes de 1 à 4 : 10.00€
de 5 à 10 : 12.00€

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION
Faible induction 1 Tesla - primaire 230V avec écran

LED N°	Secondaires	Prix TTC
136-140	2 x 225V - 2 x 6.3V	84,50 €
146-150	2 x 380V - 2 x 6.3V - 5V	97,00 €
147-148-188	Préampli tubes circuits "C" 2 x 220V - 2 x 6.3V	79,50 €
149-158	ALIM H.T./Préampli tubes 2 x 300V - 2 x 6.3V	82,50 €
152	2 x 300V - 2 x 6.3V	103,00 €
157-160	380V + 6.3v + 4 x 3.15V	96,00 €
161-162-163	Prim. 220V/230V - Ecran - 2 x 330V - 6.3V en cuve	185,50 €
172-173	Sec. 2 x 12V	89,50 €
163	Filtre actif 2 x 240V + 12V	57,00 €
166-170	Ecran - Sec. 2 x 230V + 6.3V - 4.5A	92,00 €
167-169	400V + 6.3V + 4 x 3.15V + 75V	110,00 €
EP 299	340 V - 4 x 3.15 V - 75 V - 6.3 V	87,50 €
EP 305	300 V - 9 V - circuit C	77,00 €
EP HS 11/06	Ampli 300B - 350 V - 75 V - 6.3 V - 4 x 5 V - En cuve	142,00 €

TRANSFORMATEURS DE SORTIE

LED n°	Imp. Prim	Imp. Sec	Puissance	Prix TTC
138	5000Ω	4/8Ω	5W	55,00 €
140-170-175	1250Ω	8Ω	Single 20W	85,50 €
145	625Ω	4/8Ω	Single 40W	110,00 €
146-150	6600Ω	4/8Ω	50W	110,00 €
152	2,3/2,8/3,5KΩ	4/8/16Ω	30W circuit C en cuve	227,00 €
157-160-169	3800Ω	4/8/16Ω	80W	110,00 €
159-171-173	3500Ω	4/8Ω	15W Circuit C en cuve	150,50 €
161-162	Single 845 . 8000Ω	4/8Ω	60 W - Circuit C en cuve	264,00 €
EP HS 11/06	PP 300B - 3000Ω	4/8Ω	30 W - En cuve	149,50 €

SUPPORTS

Noval ou octal chassis	4,60 €
Noval CI	3,30 €
Octal CI	4,60 €
4 cosses "300B"	9,90 €
Jumbo 845 arg.	18,00 €
Noval CI 7 broches	3,30 €

CONDENSATEURS

1500µF 350V	27,40 €
2200µF 450V	53,40 €
470µF 450V	16,00 €
470µF 500V	30,00 €
150000µF 16V	33,50 €
47000µF 16V	15,00 €

Port : 16€ le 1er transfo + 6.00€ par transfo supplémentaire
Minimum de facturation 50€ TTC sinon frais de traitement 6.50€

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Le préamplificateur Grommes G5M

Pratiquement inconnue en France, Grommes (Precision Electronics Inc.) est aussi célèbre aux Etats-Unis que Mc Intosh. Depuis quelques années, la marque est de retour avec ses appareils de la grande époque (1960), sans toutefois être importée dans l'Hexagone.

Depuis 2002, Grommes réédite notamment le célèbre amplificateur Grommes 260 (mono) conçu par l'ingénieur Al Hart, le futur « papa » du non moins célèbre Dynaco Stéréo 70, considéré en son temps comme le « must » de la haute-fidélité.

L'histoire

L'histoire de Bill Grommes et Al Hart est indissociable d'une amitié née en 1929, alors que tous deux travaillaient à Chicago, au sein de la Radio Parts Company, une division de l'inévitable Western Electric, puis de la Columbia Broadcasting.

En 1946, Bill Grommes fonde la Grommes-Precision Electronics Inc. L'entreprise se spécialise dans la création et la fabrication d'appareils de mesures, en particulier un Signal Tracer, le 202, que les anciens de la TSF évoquent encore avec des sanglots dans la voix.

Rapidement, Al Hart, l'ingénieur en chef de la compagnie et audiophile convaincu, oriente les fabrications de la maison vers la haute-fidélité. Amplificateurs, préamplificateurs et tuners deviennent la référence de la marque.

Gain:	75 db max. Channels 1-2-3-4-5 32 db max. Channel 6 — (600 Ω input)
Outputs:	1. 600 ohm balanced or unbalanced max level +4 DBM 2. High Z full range max level 10 volts 3. High Z limited PA range max level 10 volts 4. Tape 500,000 ohms average level ½ volt
Sensitivity at Hi-Z:	MIC Channels — .001 volt, Mag Phono — .0025 volt, Aux-Tuner — .3 volt for zero DBM output
Frequency Response:	20-20,000 cps ± .25 db high impedance 20-20,000 cps ± 1.0 db low impedance
Distortion:	All Channels .05% Harmonic or .1% Intermodulation
Input Impedance:	100,000 Channels 1-2-3-4-5 50/150 with TL-1 plug-in transformer 600 ohm Channel 6
Noise Level:	Channel 1 to 5 —60 db Channel 6 —70 db below +4 DBM output (with gain controls on full)
Controls:	6 mixer, master, bass, treble, VU meter off —0 db and +4 DBM, power off/on
Power Supply Required:	110/120 volts 50/60 cycles .35 amps
External Power:	110/120 volt receptacle on chassis
Tubes:	7-12AX7A, 12AU7, EZ80 Selenium rectifier
Dimensions:	19" x 7" Standard rack panel mount
Finish:	Satin Aluminum — Black knobs
Weight:	14 lbs.

1 *Fiche technique du préamplificateur/mélangeur Grommes G5M*

Al Hart invente le « kit » avec le Little Jewel (LJ3), couronné en 1955 par *Life Magazine* comme étant le meilleur produit « Do it yourself » sur le marché. Accompagné d'un guide de construction tout en couleurs, ce petit intégré de 10 W, si simple à construire (c'en était magique !), devient le porte-drapeau de la marque.

Al Hart et Grommes continuent cependant l'étude et la fabrication (inspirée des appareils de mesures) de matériels haute-fidélité, tant pour les professionnels que pour les amateurs.

Le préamplificateur mélangeur que nous étudions aujourd'hui est né en 1962. Il était destiné aux stations de « radio », aux studios d'enregistrements et aux utilisateurs de « public address » pour qui une sortie spécifique favorisant les fréquences médium était prévue. La qualité de cet appareil était telle que les utilisateurs de hi-fi l'adoptèrent rapidement (une sortie hi-fi est prévue hors la sortie ligne sur transformateur UTC de 600 Ω). Deux G5M en stéréo furent utilisés dès 1962.

Les appareils étaient importés à l'époque par Paul Beuscher.

Ce matériel disparut très vite du marché grand public, Grommes se spécialisant de plus en plus dans le matériel studio et broadcast. Depuis, la société perdure malgré la disparition de Bill Grommes et Al Hart en 2000.

Alan Kimmel, ingénieur en chef et audiophile convaincu, continue la tradition en rééditant les produits qui ont fait la réputation de la marque.

Pourquoi étudier le G5M ?

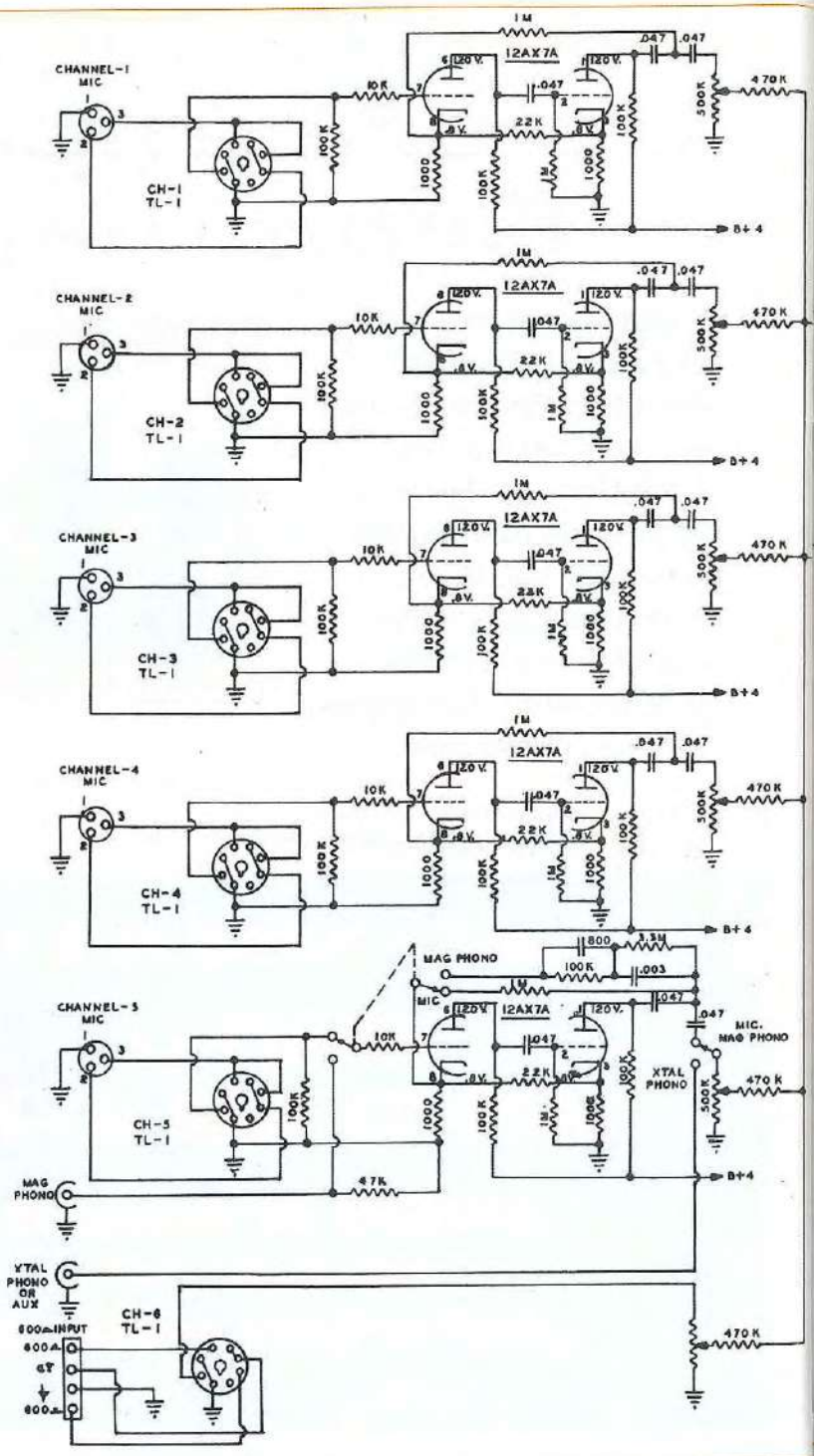
Plusieurs raisons nous ont poussés à vous présenter le G5M.

Tout d'abord, nous entendons répondre à un grand nombre de nos lecteurs professionnels qui nous demandent régulièrement les schémas de préamplificateurs « micro » de grande qualité. Avec le G5M, ils ne risquent pas d'être déçus !

D'autres parmi vous cherchent des préamplificateurs-correcteurs RIAA pour entrée « phono »... et l'entrée phono du G5M est remarquable !

Ce G5M ne manquera pas non plus de séduire tous ceux qui sont tentés par le mixage de plusieurs micro-

2



phones, tout en gardant la qualité dynamique des circuits à tubes.

Le G5M répond, en effet, à ces exigences (fiche technique, **figure 1**).

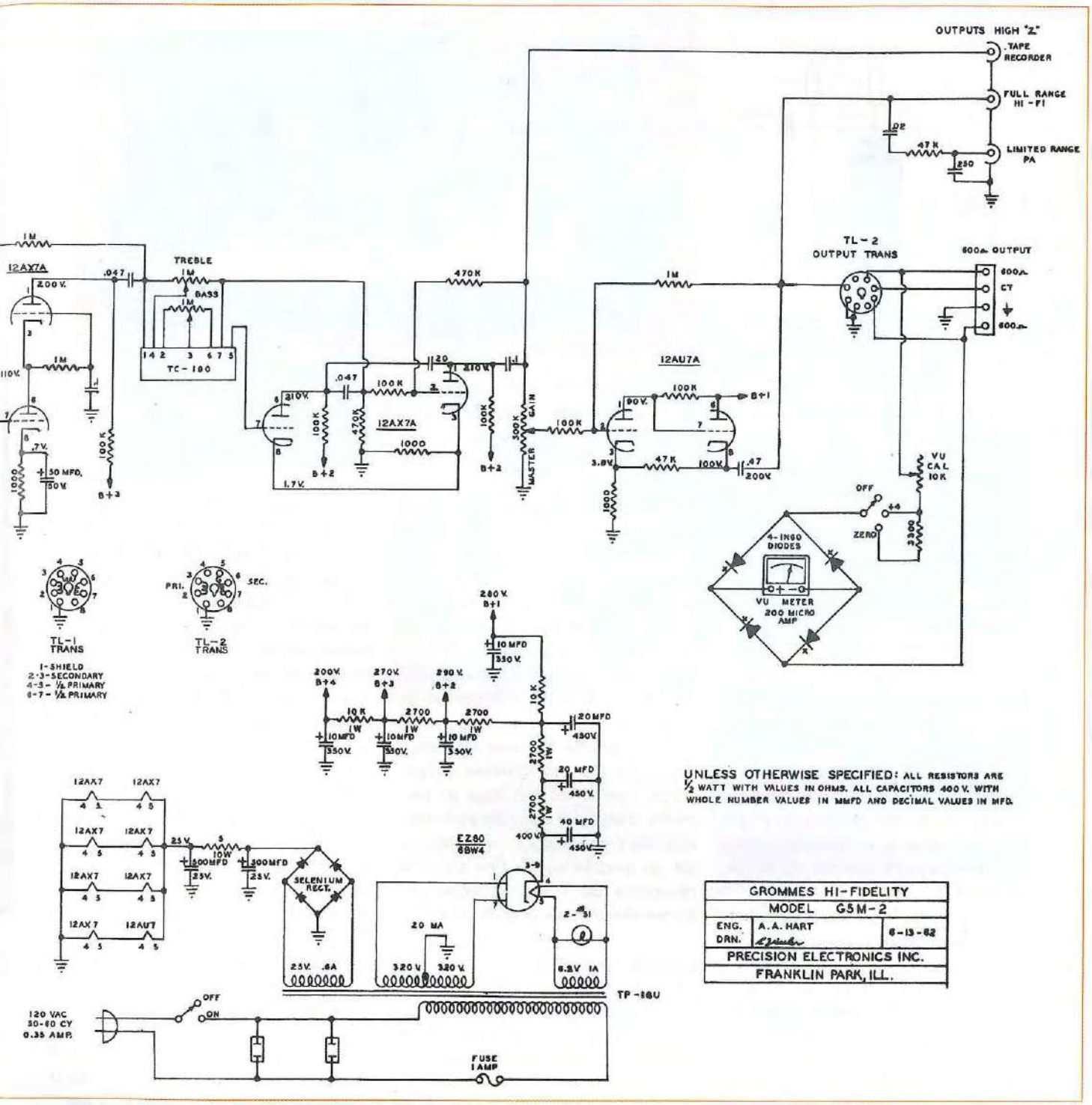
Le schéma (licence Western Electric, comme par hasard !) du G5M emploie un circuit cascode peu utilisé en BF qui sera repris plus tard par la marque française Jason. Ne serait-ce que pour son « cascode », le G5M mérite d'être étudié.

Enfin, évoquons le son ouvert, dynamique et fin du G5M, un son que l'on aimerait trouver sur bien des appareils modernes.

Les amateurs pourront reproduire **pour leur usage personnel** tout ou partie du G5M, en n'oubliant pas que ce circuit est protégé par des brevets, il n'est donc commercialisable que par la société Grommes.

Le schéma

De gauche à droite du schéma (voir **figure 2**), on trouve cinq entrées

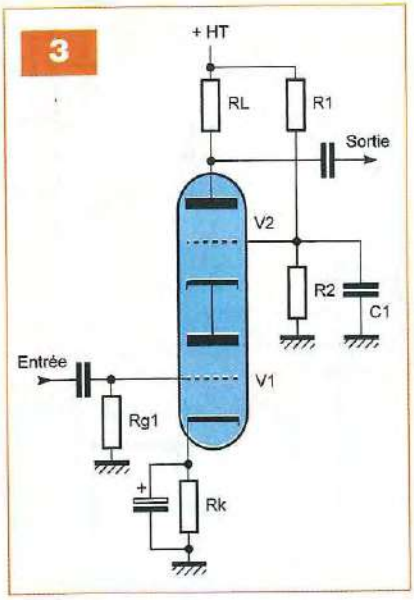


« micro » symétriques sur XLR.

Un astucieux système comporte des supports « octal » sur lesquels on peut enficher des transformateurs d'adaptations « micro » basse impédance. En plaçant un « strap » entre les broches (2) et (5), l'entrée devient asymétrique à haute impédance (100 kΩ). L'entrée (5) est doublée par une entrée RCA destinée à l'entrée « phono », standard (47 kΩ), à condition de basculer les commutateurs (accessibles sur le châssis) en position « phono magnétique ». Ce qui introduit la correction RIAA par contre-réaction, en remplacement de la contre-réaction linéaire (résistance de 1 MΩ prévue sur l'entrée « micro »). Une seconde entrée RCA (X TAL phono/aux) est prévue. Elle attaque directement le potentiomètre du réglage de niveau de 500 kΩ.

Il convient ici de rappeler aux plus jeunes à quoi correspond la position X TAL phono. Sachez que, dans les années cinquante, la majorité des cellules de lecture de disques étaient dites à « cristal de Seignette » ou « céramiques ». Les cellules à haut niveau de sortie (de l'ordre de 1 V) ne nécessitaient pas de correction RIAA (capteurs dits de « vitesse »).

Aux cinq entrées « micro » précitées, s'ajoute une entrée ligne, symétrique (600 Ω) avec transformateur ou asymétrique en posant un strap entre les broches (2) et (4), (et sans transformateur), entrée se faisant directement sur un potentiomètre de 500 kΩ.

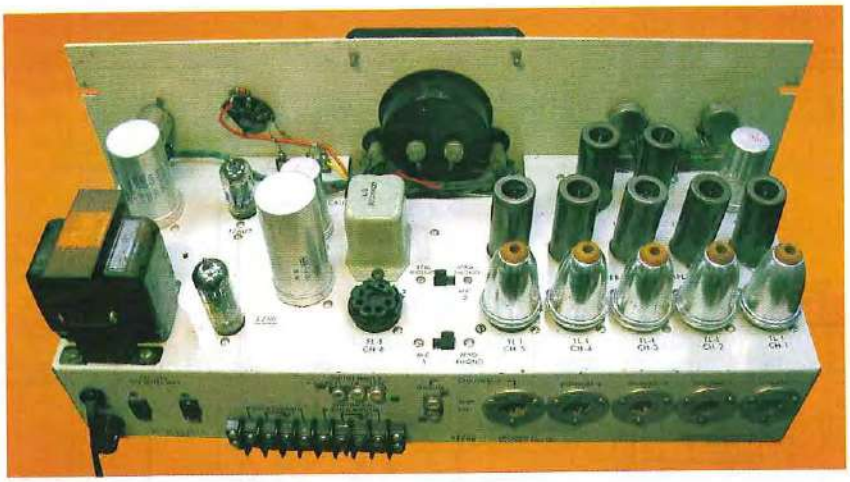


R1 et R2 forment un diviseur de tension afin de polariser correctement la grille G2.
C1 est un découplage pour éliminer toute composante alternative vers la masse.
RL est la résistance de charge.
Le gain d'un tel montage est équivalent à celui d'une pentode (voir texte).

Six résistances de 470 kΩ en sortie des potentiomètres sont destinées à rendre autonomes les canaux entre eux. Malgré la préamplification assurée par les 12AX7, cet ensemble provoque une grande atténuation. Il faut donc amplifier à nouveau le signal pris entre le point commun de toutes les 470 kΩ.
Et là, cerise sur le gâteau : l'utilisation d'un amplificateur « cascode ».

Le cascode, qu'est-ce que c'est ?

C'est un circuit inventé dans les années trente par Henry Wallman. Le problème, à l'époque, était d'amplifier des fréquences élevées (pour les ondes courtes) **avec le minimum de bruit de fond.**
La pentode existait avec tous ses avantages (gain élevé, capacités parasites réduites, suppression du couplage anode/grille de commande grâce à la grille « écran »), mais elle présentait deux inconvénients majeurs : l'obligation d'alimenter la grille « écran » et surtout un bruit de fond important (souffle).
Henry Wallman s'attaqua au problème en imaginant un montage utilisant deux triodes qui suppriment radicalement les réactions de couplage entre le circuit attaquant la grille de « commande » et la charge placée dans la plaque du second élément triode (**figure 3**).
Avec un tel montage, le gain global est le produit du gain de V1 par le gain de V2. Le bruit engendré par le montage est produit par le bruit généré à l'entrée et non par le montage lui-même, ce qui n'est pas le cas si on emploie une pentode.
Dans le G5M, le cascode n'utilise pas de diviseur de tension, la tension de la grille de V2 est au même potentiel que sa cathode (par une résistance de 1 MΩ). Ceci va diminuer l'impédance interne du montage et permettre d'attaquer directement le filtre réglable « grave/aigus » (TC180) qui est un module scellé. Une seconde résistance de 1 MΩ applique une contre-réaction sur la grille de V1.



L'étage de sortie

Un autre étage préamplificateur, plus classique celui-là, suit le correcteur de tonalité afin de rattraper la perte de gain amenée par ce dernier. En sortie, on trouve un potentiomètre « master gain » en amont duquel est effectuée la sortie vers un enregistreur (haute impédance).
Le potentiomètre de réglage principal du gain attaque la grille d'une première demi-12AU7/ECC82 en liaison directe. Il attaque également la seconde demi-12AU7, laquelle est contre-réactionnée par deux résistances (100 kΩ dans les plaques, 47 kΩ dans les cathodes).
Une boucle globale de 1 MΩ ramène le signal sur la grille de la première demi-12AU7.
La sortie cathodyne de la seconde demi-12AU7/ECC82 « pilote », d'une part, le transformateur de sortie UTC 600 Ω/600 Ω symétrique et, d'autre part, deux sorties asymétriques. L'une d'elles, appelée « hi-fi », est directe. L'autre est appelée « public address » et traverse un filtre composé des éléments 0,02 µF + 47 kΩ + 250 pF, lesquels limitent la bande passante et favorisent les médiums (inutilisable en hi-fi !).
Le G5M est doté d'un « vrai » vumètre à double sensibilité : 0 dB (standard), + 4 dB (standard, 0 Vu studio et brodacst).

L'alimentation

Elle utilise une valve EZ80 à chauffage indirecte et une chaîne de cellules de découplages. Inutile de stabiliser les tensions, aucune des cathodes (hors le cascode) n'étant découplée.
L'alimentation des filaments s'effectue en +25 V « continu » (rare à l'époque !). Ces filaments sont montés en série deux par deux.

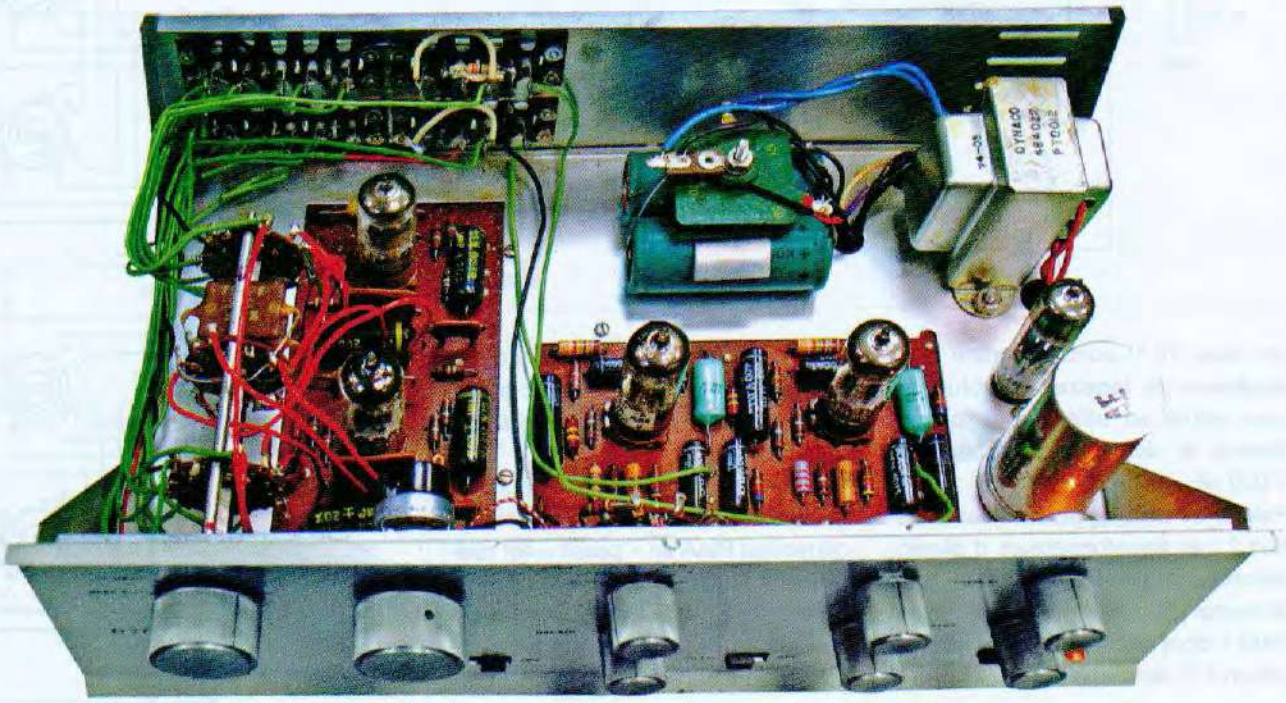
Le son

La dynamique de cet « engin » est époustouflante, qualité due principalement à l'utilisation du cascode.
Les taux de distorsion sont exceptionnellement bas, le silence sans modulation est total.
Ce qui démontre, une fois de plus, que des appareils destinés aux professionnels de l'enregistrement et de la radio (à l'exception des « engins » destinés à la sonorisation) affichaient des performances étonnantes dès les années cinquante !

R. BASSI

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Le préamplificateur PAS-3 de Dynaco



S'il est un préamplificateur qui a fait couler beaucoup d'encre chez des « bidouilleurs » soi-disant de génie, c'est bien le PAS-3. Conçu par David Hafler en 1964, ce petit « engin », particulièrement simple et performant, n'exigeait, croyez-moi, aucune modification, ni « up-grade », et pourtant...

Fondée pour concurrencer Heathkit, le n°1 du kit, la société Dynaco fut, deux décennies durant, le n°1 du kit « hi-fi » avec ses amplificateurs de puissance, en particulier le Stéréo 70 conçu par David Hafler après son abandon de la firme Acrosound qu'il avait créée.

N'oubliez pas que David Hafler, l'inventeur du montage dit «ultra-linéaire», avait créé Acrosound pour utiliser son procédé avec ses célèbres transformateurs qu'il s'empressa de fabriquer à nouveau pour Dynaco dès 1964.

À l'origine, le préamplificateur PAS-3 était destiné à piloter le Stéréo 70, mais ses qualités l'imposèrent auprès de tous les aficionados de la hi-fi de cette époque qui découvraient la stéréo sur disques (1959).

Le PAS-3 était commercialisé sous deux formes :

- entièrement monté au prix de 2173 F, soit environ 21 000 francs constants, (3 200 €)
- en kit au prix de 1743 F, soit environ 17 000 francs constants (2 300 €).

Son frère, le PAS-2, est rigoureusement identique, à l'exception de sa face avant.

Le kit Dynaco PAS-3

On aimerait, de nos jours, retrouver ce type de produit particulièrement bien étudié et surtout facile à monter. Les seuls outils nécessaires à ce travail étaient : un fer à souder, une pince à dénuder, des pinces plates, deux petits tournevis... et un peu de patience !

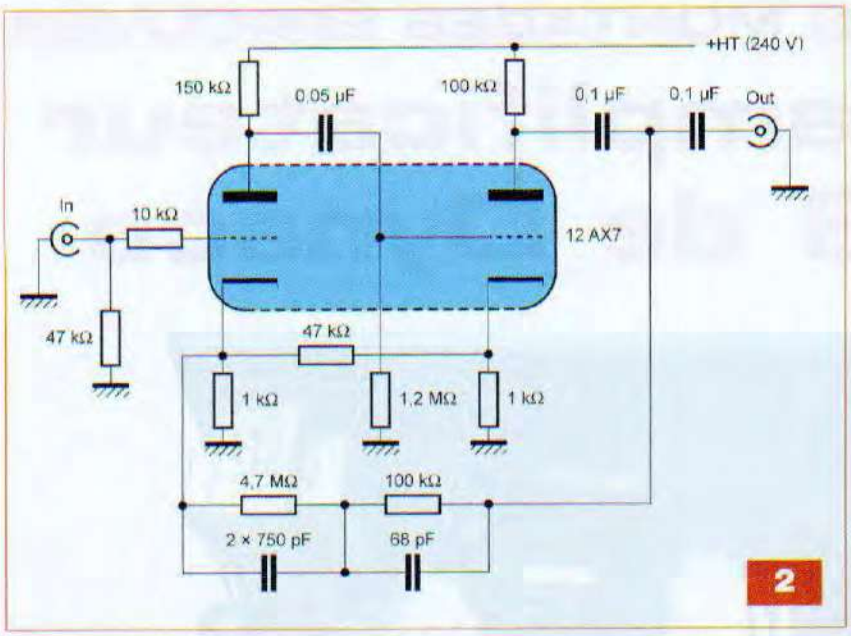
Le kit comportait deux circuits imprimés précâblés intitulés :

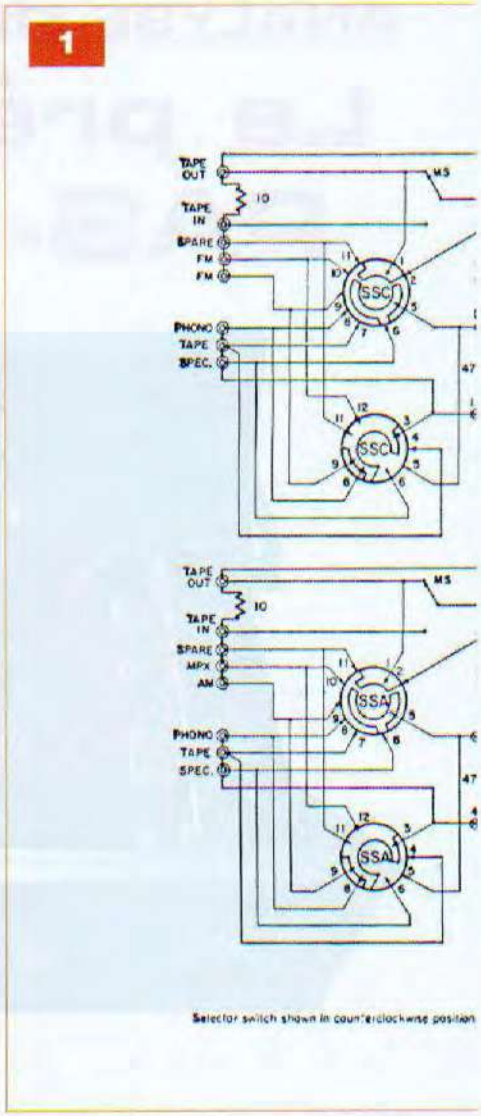
- PAS-PC5 pour l'amplificateur de ligne et ses contrôles de tonalité,
- PAS-PC6 pour le correcteur RIAA des disques stéréo 33 tours.

L'appareil utilisait deux tubes par circuit, soit quatre 12AX7/ECC83 pour l'ensemble de l'appareil.

Très simple, l'alimentation comporte un transformateur (110/220 V pour l'Europe) et une redresseuse 12X4, la même que la classique 6X4 (mais au filament alimenté sous 12 V).

Les filaments des tubes sont alimen-





tés sous 12 V continus grâce à **un doubleur de tension** constitué par une cellule au sélénium (photo ci-contre) et deux condensateurs de 2 000 µF.

Raison de cette apparente complication ? Les transformateurs d'alimentations d'origine étaient prévus pour alimenter le préamplificateur mono PAM 1 dont les tubes étaient alimentés en 6 V alternatifs.

Les circuits

Le correcteur RIAA PC6

La correction parfaitement optimisée utilise une ligne de contre-réaction qui est un modèle du genre en termes de précision, de qualités subjectives... et de simplicité (**figure 1**) !

Réflexions sur la correction RIAA (selon David Hafler)

Respecter la correction à 0,5 dB près **ne présente strictement aucun intérêt** pour la qualité finale, car peu de disques suivent exactement la courbe.

De plus, les mesures habituellement effectuées sur les correcteurs RIAA ne tiennent en général pas compte de **la cellule de lecture utilisée** et ne concernent que des signaux sinusoïdaux.

Ce n'est évidemment pas le cas en utilisation normale, la musique et les sons étant constitués de trains d'impulsions.

L'essentiel est donc de **respecter la phase** (la transmission de groupe, voir plus loin) tout au long de la correction, ce qui est plus facile à dire qu'à faire.

Combiner des résistances, bobines et condensateurs, pour respecter la correction RIAA en « passif » est relativement facile.

De même, en utilisant la contre-réaction (90 % des correcteurs connus), s'il est aisé de combiner deux résistances et deux condensateurs afin de respecter la courbe, il est pratiquement impossible de **respecter la phase**. D'où les dizaines de circuits proposés, tous respectant la courbe, mais dont les performances **sont souvent médiocres**, la phase n'étant pas respectée.

Le correcteur RIAA PC6 Dynaco de Hafler (**figure 2**) utilise une combinaison résistances-condensateurs dans la ligne de contre-réaction inusitée : 100 kΩ/68 pF et 4,7 MΩ/2 x 750 pF.

L'astuce pour corriger la phase : la résistance de 47 kΩ placée entre les deux cathodes de la 12AX7 (c'est une réaction et non une contre-réaction).

Ce principe est connu, il est notamment utilisé par Mc Intosh dans le C22 (cf. *Électronique Pratique* n°319).

Le respect de la phase

On ne devrait pas parler de respect de phase, mais de respect de ce que l'on appelle la « transmission de groupe ». De quoi s'agit-il ?

C'est relativement facile à comprendre, mais très difficile à réaliser.

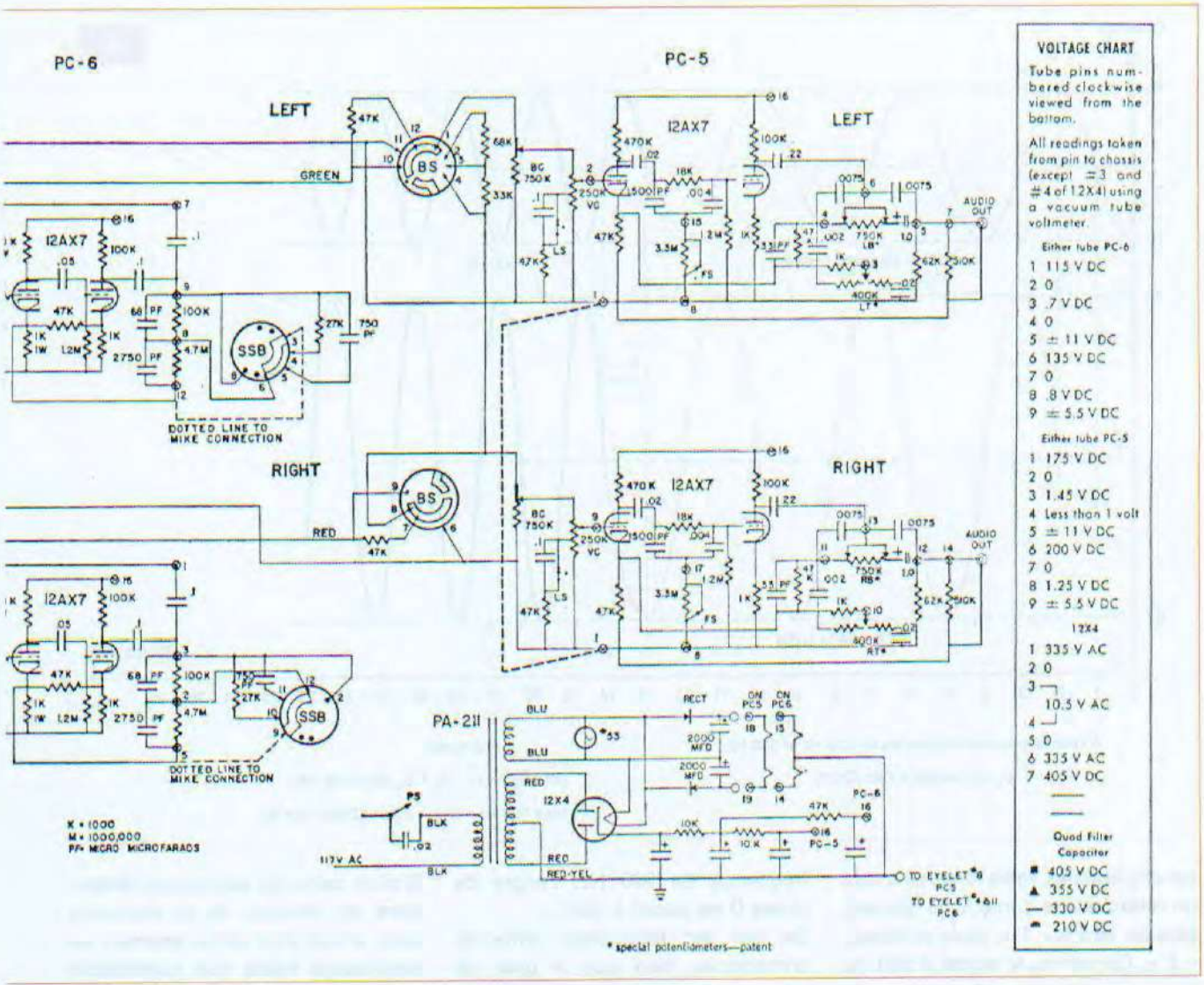
Ce problème majeur affecte tous les circuits utilisant des résistances, des condensateurs et/ou des bobines. Il en est ainsi des correcteurs de gravure, des correcteurs de tonalité, des filtres pour haut-parleurs, bref de tous les filtres en règle générale !

Vous savez que tout circuit utilisant les composants précités va apporter un retard ou une avance à la transmission du signal. On note le même phénomène lorsque le signal traverse un transformateur, quel qu'il soit.

Dans ce dernier cas, respecter la « transmission de groupe » est encore plus difficile.

C'est pourquoi certains transformateurs, apparemment irréprochables en bande passante, délivrent des sons de « gouttière » à peine supportables !

Précisions : à chaque fois qu'on parle de fréquences, on sous-entend fréquences « sinusoïdales ». En pra-



tique, pour la reproduction des sons et au risque de me répéter, **il n'en est jamais ainsi**.

Les mathématiciens se réfugient dans la notion de « série de Fourier ». Laquelle dit que, quelle que soit la forme d'un signal **périodique**, il est décomposable en une somme de sinusoïdes !

« **Périodique** », le gros mot est lâché ! Un signal audio **n'est jamais « périodique »**. Extrêmement complexe, il est constitué, à l'intérieur d'une « courbe enveloppe » (lire nos précédents articles), d'une multitude d'impulsions de régime transitoire qui sont **tout sauf périodiques**, donc non décomposables en « série de Fourier ».

« **Série de Fourier** » ou pas, la position de **ces partiels** dans le temps doit être absolument respectée, ce qui sous-entend une **caractéristique de phase parfaite**.

C'est ce que l'on appelle **la transmission de groupe** :

- Un condensateur apporte une **avance de phase**
- Un bobinage apporte un **retard de phase**
- Une résistance est neutre, elle n'introduit ni avance ni retard de phase.

Dans le cas d'un filtre, il faut considérer l'assemblage résistance-condensateur et/ou bobine afin de calculer l'avance ou le retard apporté par le circuit.

La parfaite maîtrise de ces circuits permet, en respectant la transmission de groupe, de reproduire fidèlement **les transitoires** du signal audio.

Qu'est-ce que la transmission de groupe

C'est la capacité d'un circuit, quel qu'il soit, de respecter la position **dans le temps** de tous les partiels d'un son, quels qu'ils soient.

Pour ce faire, il nous faut un signal sinusoïdal (désolé !).

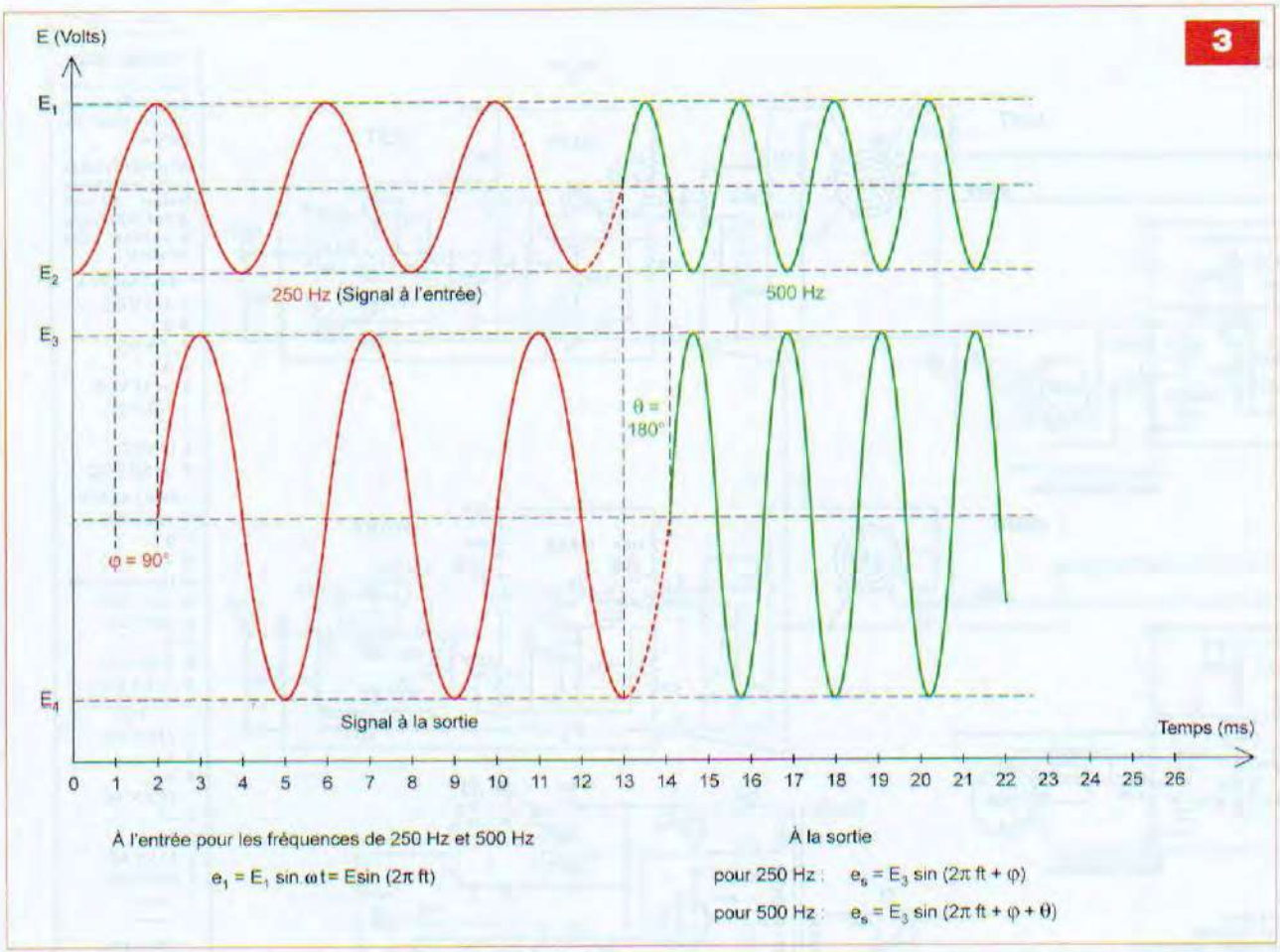
Sur la partie supérieure de la **figure 3** (d'après F. Juster), nous avons représenté un signal quelconque avant son introduction dans un circuit amplificateur. L'échelle inférieure est graduée en **temps**, par exemple en millisecondes (1 graduation = 1 milliseconde).

Sur la partie inférieure de cette figure, nous avons représenté le même signal, après passage dans l'amplificateur. Ce signal est donc bien **amplifié**.

À noter, sur le signal d'entrée : du temps « 1 » au temps « 12 », le signal a une certaine fréquence. Ici de 1 à 5 : 4 ms, c'est la période T, la fréquence est donc de 1/T = 250 Hz.

À partir du temps « 13 », la fréquence **double** (période 2 ms), soit 500 Hz.

Sur la partie inférieure de la figure 3, le signal a bien été **amplifié pour les deux fréquences**. La transmission



est dite **linéaire, mais** le signal a subi un **retard** (ici de 1 ms). Il ne démarre plus au temps « 1 », mais au temps « 2 ». De même, le signal à 500 Hz démarre au temps « 14 » et non plus au temps « 13 ».

Si on considère le signal à 250 Hz et que l'on fait une mesure de déphasage, la différence de phase entre les deux signaux (entrée et sortie) est φ (Phi). A partir de là, l'erreur commise est d'affirmer qu'il n'y a pas de distorsion de phase si la différence de phase φ est constante quelle que soit la fréquence... Faux ! C'est tout le contraire !

Pour qu'il n'y ait pas de distorsion de phase (donc une « transmission de groupe de fréquences » correcte), il faut que l'angle φ soit proportionnel à la fréquence « f » transmise. Ce qui revient à dire que le décalage de temps de transmission « t » est constant quelle que soit la fréquence.

Si vous observez la figure 3, vous constaterez que, sur notre exemple théorique, à la fréquence de 250 Hz, l'angle de phase entre l'entrée et la sortie mesure 90°, alors que pour la fréquence de 500 Hz, l'angle de phase θ est passé à 180°...

Ce qui est totalement différent, admettez-le, bien que le **gain** de l'étage soit resté rigoureusement identique !

• Première conclusion

La bande passante d'un circuit ne veut strictement rien dire en termes de qualités intrinsèques en audio (et en audio uniquement).

• Deuxième conclusion

Pour respecter le signal (donc pour une absence de distorsion **dite de phase**), le décalage dans le temps doit être constant, **quelle que soit la fréquence.** Ce qui implique que le déphasage doit être proportionnel à la fréquence et **non être constant.**

Je vous épargne la démonstration mathématique (bien que simple). L'angle de phase est ici exprimé en « radians » (et non en degrés).

Pour que la transmission de groupe soit parfaite, on écrit :

$$\frac{\varphi}{2\pi f} = t \text{ (en seconde)} = \text{constante.}$$

Rappel : 1 radian # 57,3°

D'où le calcul du déphasage **obligatoire** en fonction de la fréquence dans le cas d'un circuit amenant **un déphasage initial non contrôlable** (filtres, sorties sur transformateurs, circuits de corrections, condensateurs de liaisons mal calculés, etc.) :

$$\varphi = 2\pi f t$$

φ en radians
f en hertz
t en secondes

Calcul sur notre **exemple théorique.** Pour la fréquence f1 (250 Hz), nous avons enregistré un déphasage φ de 90° soit :

$$\frac{90}{57,3} = 1,57 \text{ radian}$$

Le temps de décalage est donc de :

$$t_1 : \frac{\varphi}{2\pi f} = \frac{1,57}{6,28 \times 250} = 0,001 \text{ s}$$

Soit 1 ms

Pour la fréquence f2 (500 Hz), nous avons enregistré un déphasage θ de 180°, soit 3,14 radians.

Le temps de décalage est donc de :

$$t_2 : \frac{\theta}{2\pi f} = \frac{3,14}{6,28 \times 500} = 0,001 \text{ s}$$

Soit 1 ms

$t_1 = t_2 \rightarrow$ **CQFD**

La transmission de groupe est respectée.

Retour au PAS-3

Cette longue digression me semblait utile à développer car rarement évoquée, bien que fondamentale. Les courbes de phase en sorties d'amplificateurs de puissance sont, en effet, rarement publiées, ce qui est une grosse lacune et expliquerait bien des déboires en termes de qualité dite « subjective » !

La platine RIAA PC6

Le schéma simplifié de cette platine de correction est reproduit en figure 2. Nous avons déjà tout dit sur les qualités de ce circuit. Si vous récupérez un PAS-3, n'écoutez pas les sirènes et les appels des « gourous de l'audio ». Les seules améliorations que vous puissiez lui apporter concernent :

- le remplacement des résistances Halen Bradley au carbone (qui soufflent et ont certainement changé de valeurs !) par des résistances « couche métallique », **en respectant rigoureusement** leurs valeurs,
- l'utilisation de condensateurs de liaisons modernes ne fuyant pas, contrairement aux condensateurs au papier et à l'étain d'origine !

Vérifiez, en outre, toutes les soudures et lubrifiez le commutateur de fonctions.

La platine « ligne » PC5

Mêmes observations, cependant attention : le double réglage de tonalité est semi-passif, à contre-réaction, mais à sortie directe.

Si vous attaquez un amplificateur à tubes d'impédance d'entrée élevée (≥ 100 kΩ), pas de problème, mais attention aux amplificateurs dont l'impédance d'entrée est basse. Dans ce cas, vous n'aurez pas de problème de son, mais des correcteurs pratiquement inopérants ! Dommage étant donné leurs qualités inusitées !

L'alimentation

Elle est classique. Ce qui choque les « gourous », c'est qu'elle n'est pas stabilisée (il ne vaut mieux pas, problèmes assurés et ronflements et autres « bzz » !) et surtout l'énorme redresseur au sélénium pour assurer l'alimentation en continu des filaments.

Vous pouvez le remplacer par des diodes « standard » (1N4007), en respectant les polarités (c'est un doubleur de tension) et en n'oubliant pas d'ajouter en série une résistance de 100 Ω (5 W) afin de retrouver la résistance interne des « sélénium » d'origine. Dans le cas contraire, vous risqueriez de vous retrouver avec des tubes dont les filaments grilleraient systématiquement à la mise sous tension de l'appareil.

L'écoute

À l'écoute, sans se « rouler par terre » et pousser des cris d'admiration, le PAS-3 concurrence sans difficulté la plupart des préamplificateurs commercialisés aujourd'hui.

N'oubliez pas qu'il s'agissait d'un appareil simple, facile à assembler et que la devise de Dynaco était d'obtenir le maximum de qualités avec le minimum de moyens.

Avec le PAS-3, c'est réussi.

R. BASSI

PETITES ANNONCES

RECH. revue *Electronique Pratique* n°110 (déc. 1987) pour compléter collection. Faire offre.
Tél. : 06 85 11 16 59 ; e-mail walker34@wanadoo.fr

RECH. professeur électronique pour cours particuliers dans le Gard. Tél. : 04 66 67 14 09

RECH. lampemètre/pentemètre ou pont à lampes Metrix en l'état. Possibilité de me déplacer pour récupérer l'appareil. Faire offre au 03 21 35 30 52

RECH. récepteur Barlow Wadley XCR-30. Achète ou échange. Je possède le boîtier avec tous les boutons et le reste.
Tél. : 06 86 15 27 31

VDS. oscillos très bon état avec schémas Philips PM3217, 2 x 50 MHz, 2 bases de temps : 200 €; Téléquipment D67, 2 x 25 MHz, 2 bases de temps : 150 €. Tél. : 06 82 67 61 89

RECH. ouvrages électricité, arithmétique, mathématiques, bobinages, mécanique..., radio (anciens) des sociétés d'édition Radio, ETSF, Technique et vulgarisation, Foucher, Chiron, Delagrave, ETAI, Mac Graw -Hill , etc.
Pour les titres, me consulter de préférence, pour les références aussi, anciens cours ETN et Eurelec/Eurotechnique.
Tél. : 05 56 28 49 25

RECH. revue *Electronique Pratique* n°289.
A vendre ou consulter Var et environs. Tél. : 06 77 11 08 28

Appareils de mesures électroniques d'occasion, oscilloscopes, générateurs, etc.

HFC Audiovisuel
29, rue Capitaine Dreyfus
68100 MULHOUSE
Tél. : 03 89 45 52 11
www.hfc-audiovisuel.com
SIRET 30679557600025

www.casyel.fr
NOUVEAU
Câbler... décâbler pour vos montages **sans soudure**
(brevet déposé)
Venez découvrir...
www.casyel.fr
SIRET 501 277 487 00010

IMPRELEC
32, rue de l'Égalité
39360 Viry
Tél. : 03 84 41 14 93
Fax : 03 84 41 15 24
imprelec@wanadoo.fr
Réalise vos :
CIRCUITS IMPRIMÉS
de qualité professionnelle SF ou DF, étamés, percés sur V.E. 8/10 ou 16/10, œillets, trous métallisés, sérigraphie, vernis épargne, face alu. et polyester multi-couleurs.
Montages composants.
De la pièce unique à la petite série.
Vente aux entreprises et particuliers.
Travaux exécutés à partir de tous documents.
Tarifs contre une enveloppe timbrée, par téléphone ou mail

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

L'amplificateur intégré Dynaco SCA-35

Compte tenu de vos appels et courriers concernant le préamplificateur PAS-3 de Dynaco traité dans notre précédent numéro, il semble évident que nombre d'entre vous êtes friands de montages fiables, performants et surtout faciles à réaliser. C'est pourquoi, nous analysons aujourd'hui le SCA-35, autre montage Dynaco non moins célèbre.

Comme tout montage Dynaco, le SCA-35 est truffé d'astuces destinées essentiellement à compenser l'usure des tubes, assurer la stabilité du montage, lutter contre les bruits parasites et les ronflements.

Les caractéristiques

• **Étages de puissance :**
- 2 x 17,5 W, deux étages ultra-linéaires utilisant les célèbres 6BQ5/EL84/7189 (EL84 renforcées) en push-pull
- Distorsion harmonique : 0,5 %
- Distorsion d'intermodulation : moins de 1 % à pleine puissance moins de 0,2 % à niveau d'écoute moyen

• **Étages préamplificateurs**
- Tubes : 12AX7/ECC83
- Sensibilité phono 47 000 Ω : 4 mV
- Entrées non utiles de nos jours : PU céramique, tête magnétique (2,5 mV)
- 3 entrées haut niveau : 1 volt sous 250 000 Ω

Analyse des amplificateurs de puissance

On trouve (V3 V4), une triode/pentode 7199 dont **il n'existe aucun équivalent (figure 1)**. Si vous ne trouvez pas ce tube, vous pouvez opter pour **deux tubes** :
- une ECF80 dont vous ne prendrez que la partie pentode
- une 12AU7/ECC82 dont vous n'utiliserez qu'une demi-triode.

L'idéal est, bien entendu, d'utiliser de vraies 7199.

Nous avons cependant choisi avec succès une combinaison de tubes courants :
- EF80 pour la pentode
- 6C4 pour la triode (tube miniature) ou une demi-triode 12AU7.

Un tube peut remplacer avantageusement la 7199, il s'agit de la 6AN8 dont le brochage est différent de la 7199, mais dont les caractéristiques électriques sont très proches.

Ce tube est toutefois aussi difficile à trouver que la 7199.

Les tubes de puissance sont des classiques EL84, dont la version renforcée 7189 est recommandée si vous désirez la puissance de 17 W prévue.

L'inverseur de phase 7199

Il a l'air classique, mais ne vous fiez pas aux apparences.

Tout d'abord, la pentode préamplificatrice : attention, regardez la façon dont est utilisée la grille « écran » (3). Cette dernière n'est pas alimentée par la haute tension, mais utilisée comme seconde grille de « commande » sur laquelle est appliquée une contre-réaction locale par R33 et une sorte de réaction entre la cathode et l'écran de ce tube.

En effet, la contre-réaction globale appliquée à la sortie de l'amplificateur de puissance par R37 et R31 (résistance de cathode de la 7199 pentode) est appliquée en opposition de phase à travers C18 sur l'écran de la pentode.

Ce système provoque une sorte « d'expansion de dynamique », ce qui surprend, ce petit amplificateur « semble » délivrer une puissance bien au-delà de sa puissance nominale.

L'étude détaillée de cette « contre-réaction/réaction » est extrêmement complexe car R33 et R34 entrent aussi en ligne de compte (!).

L'essentiel c'est que cela fonctionne « rudement bien » !

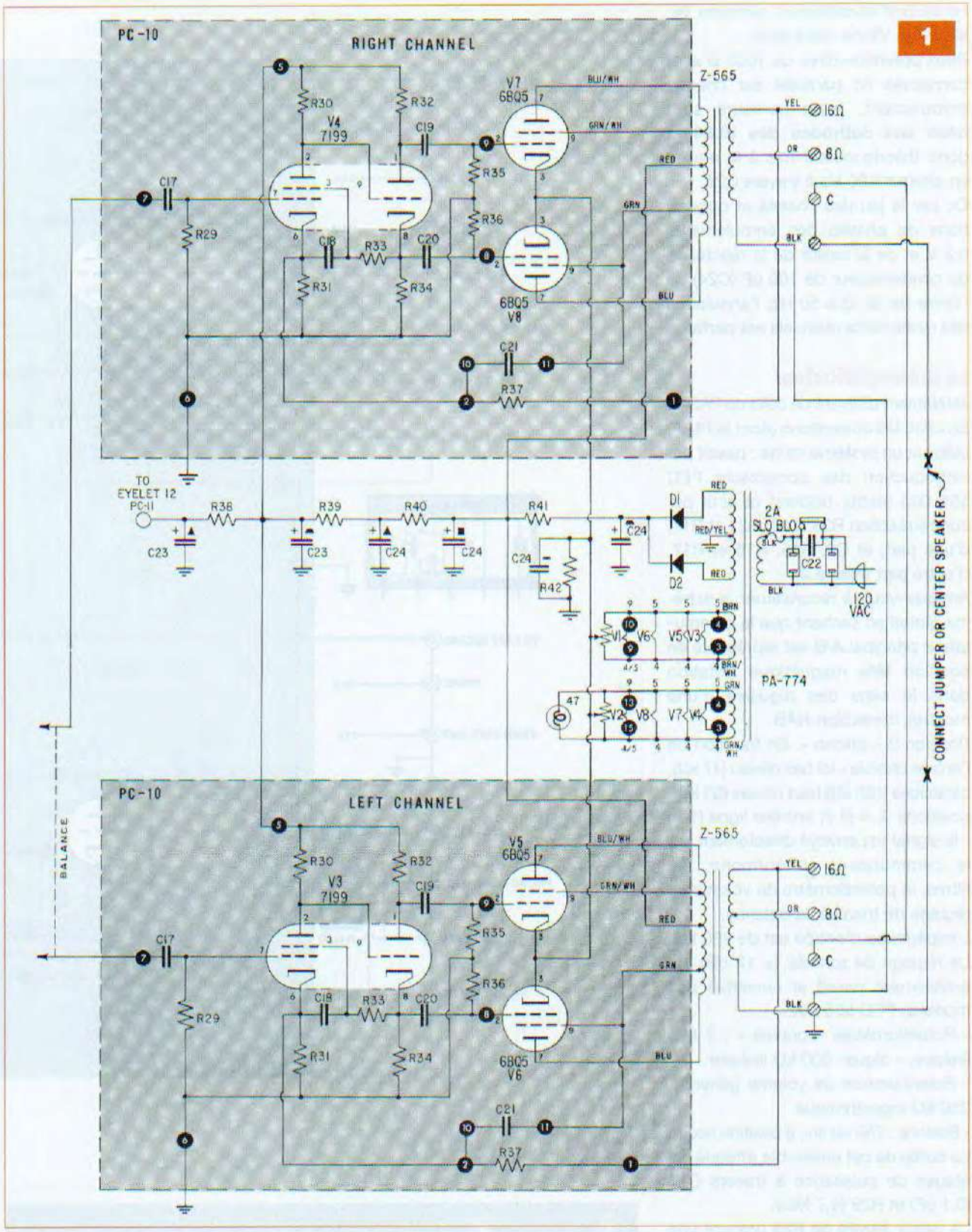
La triode est utilisée comme inverseur de phase cathodyne par R32 et R34 (voir cours précédents).

À travers C19 et C20, on attaque les tubes de puissance V5, V6, V7 et V8.

Les étages de puissance

On ne peut pas les étudier indépendamment l'un de l'autre.

Première astuce : en dehors du fait qu'il s'agit de deux amplificateurs ultra-linéaires (David Hafler, inventeur du procédé oblige), **les cathodes** des quatre tubes **sont réunies entre elles** à travers la résistance globale de polarisation R42 de 95 Ω (5 W),



découplée par C24 de 100 µF (25 V). Ce procédé permet de polariser les tubes correctement, bien que le système fonctionne en classe AB (lire cours précédents). Vous savez qu'en classe AB, on ne peut pas utiliser correctement une polarisation automatique car, lors du passage de la classe A à la classe B, un des deux tubes est bloqué. La polarisation n'est donc pas constante. Le fait de coupler les deux canaux permet à la résistance de polarisation de « voir » en permanence deux tubes en fonctionnement.

Deuxième astuce : le système anti-ronflement particulièrement efficace ! Observez le transformateur d'alimentation PA-774, en particulier les deux enroulements alimentant les filaments des tubes (sous 6,3 V).

Le premier enroulement alimente V5 et V6 (tubes de puissance du canal gauche), V3 et V1.

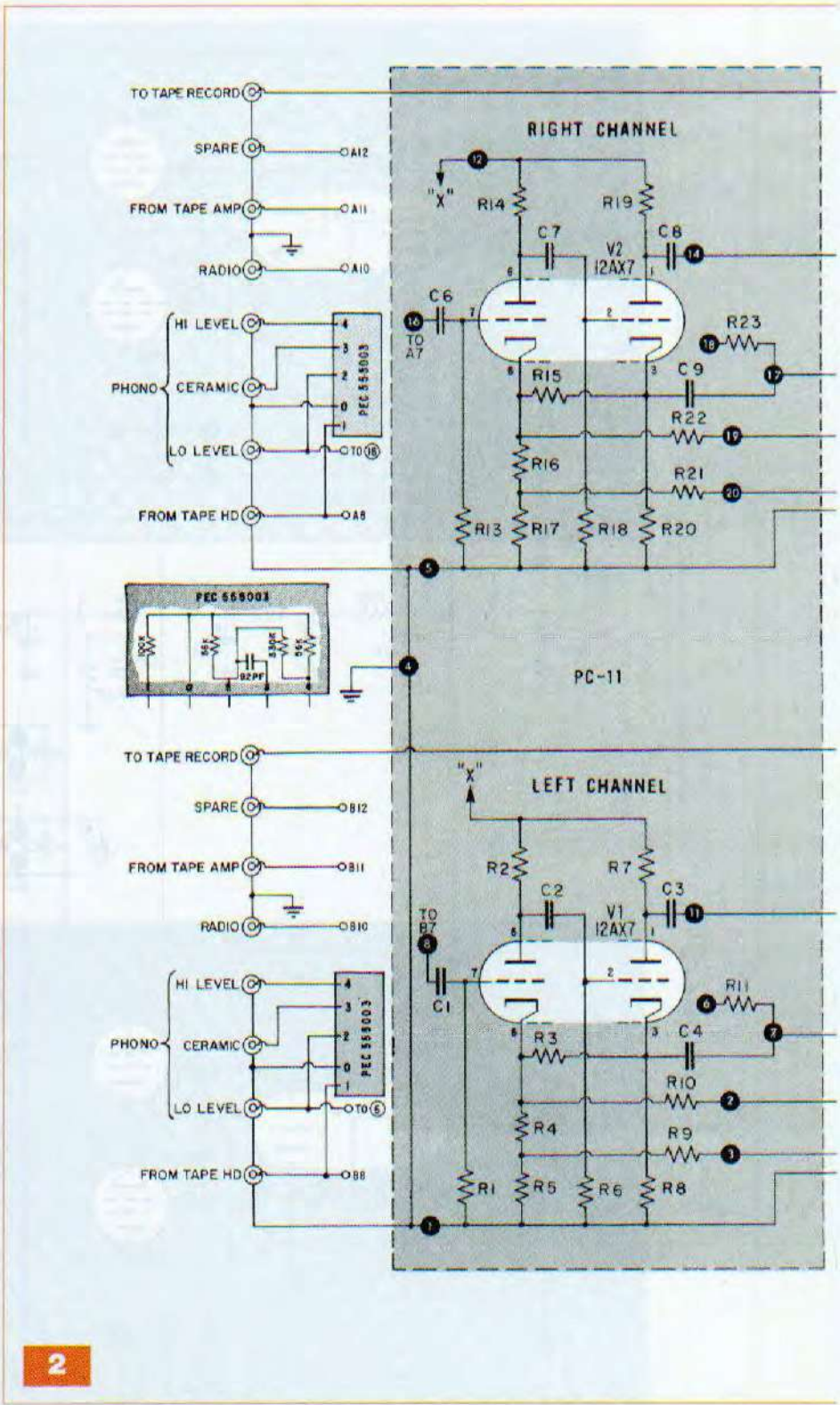
Le second enroulement alimente V4, V2, V7 et V8 du canal droit.
Deux potentiomètres de 1000 Ω sont connectés en parallèle sur chaque enroulement, leurs curseurs sont reliés **aux cathodes des EL84** et donc théoriquement mis à la masse en alternatif 50 Hz à travers C24.
Or, par le jeu des phases et oppositions de phases des enroulements 6,3 V et de la valeur de la réactance du condensateur de 100 µF (C24) de l'ordre de 32 Ω à 50 Hz, l'annulation des ronflements résiduels **est parfaite**.

Le préamplificateur

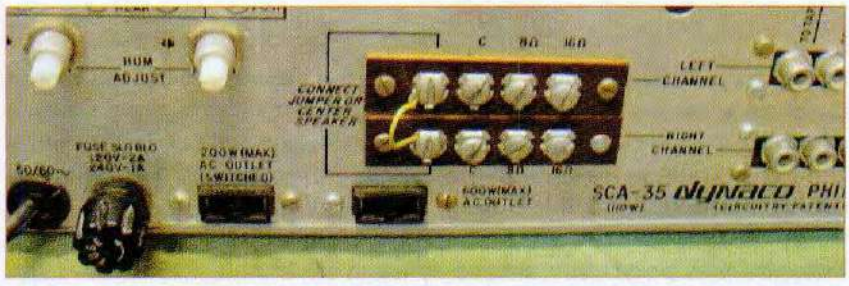
Totalement différent de celui du PAS-3. En effet, les corrections (dont la RIAA) utilisent un système mixte : passif par l'introduction des correcteurs PEC 555 003 (petits boîtiers) et actif par contre-réaction R24, C10, R21 et R17, d'une part, et C9, R15, R16 et R17, d'autre part (**figure 2**).
Amusez-vous à reconstituer le schéma global en sachant que le commutateur principal A/B est représenté en position tête magnétique (rotation dans le sens des aiguilles d'une montre), correction NAB.
Position 2 « phono ». En fonction de l'entrée choisie - ici bas niveau (47 kΩ), céramique (100 kΩ) haut niveau (50 kΩ); positions 3, 4 et 5; entrées ligne (1 V) - le signal est envoyé directement sur le commutateur stéréo/mono, les filtres, le potentiomètre de volume, le réglage de tonalité, la balance.
L'impédance d'entrée est de 250 kΩ.
Le réglage de tonalité (± 12 dB) est entièrement passif et constitué des modules PEC 555 002.
- Potentiomètres « graves » : 2 MΩ linéaire; « aigus» 500 kΩ linéaire
- Potentiomètre de volume général : 250 kΩ logarithmique
- Balance : 750 kΩ lin., à position neutre
La sortie de cet ensemble attaque les étages de puissance à travers C17 (0,1 µF) et R29 (4,7 MΩ).
La valeur élevée de R29 procure une sur-polarisation de la 7199 par courant de grille (voir cours précédents).

L'alimentation

Elle est classique et délivre 360 V aux étages de puissance, environ 300 V aux inverseurs de phase et 250 V aux étages préamplificateurs.



2



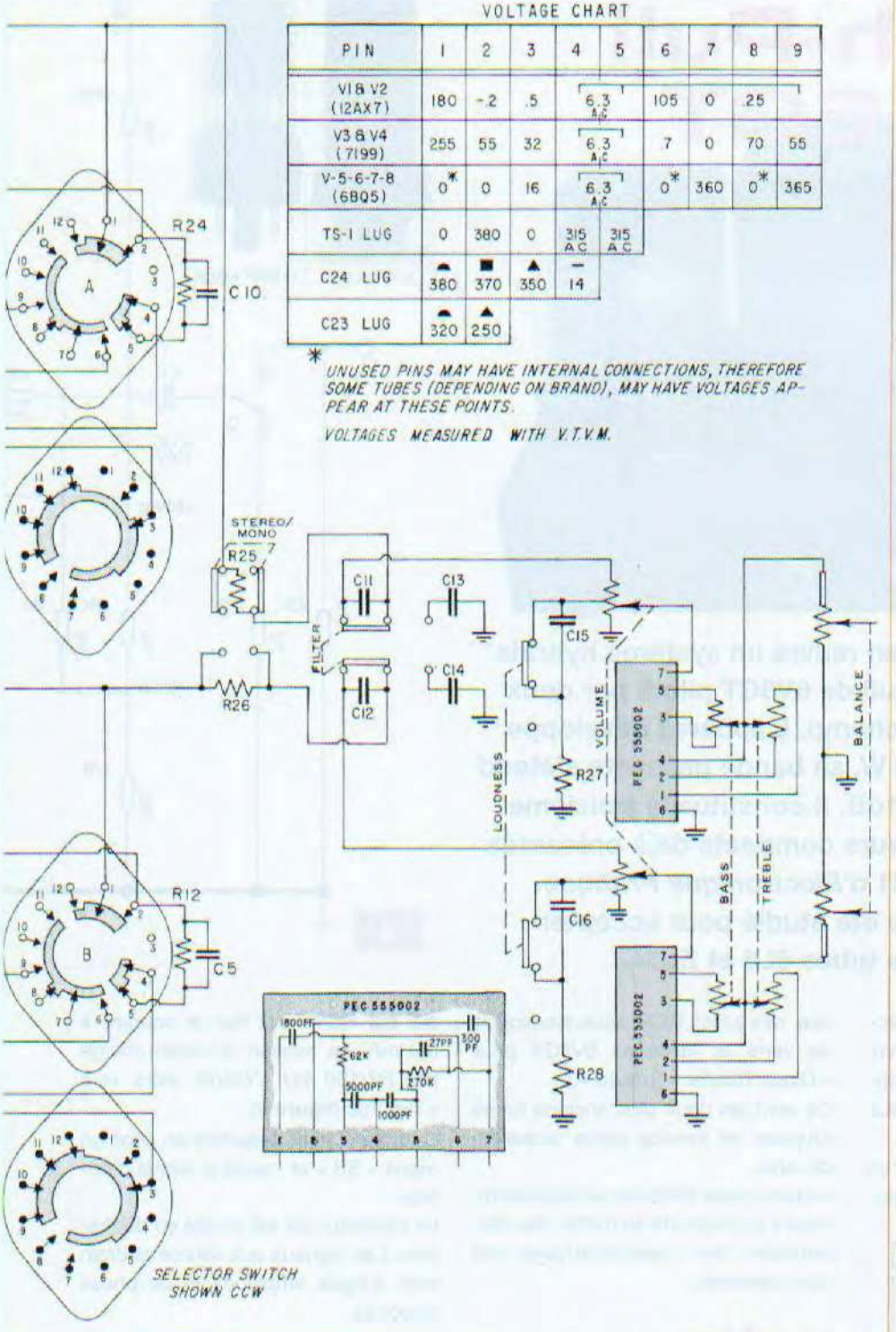
Les deux potentiomètres en face arrière permettent de supprimer tout ronflement

VOLTAGE CHART

PIN	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V1& V2 (12AX7)	180	-2	.5	6.3 AC		105	0	.25	
V3 & V4 (7199)	255	55	32	6.3 AC		7	0	70	55
V-5-6-7-8 (6BQ5)	0*	0	16	6.3 AC		0*	360	0*	365
TS-1 LUG	0	380	0	315 AC	315 AC				
C24 LUG	380	370	350	14					
C23 LUG	320	250							

* *UNUSED PINS MAY HAVE INTERNAL CONNECTIONS, THEREFORE SOME TUBES (DEPENDING ON BRAND), MAY HAVE VOLTAGES APPEAR AT THESE POINTS.*

VOLTAGES MEASURED WITH V.T.V.M.



À l'écoute

Étonnante écoute, même aujourd'hui, malgré la médiocre réputation des amplificateurs utilisant des EL84 (en général mal étudiés).

La dynamique de l'appareil, quelle que soit la source utilisée, frappe d'emblée. Cette dynamique caractérise tous les montages Dynaco.

Dès 1934, l'équipe de la Western Electric, en particulier J.B. Lansing, le créateur de JBL, déclarait que la vraie haute-fidélité ce n'était pas tant la bande passante mais la dynamique. Au XXIe siècle, force est d'admettre qu'il y avait du vrai dans tout cela. L'avons-nous oublié ?

Bonne écoute

R. Bassi

Sauf indications contraires toutes les résistances sont des 0,5 W/± 10 %

R 1 1.2 megohms
R 2 150,000 ohms 1 watt 5%
R 3 5,600 ohms 5%
R 4 120 ohms 1 watt 5%
R 5 120 ohms 1 watt 5%
R 6 1.2 megohms
R 7 47,000 ohms
R 8 390 ohms
R 9 18,000 ohms 5%
R 10 100,000 ohms 5%
R 11 47,000 ohms
R 12 1.5 megohms
R 13 1.2 megohms
R 14 150,000 ohms 1 watt 5%
R 15 5,600 ohms 5%
R 16 120 ohms 1 watt 5%
R 17 120 ohms 1 watt 5%
R 18 1.2 megohms
R 19 47,000 ohms
R 20 390 ohms
R 21 18,000 ohms 5%
R 22 100,000 ohms 5%
R 23 47,000 ohms
R 24 1.5 megohms
R 25 10,000 ohms
R 26 10,000 ohms
R 27 18,000 ohms
R 28 18,000 ohms
R 29 4.7 megohms
R 30 270,000 ohms 1 watt 5%
R 31 560 ohms 5%
R 32 22,000 ohms 1 watt 5%
R 33 120,000 ohms 5%
R 34 27,000 ohms 1 watt 5%
R 35 470,000 ohms
R 36 470,000 ohms
R 37 82,000 ohms 5%
R 38 22,000 ohms
R 39 2200 ohms 1 watt
R 40 2200 ohms 1 watt
R 41 50 ohms 5 watts
R 42 95 ohms 5 watts 5%
C 1 .1 mfd @ 16 v.
C 2 22 nf @ 400 v.
C 3 .1 mfd @ 400 v.
C 4 330 pf mica 5%
C 5 3.3 nf 10%
C 6 .1 mfd @ 16 v.
C 7 22 nf @ 400 v.
C 8 .1 mfd @ 400 v.
C 9 330 pf mica 5%
C 10 3.3 nf 10%
C 11 10 nf 10%
C 12 10 nf 10%
C 13 3.3 nf 10%
C 14 3.3 nf 10%
C 15 22 nf 10%
C 16 22 nf 10%
C 17 .1 mfd @ 16 v.
C 18 1 mfd @ 250 v.
C 19 .1 mfd @ 400 v.
C 20 .1 mfd @ 400 v.
C 21 12 pf @ 600 v. 5%
C 22 .02 mfd @ 500 v.
C 23 50/50 mfd @ 450 v.
C 24 60/40/20 @ 450 v.; 100 @ 25 v.
D 1 Silicon rectifier, 500 ma, 1000 PIV
D 2 Silicon rectifier, 500 ma, 1000 PIV
volume control—250,000 ohms
balance control—750,000 ohms
bass control—2 megohms
treble control—500,000 ohms
hum control—1,000 ohms
V 1 12AX7/ECC-83
V 2 12AX7/ECC-83
V 3 7199
V 4 7199
V 5 6BQ5/EL-84
V 6 6BQ5/EL-84
V 7 6BQ5/EL-84
V 8 6BQ5/EL-84

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

L'amplificateur mono Marantz Model 9

C'est au cours des années de « l'âge d'or de la haute-fidélité » (1950 à 1960) que la stéréophonie s'est imposée. En moins de trois ans, elle balaya les « monophonistes » convaincus.

Dès 1959, les constructeurs se sont plongés dans cette aventure en doublant les installations monophoniques existantes. Marantz fut, à ce titre, l'un des pionniers de la stéréophonie domestique à double monophonie avec son « audio consolette » et ses deux amplis mono « Model 2 ».
Mc Intosh fit de même en doublant son préamplificateur C8 et en le couplant avec des MC30, MC60 et MC75...
Dès 1960, tout allait changer !

De la monophonie à la vraie stéréophonie

C'est Leak, en Angleterre, qui lança les hostilités en créant le désormais célèbre « Leak Stéréo 60 ». Cet « Alien » envahit les Etats-Unis au prix imbattable de 189 $ US.
Mc Intosh réagit instantanément en lançant deux produits plus onéreux : le MC240 à 288 $ et le MC275 à 444 $. Grâce à l'excellente réputation de la marque, Mc Intosh va s'imposer rapidement aux USA.

Marantz, victime de sa réputation

Il convient de préciser que, bien que talonné par Mc Intosh, Marantz était, à l'époque, numéro un aux Etats-Unis de la « monophonie haut de gamme ». Saul B. Marantz, qui avait créé sa société en 1950, n'avait rien vu venir ! Il essaya encore de convaincre son public de fidèles que seule la « double mono » permettait d'accéder à la « vraie » stéréophonie. Les clients boudent... Il faut en sortir.
En 1961, naissent le célèbre amplificateur Marantz 8 B et son préamplificateur, le Model 7. C'est un échec commercial. Bien qu'irréprochables, les deux appareils ne tiennent pas la « dragée haute » aux Mc Intosh 240 et C20.

Marantz 8B contre Leak Stéréo 60 et MC240

De cet affrontement, provient l'erreur commerciale de Saul B. Marantz.
Alors que Mc Intosh vendait son « petit » MC240 sans essayer de le comparer à son « grand » MC275 et que Leak jouait la carte de l'amplificateur populaire du « juste milieu », Marantz annonçait vouloir vendre « le meilleur amplificateur du monde » !
Bien que doté de grandes qualités, son amplificateur 8B n'était pas assez puissant (2 x 35 W) pour une clientè-

le éprise de performances exceptionnelles. Le 8B est un bon petit amplificateur, aussi bon qu'un MC240 ou un Leak Stéréo 60 qui reprenaient, pour l'un la structure du MC30 et, pour l'autre, celle du TL12.

Mais Saul B. Marantz tenta de faire croire que ce 8B était un appareil révolutionnaire alors qu'il s'inspirait simplement du « Model 2 » multiplié par deux !

Pour sortir de cette situation, l'idée vint à Saul B. Marantz et à ses ingénieurs, Sidney Smith et Richard Sequerra, de « doubler le 8B ». Ainsi naquit le « Model 9 ».

Ce nouveau modèle devint le fer de lance de la marque entre 1961 et 1968. Les « fans » de Marantz furent comblés.

Pour la stéréophonie, deux amplificateurs de 35 kg pièce (ça fait sérieux), pilotés par un Model 7, étaient nécessaires.

Le Model 9 avait emprunté au 8B son amusant petit appareil de mesure de polarisation et de balance en alternatif du push-pull.

Cerise sur le gâteau, un commutateur leur permettait d'utiliser les 6CA7/EL34 en configuration « tétrode » (puissance 70 W) ou en « triodes » (40 W), de quoi faire des comparaisons avec les copains !

Pour la petite histoire, il convient de rappeler que Saul B. Marantz n'était pas bon gestionnaire. Vous avez tous entendu parler de la catastrophe financière que fut la création du célèbre tuner 10 B.

Lequel amena la compagnie au bord de la faillite, malgré sa vente à « Superscope » en 1964 (Superscope USA était alors le distributeur de Sony aux Etats-Unis). En 1971, Marantz USA disparaissait au profit de SRC (Standard Radio Corporation) qui devient en 1975 Marantz Japon. En 1980, Marantz Japon Inc fut acquise par le fabricant néerlandais Philips. C'est grâce à Superscope que Marantz devint célèbre dans le monde entier dans les années soixante. De nos jours, Marantz est regroupé avec d'autres marques sous le D & M Holding Inc. Saul B. Marantz s'est éteint sans bruit, en janvier 1997, loin de toute cette agitation financière.

Model 9, la structure

Cet appareil pèse 35 kg. Il s'agit d'un double push-pull de 6CA7/EL34, soit quatre tubes de puissance fonctionnant, au choix, en ultra-linéaire ou en triodes, pilotés par une double triode 6FQ7/6CG7 montée en « cathode follower », cet étage étant précédé par un « inverseur de Schmidt » (6DJ8/ECC88). L'inverseur est piloté par un double étage préamplificateur à gain réglable (ECC88/6DJ8)

Les tubes

Attention, bien qu'ayant les mêmes caractéristiques électriques, la EL34 est un tube totalement différent de la 6CA7 (**photo A**). En effet, la EL34 est une pure pentode, alors que la vraie 6CA7 est une tétrode à « faisceaux dirigés » (voir cours précédents).

Les fabricants de tubes modernes abusent de cette double dénomination et baptisent 6CA7 des pentodes EL34. Le son que vous extrairez d'une 6CA7 (véritable !) sera, bien évidemment, différent de celui fabriqué par une pentode EL34 (harmoniques impairs dominants).

Ceci est fondamental et bon à savoir !

Côté 6FQ7/6CG7, rien à dire. Ce tube est l'équivalent électrique exact de l'antique 6SN7 à culot octal, très à la mode en cette période confuse quant à la dénomination des tubes, chinois de préférence.

La ECC88/6DJ8 est tellement connue et utilisée qu'il n'y a rien à ajouter (équivalent E188CC ou 6922, éviter la E88CC fabriquée à l'époque pour l'informatique et ayant un comportement très bizarre en audio !).

Model 9, le schéma

Bien qu'il soit fréquent de l'entendre dire, le Model 9 n'est pas un 8B bridgé. S'il est vrai que son schéma (**figure 1**) reprend certaines astuces du Model 8 (déjà présentes dans l'antique Model 2), la section préamplificatrice et la section de l'inverseur de phase sont, elles, totalement différentes.

Passons donc, tout d'abord, à l'alimentation (transformateur TP6)

La haute tension est produite par un doubleur de tension. Aujourd'hui oublié, ce principe présente néanmoins de nombreux avantages, à commencer par la faible résistance interne de l'alimentation qui n'utilise qu'un seul enroulement pour la haute tension (principe utilisé par Mc Intosh, Harman Kardon et d'autres à la même époque).

Il convient ici de remarquer la faible valeur des condensateurs de filtrage utilisés. Là réside, rappelons-le, le secret du fonctionnement remarquable des « engins » de l'époque : des constantes de temps de 10 ms respectant parfaitement la « courbe enveloppe du signal audio » (voir cours précédents).

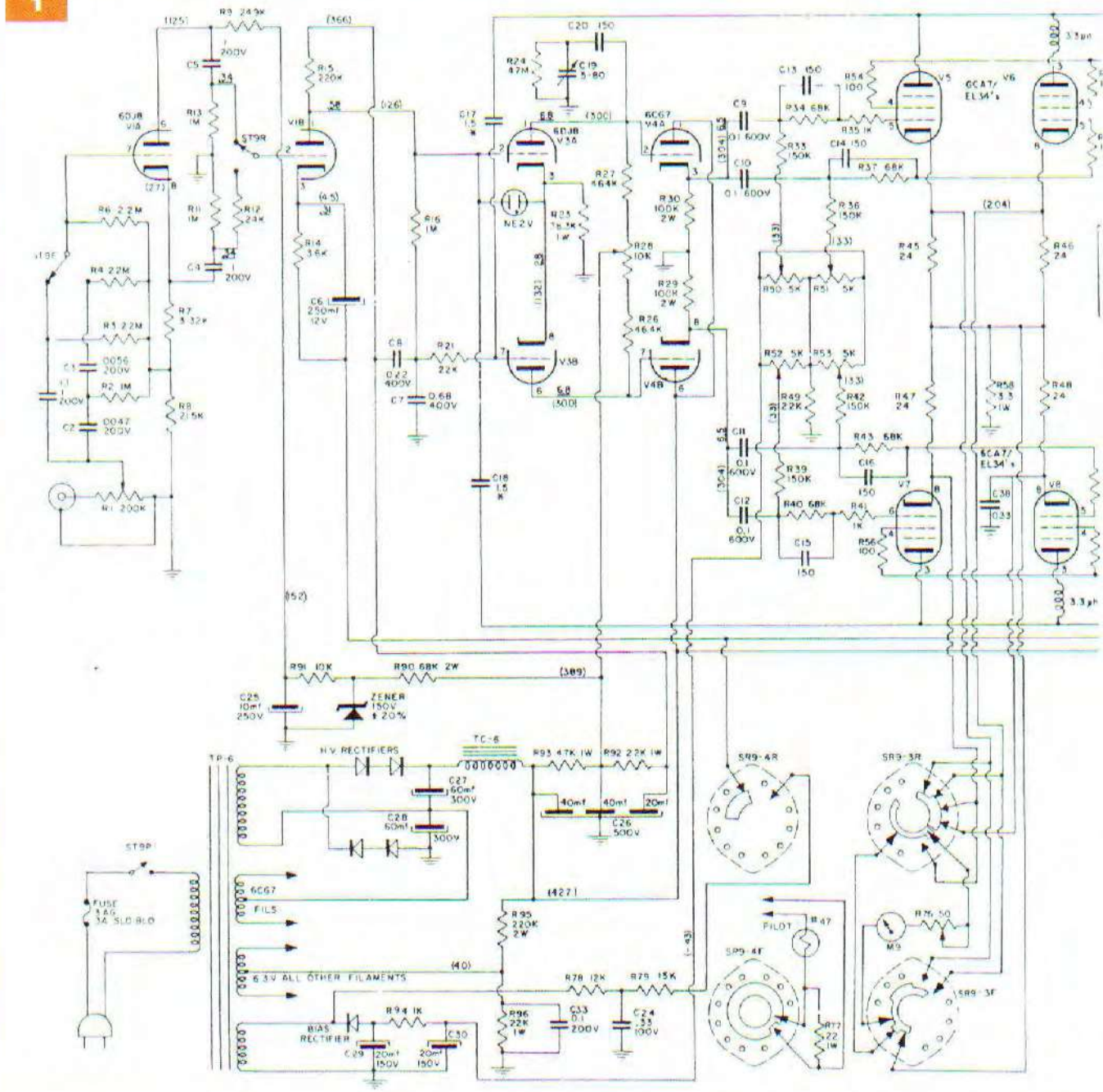
Remarquez également que le filament de la 6CG7 est polarisé positivement au point milieu du doubleur de tension (soit environ 180 V) car les charges de 100 kΩ, placées dans les cathodes de ce tube, amènent une tension élevée sur ces dernières. La tension entre le filament et la cathode doit donc être élevée afin d'éviter un éventuel « claquage » ou, plus sûrement, du souffle et des bruits parasites.

Le second enroulement de 6,3 V est, lui aussi, porté à une tension positive de 40 V par le diviseur de tension R95 et R96.

C33 assure le filtrage de cette tension qui est la référence à la masse en « alternatif » de tous les filaments afin d'éviter les ronflements parasites.

Un enroulement supplémentaire du transformateur TP6 délivre la tension nécessaire à la polarisation des tubes de puissance. Une fraction de la ten-

1



sion alternative à 50 Hz fournie par cet enroulement est atténuée par R78 et R79. R77 est déviée par le commutateur « SR9 4R » vers V1B (à travers la ligne de contre-réaction) pour vérifier l'équilibre du push-pull en alternatif (réglable par R28). Ceci est l'une des astuces reprises du 8B.

Le schéma général

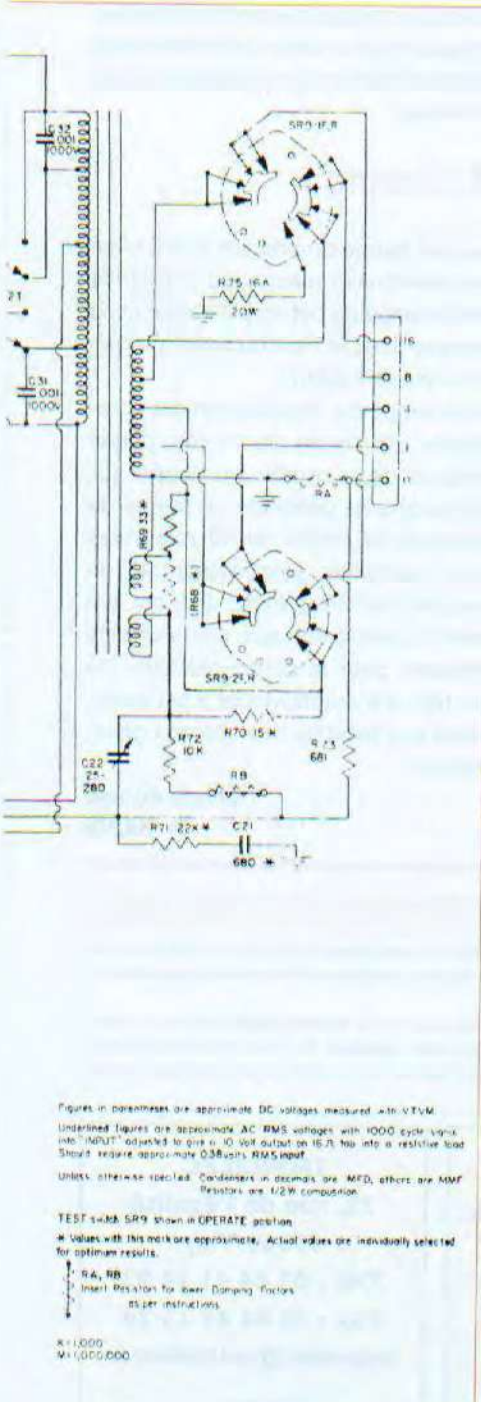
Le tube V1A est en « utilisation normale » quand le switch ST9R est basculé vers le bas, un adaptateur d'impédance à charge cathodique par R7+R8. Dans ce cas, la grille de V1B est alimentée à travers C4 et R12, R11 étant la résistance de fuite de grille de V1B.

Si vous basculez le switch ST9R vers le haut, tel que représenté sur le schéma, le signal est prélevé aux bornes de R9 à travers C5, R13 étant à son tour la fuite de grille de V1B.

Selon le principe bien connu (voir cours précédents), le signal qui attaque V1B se trouve en opposition de phase par rapport au signal d'entrée.

À quoi cela sert-il ?

À l'époque, la hantise était le « trou central » en stéréo. On conseillait donc à l'utilisateur de connecter une enceinte supplémentaire centrale entre les deux sorties stéréo, en branchant un haut-parleur entre les deux points chauds (4,8 ou 16 Ω) des deux amplificateurs. Les signaux étant en opposition de phase, le canal central fonctionnait (mal !) et on « fichait en l'air » l'effet stéréophonique... mais cela plaisait ! Aujourd'hui, oubliez ce conseil, laissez le commutateur en



Figures in parentheses are approximate DC voltages measured with V.T.V.M.

Underlined figures are approximate AC RMS voltages with 1000 cycle signal into "INPUT" adjusted to give a 10 volt output on 16 Ω tap into a resistive load. Should require approximate 0.38 volts RMS input.

Unless otherwise specified: Condensers in decimals are MFD, others are MMF. Resistors are 1/2 W composition.

TEST switch SR9 shown in OPERATE position.

* Values with this mark are approximate. Actual values are individually selected for optimum results.

R4, RB
Insert Resistors for lower Damping Factors as per instructions.

K = 1,000
M = 1,000,000

position « normal », cela fonctionne mieux, croyez-moi !

Reprenons l'étage d'entrée ST9F qui met en fonction deux filtres passe-haut.

En position « out » (telle que représentée), pas d'atténuation dans les basses fréquences.

En position « in » (vers R4), on introduit un filtre qui atténue les fréquences en dessous de 20 Hz avec une pente de 12 dB/octave (anti-rumble efficace pour une platine de tourne-disques).

V1B est un amplificateur sur lequel on applique la contre-réaction à travers R73 et les enroulements spéciaux du transformateur de sortie à travers RB. Nous approfondirons l'étude particulière de la contre-réaction du Model 9 plus loin. Il s'agit d'un amortissement variable.

De R15, le couplage de V1B vers l'inverseur de phase V3 A et B est direct.

L'inverseur de phase

C'est un inverseur de Schmidt pour lequel les Américains utilisent l'expression imagée de « inverseur à longue queue ». La « longue queue » est ici R23 de 38,3 kΩ.

Comme tout honnête inverseur de Schmidt, la grille de V3B est mise à la masse en alternatif à travers C7. Ne vous étonnez pas de la présence de C8 (0,22 µF/400 V), il n'a rien à voir avec l'inverseur, mais sert à compenser la réponse dans les basses fréquences de V1B.

Le petit néon de 2 V (NE2V), placé entre la grille de V3A et sa cathode, sert à driver la haute tension à travers R23 vers la masse lorsque vous allumez l'appareil et que les tubes sont froids. Sur les grilles de V3A et V3B, sont appliquées les contre-réactions croisées en provenance du primaire du transformateur de sortie à travers C17 et C18. Des résistances de charges de V3A et V3B (R26 et R27), les liaisons sont directes vers les grilles de V4A et V4B. Le potentiomètre de 10 kΩ sert à équilibrer les signaux en provenance de l'inverseur de phase.

Les triodes V4A et B sont chargées par les cathodes (faible impédance de sortie) et « attaquent » les tubes de puissance par C9, C10, C11 et C12.

R33, R36, R42 et R49 sont les fuites de grilles des 6CA7/EL34, raccordées aux potentiomètres R50, R51, R52 et R53. Ils permettent des réglages indépendants des polarisations des tubes de puissance (fonctionnement en classe AB1).

R34/C13, R37/C14, R43/C16 et R40/C15 sont des cellules destinées à corriger la phase du signal dans les hautes fréquences.

Le courant traversant les tubes de puissance est mesuré à travers R45, R46, R47, R48 et R58 (commun aux résistances de cathodes) et envoyé vers SR2, lequel commute l'appareil de mesure M9.

Le commutateur ST2T est représenté en position « ultra-linéaire », les prises écrans du transformateur de sortie étant reliées à travers les résistances de protections R54, R55, R56 et R57 aux écrans des EL34/6CA7. En position « haute », les écrans sont réunis directement aux anodes des tubes de puissance (fonctionnement en triode).

La guerre entre triodes et pentodes étant aussi vieille que l'audio, à vous de jouer ! Cela dit, je soupçonne Saul B. Marantz d'avoir voulu démontrer qu'un amplificateur ultra-linéaire bien fagoté valait largement un push-pull de triodes.

Le transfo de sortie et l'amortissement variable

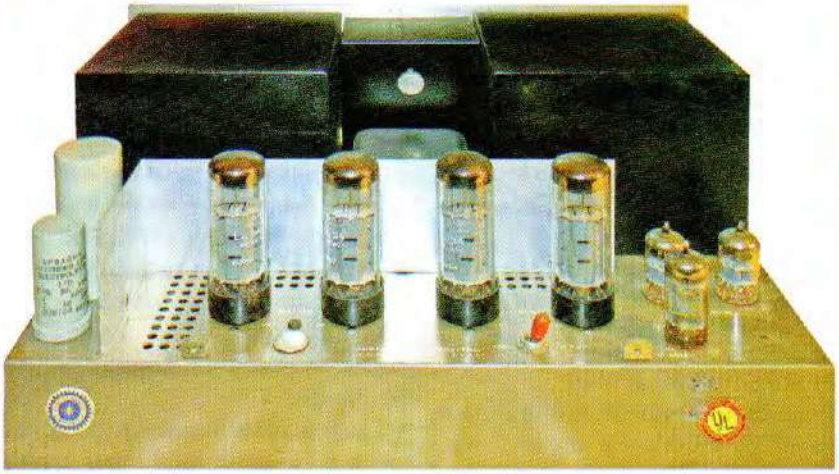
La coutume veut que l'on entoure la fabrication du transformateur de sortie d'une chape de mystère alchimique aux formules cabalistiques, que le métal des tôles soit fondu dans le plus grand secret et les bobinages en métal précieux exécutés par des bobineuses les soirs de pleine lune... Si, de plus, ce modeste et lourd composant est noyé dans de la cire d'abeille vierge et enveloppé d'un capot chromé, c'est l'extase !

L'acheteur innocent sort son chéquier et tant pis pour le prix qui peut atteindre des sommets vertigineux ! Le pire vu en la matière ce sont des transformateurs d'entrée pour cellule à bobine mobile qui, en réalité, se sont avérés de vulgaires transformateurs d'adaptation pour microphones, noyés dans un coffret rempli de sable « pour faire lourd »...

Assez plaisanté, soyons sérieux !

C'est vrai, un bon transformateur de sortie est délicat à fabriquer, mais il n'y a rien de magique dans tout cela. Tout réside dans la parfaite connaissance des lois de l'électromagnétisme, l'utilisation de matières premières de grande qualité et une fabrication du bobinage mécaniquement irréprochable.

Les transformateurs du Model 9, parfaitement calculés et bien construits, évitent les dispersions des caracté-



ristiques d'un modèle à l'autre. De plus, Marantz a adopté une méthode radicale employée dans pratiquement tous les amplificateurs professionnels : un ajustement de l'amortissement propre du transformateur grâce à deux enroulements supplémentaires et par des résistances ajustées amplificateur par amplificateur en fonction des haut-parleurs utilisés (R68, R70, RA, RB, en pointillés sur le schéma). Ces enroulements sont, en outre, utilisés pour générer la contre-réaction globale de l'amplificateur, la rendant ainsi pratiquement indépendante de la charge constituée par le haut-parleur.
Le taux de contre-réaction moyen est de l'ordre de 20 dB, ce qui est important pour un amplificateur à tubes, bien que ce taux puisse être réduit en agissant sur la valeur des résistances d'amortissement (en pointillés sur le schéma).

À l'écoute

Ce qui frappe au premier abord c'est l'extraordinaire réserve de puissance instantanée de cet amplificateur et sa finesse dans le haut du spectre (avec de « vraies » 6CA7).
Son temps de récupération est ultra-rapide (de l'ordre de 10 ms, parfait respect de la courbe enveloppe qui, rappelons-le, demande un temps de réponse de l'ordre de 12 ms). Avec des panneaux électrostatiques, le résultat est magnifique (ce qui est rare !), ceci grâce aux enroulements séparés pour la contre-réaction. De ce fait, le Marantz Model 9 est insensible aux facéties des charges capacitives.

Bonne écoute
R. BASSI

PETITES ANNONCES

• **VOUS ÊTES UN PARTICULIER.** Vous bénéficiez d'une petite annonce gratuite dans ces pages. Votre annonce est à nous faire parvenir par courrier postal ou électronique (*contact@electroniquepratique.com*, texte dans le corps du mail et non en pièce jointe). Elle ne doit pas dépasser cinq lignes (400 caractères, espaces compris). Elle doit être non commerciale et s'adresser à d'autres particuliers.
• **VOUS ÊTES UNE SOCIÉTÉ.** Cette rubrique vous est ouverte sous forme de modules encadrés, deux formats au choix (1 x 1.). **Module simple** : 46 mm x 50 mm. **Module double** : 46 mm x 100 mm. Prix TTC respectifs : 65,00 € et 110,00 €. **Le règlement est à joindre obligatoirement à votre commande**. Une facture vous sera adressée.
• **TOUTES LES ANNONCES** doivent nous parvenir avant le 15 de chaque mois (pour une parution le mois suivant). Le service publicité reste seul juge pour la publication des petites annonces en conformité avec la loi.

VDS. bandes magnétiques ø 18 cm, 1 BASF 1100 m neuf, 1 Shamrock 750 m, 1 Shamrock 550 m, 2 Shamrock 365 m Hi-fi, 6 Shamrock 365 m, 5 Alfa 365 m, 2 Scott pro 365 m contrôle magnétophone à bande Akai 620 + pièce et divers.
Faire offre de prix. Tél. : 02 33 52 20 99

VDS. cause décès lot 400 transistors et 100 CI, valeur : 900 €, cédé : 200 € (rangés dans tiroir). Pas d'expéditon, à prendre dans l'Ain. Tél. : 04 74 30 55 23 (après 18h00)

VDS. pour collectionneur magnétophone Grundig TK35 années 60 avec accessoires micro bandes, bon état mais non révisé. Faire offre sérieuse. Dépt 94.
M. Link. Tél. : 01 69 09 56 01 (après-midi)
ou Tél. : 01 43 76 51 29 (après 20h00)

RECH. dongle (clé DB25) pour logiciel de simulation EWB5 (années 90) ou le programme complet.
Faire offre au 02 31 92 14 80

VDS. :
- 2 ordinateurs PCW Amstrad, imprimantes, accessoires, disquettes, logiciels, documentation, livres, revues Microstrad & Echo PCW : 200 €, à enlever
- 2 ordinateurs ZX 81 Sinclair 16 ko et 64 ko, sortie vidéo, RAZ, alimentations, imprimante, module enregistrement, documentation, livres, logiciels, cassettes : 200 € + port
Tél. : 05 59 62 83 38 à Lons (64140)

Appareils de mesures électroniques d'occasion, oscilloscopes, générateurs, etc.
HFC Audiovisuel
29, rue Capitaine Dreyfus
68100 MULHOUSE
Tél. : 03 89 45 52 11
www.hfc-audiovisuel.com
SIRET 30679557600025

www.casyel.fr
NOUVEAU
Câbler... décâbler pour vos montages
sans soudure
(brevet déposé)
Venez découvrir...
www.casyel.fr
SIRET 501 277 487 00010

IMPRELEC
32, rue de l'Égalité
39360 Viry
Tél. : 03 84 41 14 93
Fax : 03 84 41 15 24
imprelec@wanadoo.fr
Réalise vos :
CIRCUITS IMPRIMÉS
de qualité professionnelle SF ou DF, étamés, percés sur V.E. 8/10 ou 16/10, œillets, trous métallisés, sérigraphie, vernis épargne, face alu. et polyester multi-couleurs.
Montages composants.
De la pièce unique à la petite série.
Vente aux entreprises et particuliers.
Travaux exécutés à partir de tous documents.
Tarifs contre une enveloppe timbrée, par téléphone ou mail

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Les préamplificateurs VTL de David Manley

Une fois n'est pas coutume, nous nous intéressons aujourd'hui à des « engins » fortement décriés tout au long de leur existence : les électroniques à tubes VTL de David Manley et, plus particulièrement, les préamplificateurs Deluxe, Super Deluxe ou Ultimate (nous n'avons jamais bien su quel type de préamplificateur nous avions !).

Le préamplificateur que nous vous présentons a une tête de Super Deluxe (américain, à ne pas confondre avec le british !), un circuit « presque » Ultimate, ce qui a peu d'importance, les performances étant là, bien présentes.

« VTL », qu'est ce que c'est ?

Vacum Tube Logic (« Logique des tubes à vide »), ce serait presque une philosophie dont le « gourou » David Manley, auteur du petit livre *The Vacum Tube Logic Book* écrit à la fin des années quatre-vingts, souleva bien des contestations et des réactions agressives de la part de soi-disant « spécialistes » de la haute-fidélité.

Bien qu'un peu démodé aujourd'hui, ce livre, que nous avons tous lu à l'époque, présente l'avantage de « secouer le cocotier » en posant les bonnes questions. Dans les années quatre-vingts, le transistor était en effet roi, avec les défauts de l'époque inhérents à sa grande jeunesse, défauts heureusement résolus de nos jours où on ne parle plus guère de la « distorsion thermique » ou « distorsion de mémoire » chère à certains auteurs.

Opposer de nos jours le « son tubes » au « son transistors » n'a plus ni grand intérêt ni sens, la technologie des transistors ayant beaucoup évolué. Certains amplificateurs à tubes sont des « machines infâmes », de même pour les amplificateurs à transistors « mal fagotés ». Ce qui, il faut bien l'admettre, est de plus en plus rare chez les « transistors » et de plus en plus fréquent chez les « tubes » !

Ceci étant dû essentiellement à une méconnaissance du fonctionnement des tubes électroniques et des circuits associés. C'est là que les théories de Manley, quant au traitement du « signal audio » à tubes ou à transistors, restent d'actualité.

Réflexions pertinentes de David Manley

Tout d'abord, estime David Manley, il convient de considérer la reproduction sonore en « partant de l'enregistrement » et, si possible, en utilisant les mêmes circuits (et câbles ?) éprouvés et les mêmes composants (des microphones aux haut-parleurs). Il semble, en effet, évident que nous ne pourrons tirer d'un disque plus que ce qui a été enregistré !

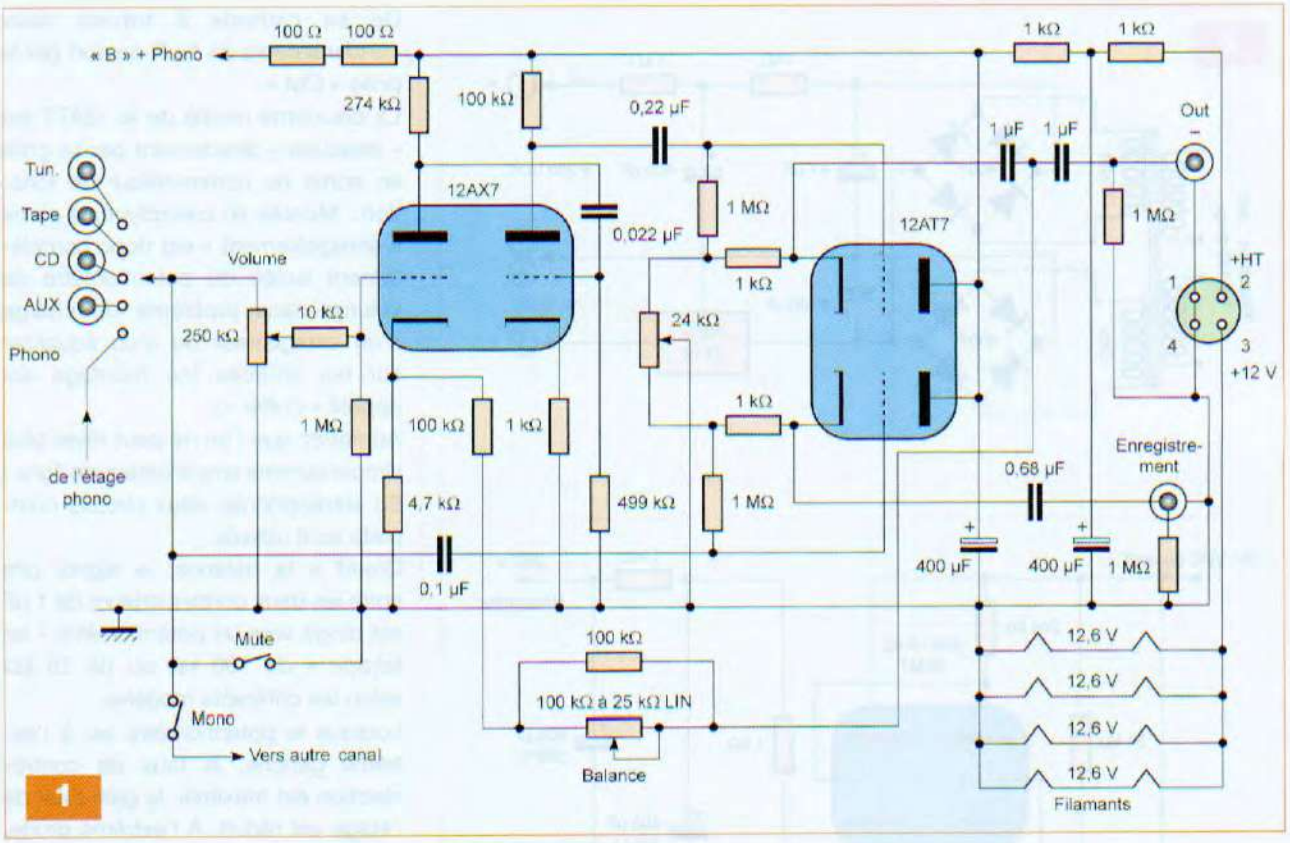
Ensuite, les « mesures » doivent être constamment remises en question lorsqu'il s'agit de traitement du « signal audio ». Ce que l'on entend c'est le « circuit » et non les tubes ou les transistors. Les circuits doivent être « simples » sans être « simplistes », ils peuvent être « complexes » sans être « compliqués ».

Attention aux mesures qui n'utilisent que de sages signaux sinusoïdaux ou rectangulaires bien symétriques. Nous vous rappelons que le son est formé « d'impulsions asymétriques » contenues dans une « courbe enveloppe » (voir cours précédents). Certains amplificateurs, dont l'analyse en série de Fourier (ce que l'on appelle le « dégradé harmonique ») est parfaite, sonnent « comme des casseroles », alors que d'autres, dont la même analyse est considérée comme « effarante », font de la musique.

Seule compte votre oreille, c'est elle qui entend et non l'oscilloscope. Ce qui est cher n'est pas nécessairement parfait. Souvent, des « engins » modestes et des câbles « ordinaires » procurent des résultats auditifs exceptionnels.

Attention : un préamplificateur est très difficile à concevoir et à bien construire parce qu'il doit amplifier un signal (parfois très faible) et ignorer les signaux parasites (souffle, ronflements, etc.). La connectique et les commutations en sont les points faibles qui doivent être particulièrement surveillés.

Ici, nous nous permettons une réflexion supplémentaire : un préamplificateur doit être un parfait « adaptateur d'impédance » à tous les niveaux et à toutes les fréquences. Ce n'est plus le cas des préamplificateurs dits « passifs » (qui n'ont de « préamplificateurs » que leur nom puisqu'ils n'amplifient rien du tout !), constitués souvent par un simple potentiomètre, plaqué or ou non, dont l'impédance de sortie varie en



1

fonction de la position dudit potentiomètre. Résultat : la « couleur » du son varie en permanence !

Même observation pour les préamplificateurs dont le potentiomètre se trouve en sortie sous prétexte de museler le « gain » et d'atténuer le bruit de fond !

Histoire simplifiée de VTL

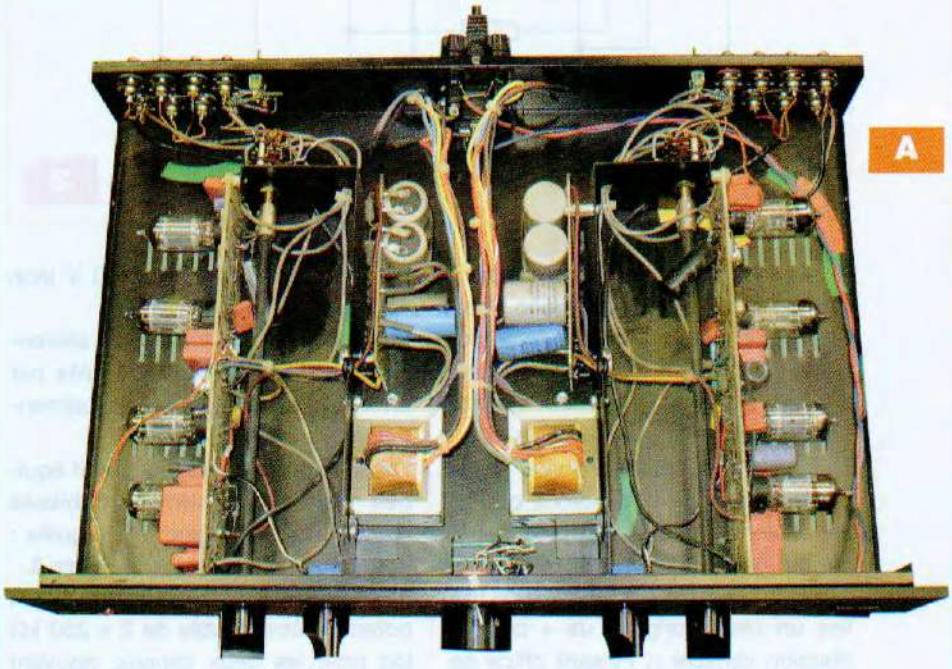
Vacum Tube Logic est né en Angleterre, avant d'être transféré aux Etats-Unis en 1980. L'année suivante, le premier prototype est vendu sans succès aux Etats-Unis.

De retour en Angleterre, le prototype est baptisé « British Deluxe » où il remporte un succès certain, puis importé en Allemagne où son succès est grand.

En 1985, retour aux Etats-Unis avec la création de VTL USA et la commercialisation du préamplificateur « American Deluxe ». Les premiers modèles construits sont mi-anglais, mi-américains. Production complète aux Etats-Unis, plus particulièrement en Californie où naît, deux ans plus tard, toute la gamme VTL (amplificateurs et préamplificateurs).

Les produits sont vendus à environ deux tiers du prix de la concurrence, d'où leur succès.

De nos jours, la firme VTL existe toujours sous le nom de Manley Labs et commercialise du matériel hi-fi et professionnel.

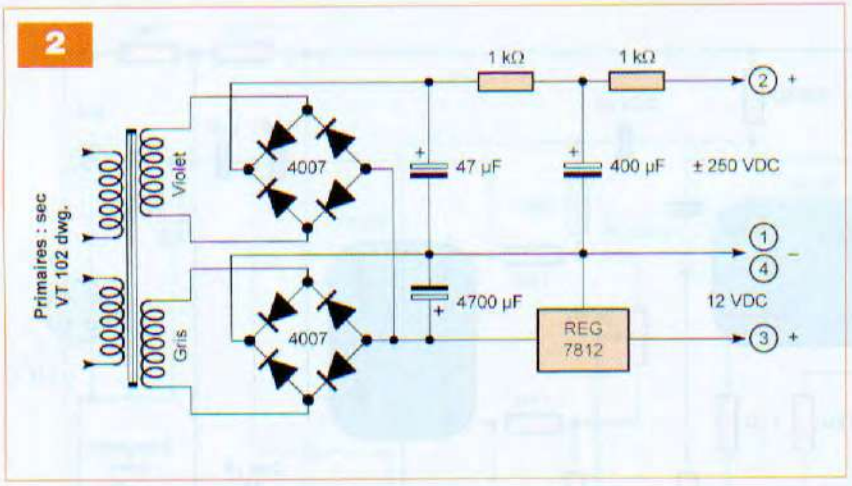


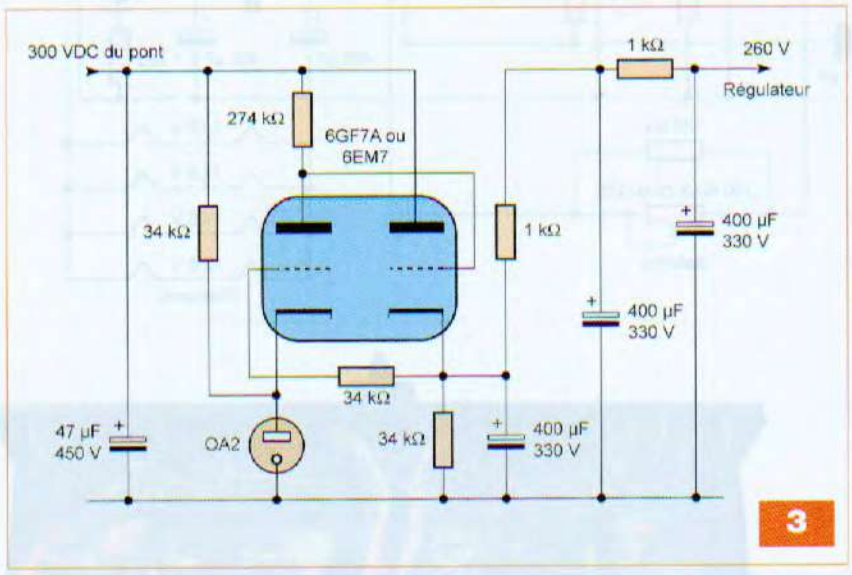
A

Le Super Deluxe

L'anatomie de l'appareil est visible en **photo A**. Le Super Deluxe reprend la topologie du « british de luxe », préamplificateur « double-mono » avec deux canaux distincts écartés de près de 20 cm l'un de l'autre dans le coffret.

Plusieurs topologies sont utilisées : souvent l'alimentation est séparée (boîtier à part). Le modèle que nous étudions a une alimentation intégrée. Les versions sont multiples, néanmoins le modèle présenté constitue





un hybride entre le « American Deluxe » et « Ultimate ». L'entrée phono bobine mobile (MC) est commutable sur la face avant mais reste asymétrique. Sur la version « Référence », cette entrée est symétrique par prise XLR.
L'étage phono étant « hyper classique », nous ne l'étudierons pas ici (il fonctionne parfaitement).
Ce qui est intéressant, en revanche, c'est l'étage ligne dont la balance utilise un circuit original de « contre-réaction variable ». Faisant office de balance, ce circuit peut changer légèrement la couleur du son (intéressant en lecture CD, mettre le potentiomètre de réglage à mi-course).

Le schéma

Nous reproduisons en **figure 1** le schéma original publié par D. Manley dans son *Vacum Tube Logic Book* et, en **figure 2**, l'alimentation recommandée par ledit auteur.
L'étage ligne : la haute tension (B+) est de l'ordre de 250 à 300 V (non sensible).
Les filaments des tubes sont alimentés en 12,6 V continus régulés par un « 7812 » (voir schéma de l'alimentation).
Certains préamplificateurs sont équipés d'une alimentation stabilisée haute tension intégrée (HT régulée : 260 V), comme l'indique la **figure 3**.
Après le commutateur, se trouve un potentiomètre double de 2 x 250 kΩ log pour les deux canaux, pouvant être remplacé par un 2 x 100 kΩ log au standard actuel.
La première 12AX7 est chargée par une résistance de 274 kΩ, la seconde par une 100 kΩ. Les deux moitiés de la 12AX7 sont montées en cascade.
C'est sur la première moitié de la 12AX7 qu'est appliquée sur sa cathode la contre-réaction (4,7 kΩ/100 kΩ).
Un condensateur de 0,22 µF « attaque » la grille de la première moitié de la 12AT7 montée en cathodyne.
De sa cathode à travers deux condensateurs de 1 µF, on sort par la prise « Out ».
La deuxième moitié de la 12AT7 est « attaquée » directement par sa grille en sortie du commutateur de fonction. Montée en cathodyne, la sortie « enregistrement » est donc complètement isolée du potentiomètre de volume sans problème de charge d'un enregistreur ou d'un équalizer sur les sources (ce montage est appelé « buffer »).
Admettez que l'on ne peut rêver plus simple comme amplificateur de ligne ! En stéréophonie, deux circuits complets sont utilisés.
Quant à la balance, le signal pris entre les deux condensateurs de 1 µF est dirigé vers un potentiomètre « en façade » de 100 kΩ ou de 25 kΩ selon les différents modèles.
Lorsque le potentiomètre est à l'extrême gauche, le taux de contre-réaction est maximal, le gain total de l'étage est réduit. À l'extrême droite, le taux de contre-réaction est minimal, le gain augmenté.
Il est évident qu'en variant le taux de contre-réaction, on va changer (dans de faibles proportions) le spectre harmonique de la distorsion (très faible, de l'ordre de 0,1 %), donc la couleur sonore du préamplificateur.
Attention : le défaut majeur de ce VTL est sa tendance à l'oscillation à très haute fréquence lorsque la contre-réaction est maximale et quand les condensateurs de découplage de 400 µF sont défaillants.
Astuce : les remplacer par des condensateurs de 10 µF/450V, ce qui est amplement suffisant et c'est ce que l'on trouve d'origine sur les modèles les plus récents.

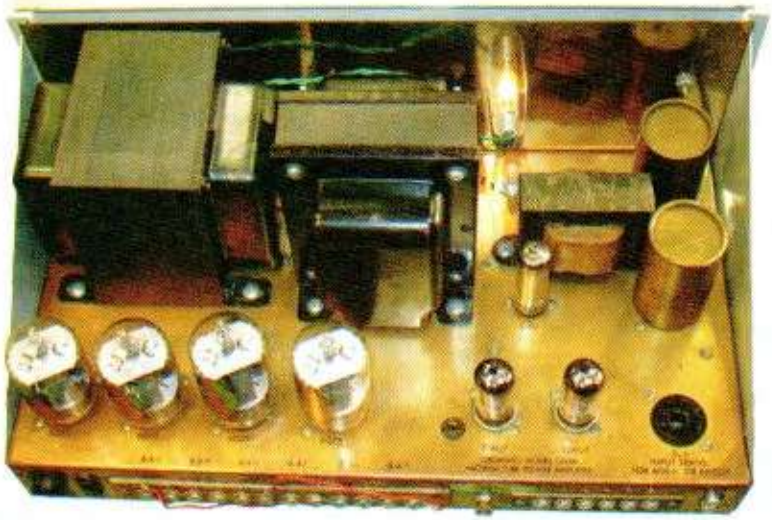
En conclusion

Cet « engin » archi-simple est surprenant par sa dynamique. Laquelle est due à la parfaite optimisation des charges des tubes et des polarisations.
Vous pouvez reproduire ce circuit à titre personnel, mais attention tous les VTL sont protégés par des brevets, toute commercialisation en est interdite.

Bon travail
R. Bassi

MONTAGES ÉPROUVÉS

Le Grommes G101



Après vous avoir présenté le préamplificateur Grommes G5M (voir *Electronique Pratique* n°331, octobre 2008), nous analysons aujourd'hui l'amplificateur G101, autre fer de lance de cette marque pratiquement inconnue en France, mais célèbre aux Etats-Unis.

Bien avant Franck Mc Intosh, Bill Grommes et Al Hart mirent sur le marché de la haute-fidélité des engins remarquables dont, en 1959, le célèbre amplificateur 260 qui concurrençait sans problème la série MC30-MC60 de Mc Intosh, tout en délivrant pratiquement le double de puissance ! Ce 260 est d'ailleurs réédité de nos jours à l'identique et sera prochainement importé en France.

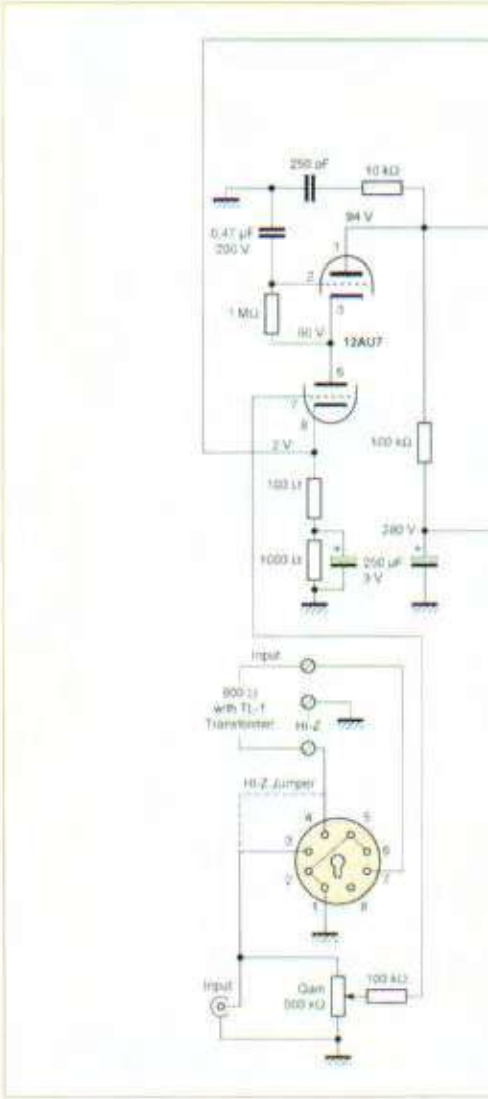
En 1964, le marché de la hi-fi étant (déjà) saturé, Grommes & Hart mirent leur expérience au service des professionnels des studios d'enregistrement et des stations de radio FM, lesquels étaient à la recherche d'amplificateurs puissants, fidèles et robustes. Ainsi naquit la « Grommes Precision Electronics » dont le fer de lance fut, cette année-là, l'amplificateur G101.

Le secret du fonctionnement impeccable de cet appareil hyper-performant et simple à dépanner réside dans la stabilisation des grilles « écran » des tétrodes (de puissance) à faisceau dirigé. Ce système a été mis au point par la Western Electric dès la naissance, en 1936, de la plus célèbre des tétrodes à faisceau dirigé : la 6L6. Les clones actuels de cette tétrode, à savoir les 6L6GT, 6550 ou KT88, fonctionnent toujours sur le même principe. Quant à la stabilisation des grilles « écran », l'idée a été reprise et perfectionnée à l'extrême par Audio Research au prix de grandes complications en termes d'alimentations stabilisées.

Chez Grommes, aucune complexité. Si vous vous reportez au schéma (**figure 1**), vous constaterez que la stabilisation des tensions des grilles « écran » des tubes de puissance est simplissime ! Un simple régulateur « Néon » OA2 est utilisé pour stabiliser la tension de 170 V nécessaire aux tétrodes de puissance 6GT5.

Les tubes 6GT5

Ces tubes de puissance étaient utilisés pour la déviation horizontale en télévision. Hyper robustes, les 6GT5 sont faciles à trouver de nos jours et peu onéreux car ignorés en audio. Avec le même schéma, vous pouvez néanmoins opter pour des tubes EL300 encore plus aisés à trouver.



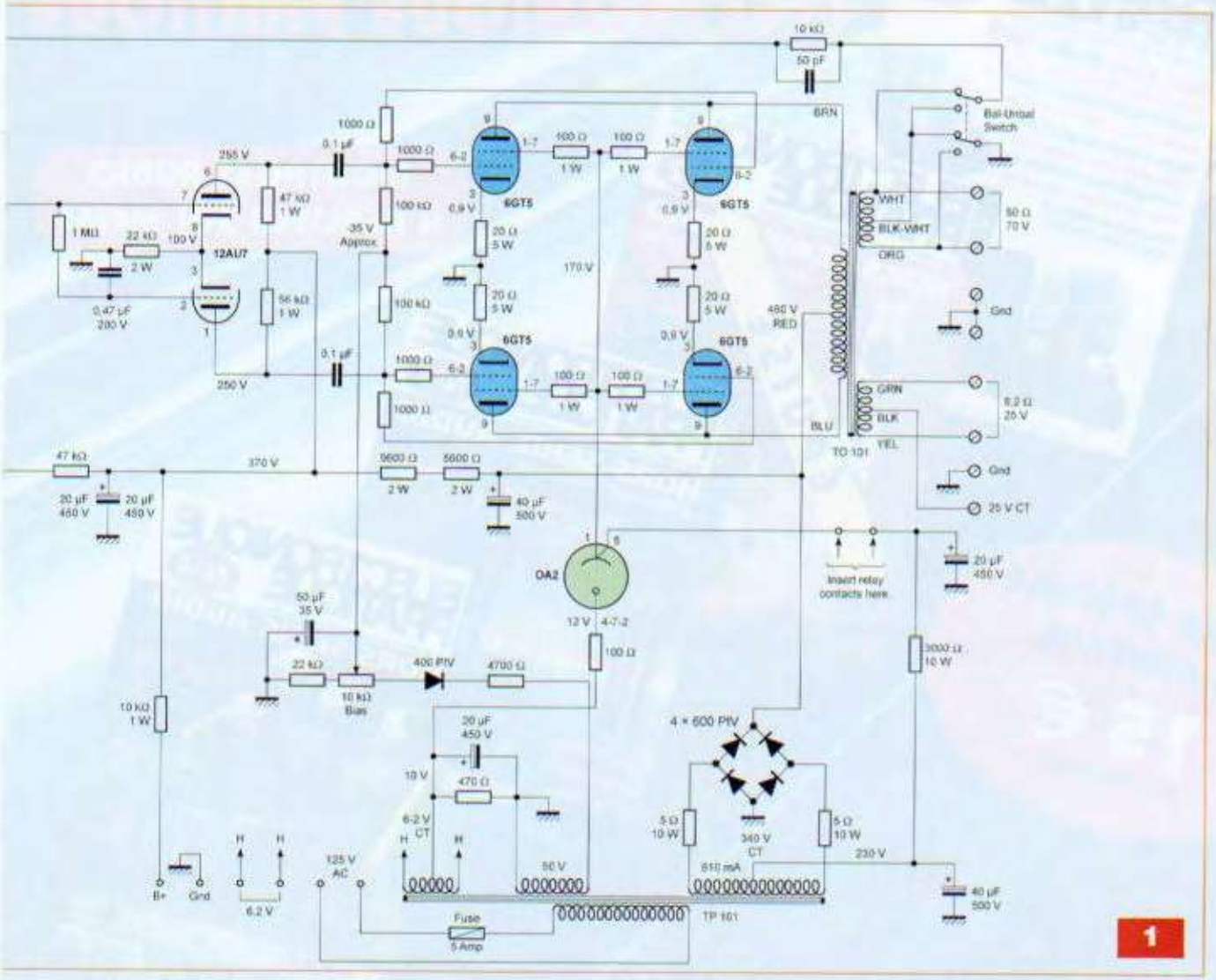
Le transformateur de sortie est un « Hammond » de type courant, impédance plaque à plaque : 1900 Ω; puissance : 100 W à 150 W (type TO104 régulièrement utilisé dans des amplificateurs de guitare utilisant des EL34 en push-pull parallèle).

Le schéma

Plus simple et efficace : difficile à trouver ! À noter cependant une astuce régulièrement utilisée dans tous les montages Grommes : l'étage d'entrée « cascode ».

Une simple 12AU7 sous-alimentée (là réside son secret), chargée par une résistance de 100 kΩ, est montée en cascode. Sur la cathode de la première 1/2 12AU7, à travers une résistance de 100 Ω, est appliquée la contre-réaction prise sur le secondaire « ligne 50 Ω » du transformateur.

Si vous utilisez un transformateur plus classique, sans sortie « ligne symétrique », connectez-vous sur la



1

sortie « 16 Ω » en utilisant les mêmes valeurs (10 kΩ/50 pF et 100 Ω).

Attention, le « cascode de Grommes » est un faux/vrai cascode.

Veiller, par conséquent, à respecter impérativement les valeurs.

À l'entrée, on peut utiliser, soit un transformateur 600 Ω (symétrique), soit un potentiomètre de 500 kΩ logarithmique, pouvant être remplacé par un potentiomètre standard de 100 kΩ log. En sortie du cascode, on trouve un inverseur de phase de type « Schmidt » raccordé en liaison directe (voir cours précédents). Au travers de condensateurs de 0,1 µF, on attaque les grilles de « commande » des 6GT5 qui sont polarisées à environ -35 V par une alimentation négative, elle aussi hyper simple. Un enroulement de 50 V sur le transformateur d'alimentation, une résistance de 4,7 kΩ, une diode, un potentiomètre de 10 kΩ lin pour régler le « bias », une résistance de 22 kΩ (diviseur de tension avec le potentiomètre de 10 kΩ) et un condensateur de filtrage de 50 µF. C'est tout et cela fonctionne !

La haute tension est classique, hors le point milieu sur l'enroulement du transformateur utilisé pour alimenter le « Néon » OA2. Le filtrage de cette haute tension est assuré par un condensateur de 40 µF/500 V.

Le point milieu de l'enroulement « filaments » est mis à la masse au travers d'une résistance de 470 Ω.

Si vous voulez reproduire le schéma de principe, il vous faudra disposer d'un transformateur d'alimentation délivrant au secondaire : 340 V à 350 V avec point milieu et pouvant débiter 600 mA à 700 mA pour la haute tension; 6,3 V/6 A pour les filaments. Un petit transformateur 220 V/40 V à 50 V fera l'affaire pour la polarisation des grilles de « commande » (10 mA maximum).

Remarquer les faibles valeurs des condensateurs de filtrage (2 x 40 µF, puis 2 x 20 µF) afin de respecter la courbe enveloppe du signal audio (10 ms).

En conclusion

Le schéma de la figure 1 est parfait dans sa simplicité, avec des composants de qualité, en particulier le transformateur de sortie qui est d'une stabilité redoutable. Bien respecter le filtre 10 kΩ/250 pF en sortie du cascode (à ajuster en fonction du transformateur de sortie).

À l'écoute, le Grommes G101 frappe d'emblée par sa réserve de puissance et son aération due à l'utilisation du cascode en entrée, légèrement expanseur.

Nous nous sommes amusés à reproduire ce schéma en utilisant des EL300 et des EL34 en tubes de puissance (polarisation à ajuster pour les EL34 à -22 V). Les résultats sont parfaits !

R. BASSI

LA SÉRIE LUXMAN
3045/3500 & MQ360

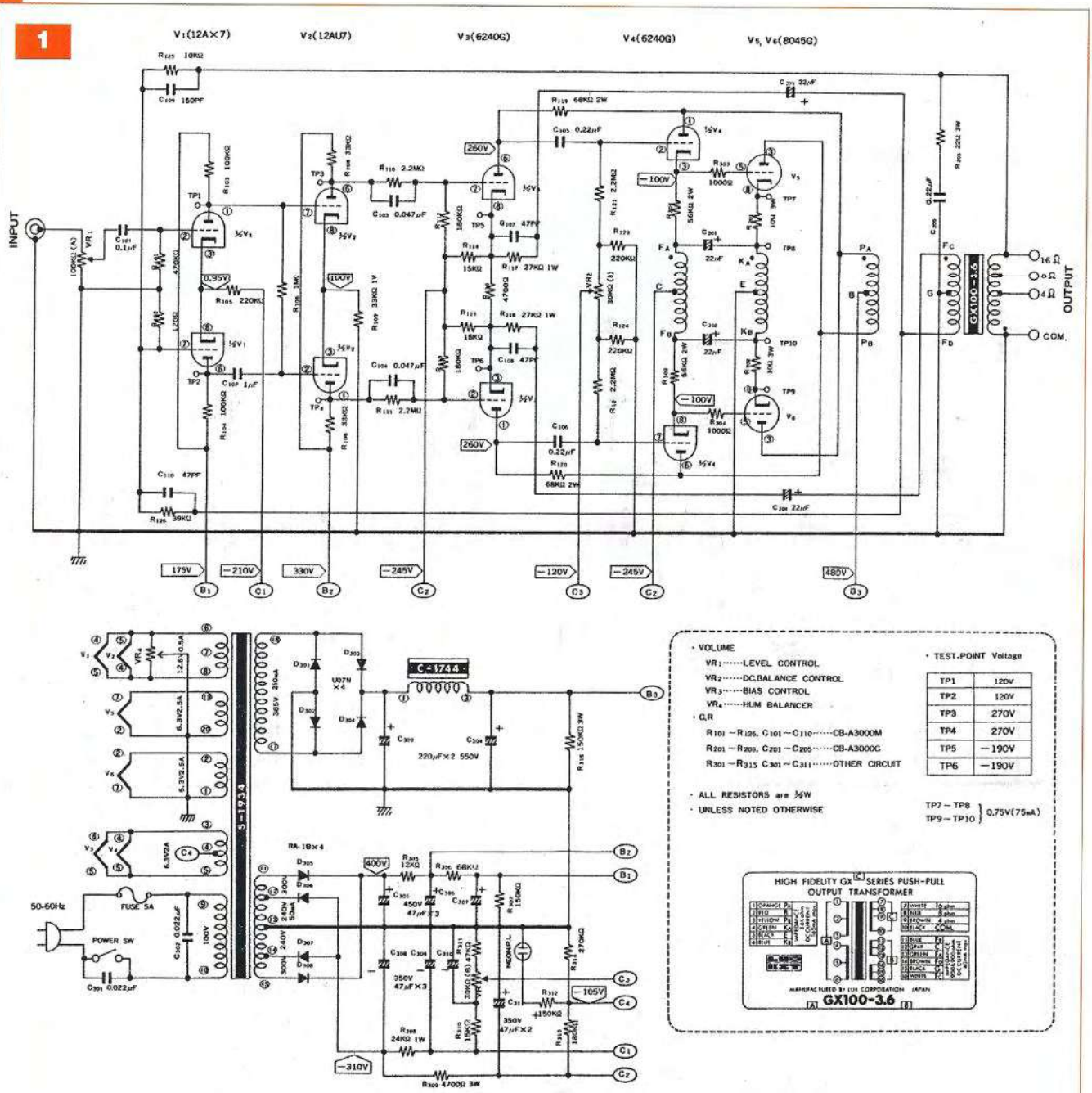
En cette période de crise où des « engins » oubliés ressortent des caves et greniers, les Luxman refont surface. La grande finesse d'analyse du message sonore qui caractérise ces appareils a toujours étonné les auditeurs. Nous vous en révélons le secret.

Nous avons longtemps hésité avant de faire entrer cette série Luxman dans le cadre de notre rubrique consacrée aux montages éprouvés.
En effet, contrairement aux grands classiques décrits jusqu'à présent et à l'exception (comme nous allons le voir) du bloc mono de puissance 3045 qui utilise un transformateur de sortie très original, rien chez ce constructeur n'apparaît comme innovant ou révolutionnaire en matière de conception de ses amplificateurs.

Rappel historique

En toute simplicité, Luxman est la plus ancienne des firmes japonaises, certainement la championne toutes catégories de l'audio à tubes au pays du Soleil levant.
La firme Lux (nom original) est née au Japon en juin 1925 avec, pour spécialité, la fabrication de transformateurs et de commutateurs destinés à la radio. Très vite, elle s'imposa comme une des références mondiales en matière de transformateurs.
À la grande période du tube, les transformateurs de sortie de la série « OY » étaient aussi recherchés et célèbres que les Perless et Acrosound fabriqués aux États-Unis.
Pour la petite histoire, sachez que le célèbre OY15 fut créé en 1952 et utilisé jusque dans les années quatre-vingt-dix sur la réédition, par Alpine, du Luxman MQ360.
Quant au GX100 utilisé sur le 3045 (8045 dans sa version originale japonaise), qui ressemble comme un frère au célèbre Mc Intosh, il est né la même année que ce dernier, en 1955... comme c'est bizarre !
Toujours est-il que lors de la traversée du désert de l'électronique à tubes, dans les années soixante-dix, Luxman n'a jamais cessé de fabriquer des amplificateurs et préamplificateurs d'exception à lampes, parallèlement aux électroniques à semi-conducteurs réservées au grand public.
Il convient ici de préciser qu'au Japon jamais les vrais audiophiles n'ont cessé de se passionner pour l'électronique à tubes. Ce marché intérieur permit à Luxman de continuer à exister. La firme, vouant une vraie passion aux tubes mais risquant d'être handicapée par la cessation de leur fabrication aux USA et en Europe, se lança dans la fabrication de ses propres triodes et autres tétrodes (avec l'aide de la firme Nec).
Contrairement à Audio Research, qui adapta ses fabrications en fonction des stocks de tubes existants (l'utilisation en audio du tube vidéo 6DJ8/ECC88 en constitue un exemple frappant), Luxman continua son bonhomme de chemin au Japon.
Elle réserva ainsi ses fabrications au marché intérieur resté prospère.
Le 3045 est caractéristique de cette période comprise entre 1975 et 1978. Conçu à l'origine pour fonctionner avec des triodes « maison », les 8045G (dérivées des 811), il est équipé d'un driver utilisant des 6240G « made in Japan » (même gabarit que la 6FQ7/6CG7). Le 3045 sortit des frontières équipé de KT88/6550A que l'on pouvait connecter en tétrodes ou en triodes. C'est cette dernière version que nous avons connue en Europe (**photo d'entrée** et **figure 1**).
Ce bloc mono, d'un poids respectable (15 kg) s'inspire à la fois du Quad II et des Mc Intosh MC30/40 (transformateur oblige !). La charge est répartie entre les anodes et les cathodes des tubes de sortie.
La pièce maîtresse est le transformateur GX 100-3.6 qui ne comporte pas moins de quatre enroulements primaires, dont un réservé aux cathodes du « boot-strap » en driver (comme sur les Mc Intosh MC75 ou 3500) et un autre à une **contre-réaction symétrique** (l'idéal !) du pré-driver.
Cet amplificateur mono est toujours très recherché, sa dynamique s'ap-

1



parente aux Mc Intosh et sa finesse d'analyse aux Audio Research de la série « D ».

Les Luxman classiques

Parallèlement au 3045, Luxman commercialisa un amplificateur plus modeste (que nous ne possédons pas, donc pas de photo !).

Le 3500 pouvait utiliser des 6CA7/EL34 ou des 6L6 GC (**figure 2**). Cet appareil fut aussi vendu en kit.

L'amplificateur 3500 était un ultra-linéaire utilisant le célèbre transformateur OY 15-5 s'inspirant directement du schéma Dynaco (lire nos précédents articles).

Ici, point de fioritures, de l'hyperclassique, mais avec un atout de taille (que l'on retrouve dans tous les Luxman à partir de 1975).

À l'exception de certains audiophiles, **Luxman fut, en effet, la première firme industrielle à se pencher sur le problème des composants**.

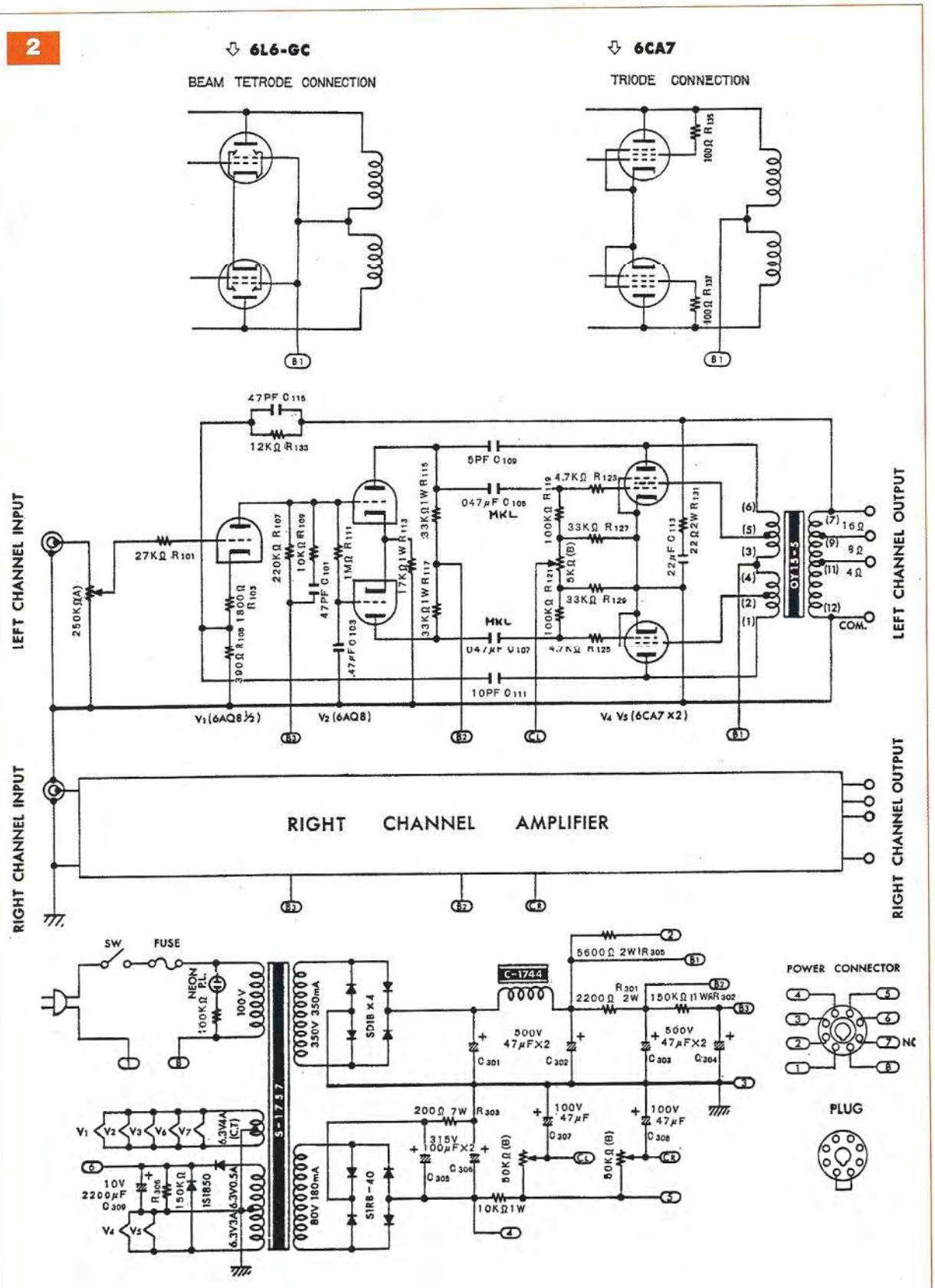
Dans cette série d'amplificateurs, rien n'a donc été laissé au hasard. Les condensateurs et les résistances sont parfaitement appareillés et choisis en fonction de leur qualité sonore.

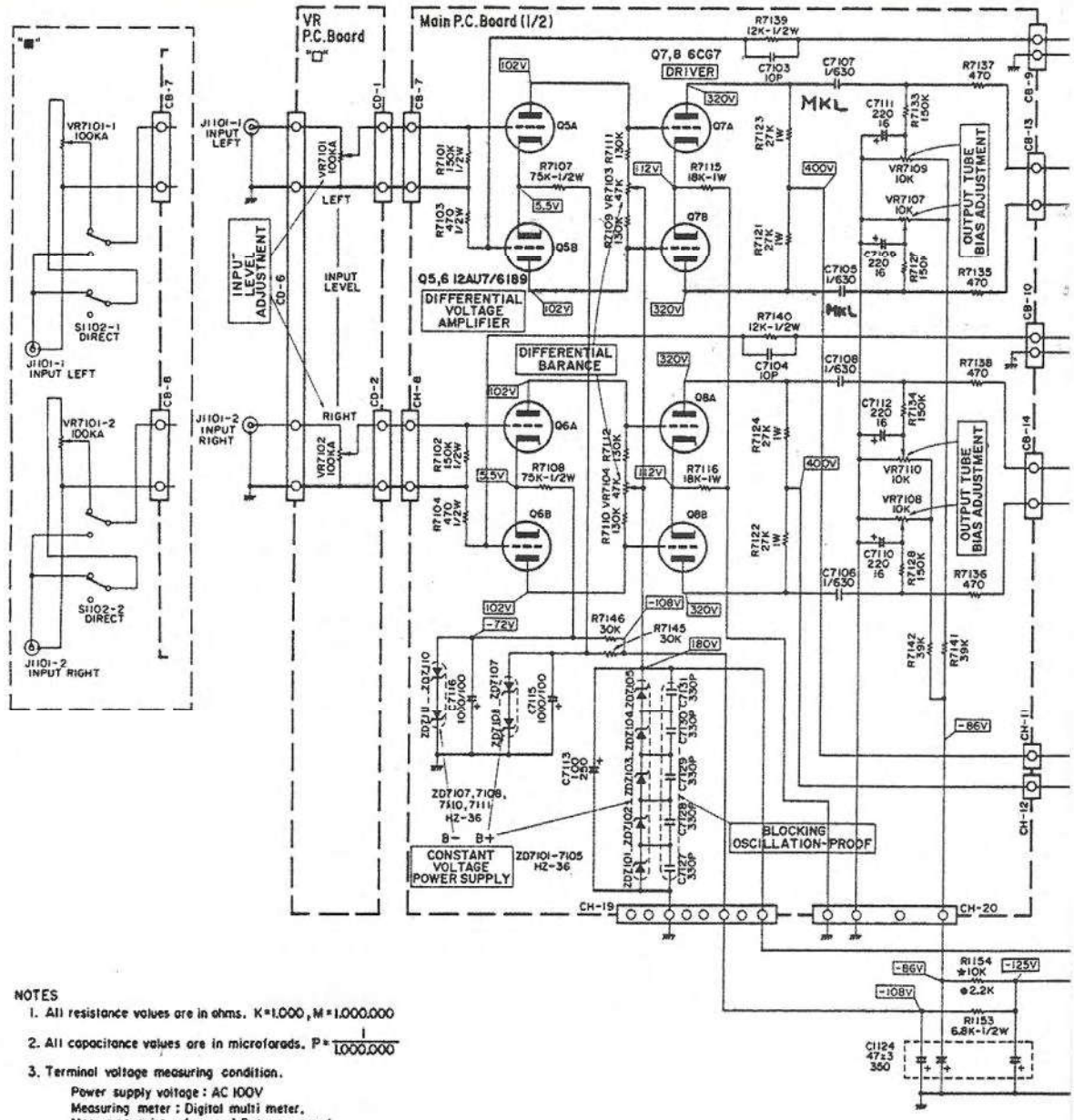
C'est la première fois qu'une firme est allée aussi loin en matière d'électroniques à tubes fabriquées en grande série.

Si vous envisagez de reproduire un 3045, rien de plus facile puisqu'il s'agit d'un ultra-linéaire classique.

Ce qui l'est moins, c'est la qualité des

2


6L6-GC
BEAM TETRODE CONNECTION
6CA7
TRIODE CONNECTION
LEFT CHANNEL INPUT
RIGHT CHANNEL INPUT
LEFT CHANNEL OUTPUT
RIGHT CHANNEL OUTPUT
RIGHT CHANNEL AMPLIFIER
V1 (6AQ8 1/2)
V2 (6AQ8)
V4 V5 (6CA7 x2)
SW
FUSE
NEON P.L.
100V
S-1737
C-1744
SD1B x4
SIRB-40
POWER CONNECTOR
PLUG
COM.
MKL



NOTES

1. All resistance values are in ohms. K=1,000, M=1,000,000
2. All capacitance values are in microfarads. P= 1/1,000,000
3. Terminal voltage measuring condition.
   Power supply voltage : AC 100V
   Measuring meter : Digital multi meter.
   Measuring point reference : Between groud.
   Measuring condition : No signal input.
4. ★ : For Japan model only (JA)
   ● : For France model only (FK)
   □ : For Japan model (Before Serial No.51210100) only (JA)
   ■ : For Japan model (After Serial No.60410101A) (JA) and France model only (FK)

3

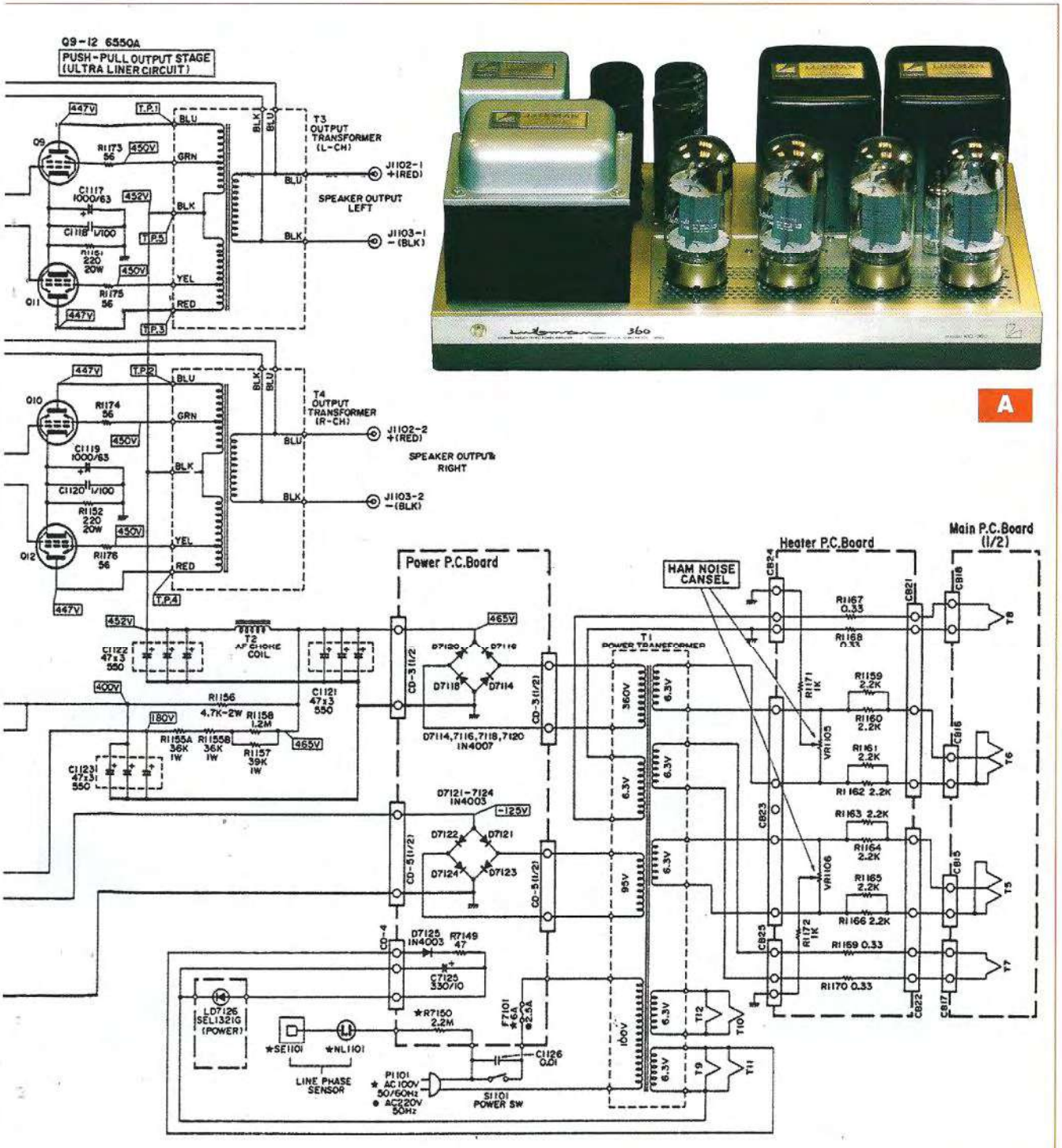
composants. Si vous possédez un bon transformateur de sortie ultra-linéaire de 5000 Ω, plaque à plaque au primaire, vous pouvez tenter l'aventure, mais il y a peu de chance que vous trouviez les résistances et les condensateurs fabriqués spécialement par et pour Luxman.

Même observation pour le petit frère lancé en 1984 par la firme tout juste rachetée à l'époque par Alpine : le MQ360.

Le MQ360

Bien qu'Alpine n'ait pas laissé un souvenir impérissable à la marque Luxman, il fallut moins de dix ans pour que le MQ360 (**figure 3**) devienne un appareil mythique.

De par sa finition et son aspect extérieur tout d'abord (**photo A**), le 360 est vraiment un bel objet, très lourd et très beau (attention au tour de reins !). À l'intérieur, il est encore plus beau. Tout est étudié, c'est « clean », facile d'accès, donc aisé à dépanner... bien



A

que cela tombe très rarement en panne ! Cet atout a contribué à la réputation de l'engin.

Pourquoi si peu de pannes ? Tout simplement parce que les tubes de puissance (KT88/6550A) sont utilisés bien en deçà de leurs possibilités.

Si on « pousse » ces tubes en utilisant des tensions plus élevées (ce qui est le cas de nombreux amplificateurs), on obtient sans problème des puissances de l'ordre de 80 W, aux dépens de leur durée de vie. Avec les 450 V de haute tension du MQ360, on ne peut guère dépasser 40 W, mais quelle sécurité !

Lancé en 1984, ce MQ360 parvint en Europe trois ans plus tard, alors que les audiophiles du monde entier commençaient à redécouvrir la qualité particulière du « son tubes ».

L'appareil arriva sur le marché international au bon moment. En 1987, ce MQ360 coûtait cher : 25 000 francs, soit environ 15 000 € en euros constants d'aujourd'hui, cependant quelle qualité !

Le schéma directement inspiré du 3500 est du type ultra-linéaire. Il utilise, bien entendu, le transformateur OY15 (toujours lui !), fabriqué à nouveau spécialement pour l'appareil et surtout des composants sélectionnés avec très grand soin selon la philosophie Luxman (bien que l'engin fût fabriqué dans une usine Alpine à Hong Kong).

Deux astuces de montage sont à signaler.

La première réside dans une résistance commune de cathode dans le push-pull de puissance.

Laquelle présente l'avantage de limiter l'emballement des tubes de sortie en cas de panne de la tension négative de polarisation.

Cette résistance de 220 Ω (20 W), qui, normalement, en classe AB, est une source de distorsions (voir cours précédents), est fortement découplée par un condensateur de 1 000 µF afin d'éviter cet inconvénient majeur.

La seconde astuce est rarement utilisée en audio, on ne la trouve généralement que sur des appareils de mesures.

Il s'agit de l'utilisation d'une tension négative de l'ordre de -70 V à -80 V appliquée au pied de la résistance de cathode de l'inverseur de phase de Schmidt (R7107, R7108 de 75 kΩ sur Q5/6 12AU7).

Ceci permet d'augmenter la valeur de cette résistance (75 kΩ, ce qui est énorme !) et de compenser ainsi le déséquilibre et la distorsion propres à ce type d'inverseur.

Une stabilisation de tension, sommaire mais suffisante par diodes zéners, régule la tension de cet étage (ZD7108 à 20 ZD 7110).

En conclusion

Hors ses qualités réelles, si nous avons choisi ce mois-ci de vous présenter le MQ360, c'est pour répondre à la demande de nombreux lecteurs qui, pour leurs réalisations personnelles, désirent s'inspirer de schémas connus et facilement reproductibles. N'oubliez pas que si vous entreprenez une telle démarche et que vous ne possédez pas le transformateur d'origine, vous serez obligé de revoir par vous-même les constantes de temps des lignes de contre-réaction (R7139/C7103, R7140/C7104). C'est surtout vrai en ultra-linéaire où un amplificateur peut très vite se transformer en oscillateur haute fréquence. Ce qui, avouons-le, n'est pas l'objectif recherché !

R. BASSI

Et si on parlait tubes...

33 COURS EN UN SEUL CD-ROM

Connaître et maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Bon à retourner à : TRANSOCÉANIC - 3, boulevard Ney 75018 Paris - France

EP 340

☐ **Je désire recevoir le CD complet 33 premiers cours (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »**

France : 50 € **Union européenne : 52 €** **Autres destinations : 53 €**

☐ **J'envoie mon réglement** ☐ **par chèque joint** *à l'ordre de Transocéanic*

☐ **par virement bancaire** *(IBAN : FR76 3005 6000 3000 3020 1728 445/BIC : CCFRFRPP)*

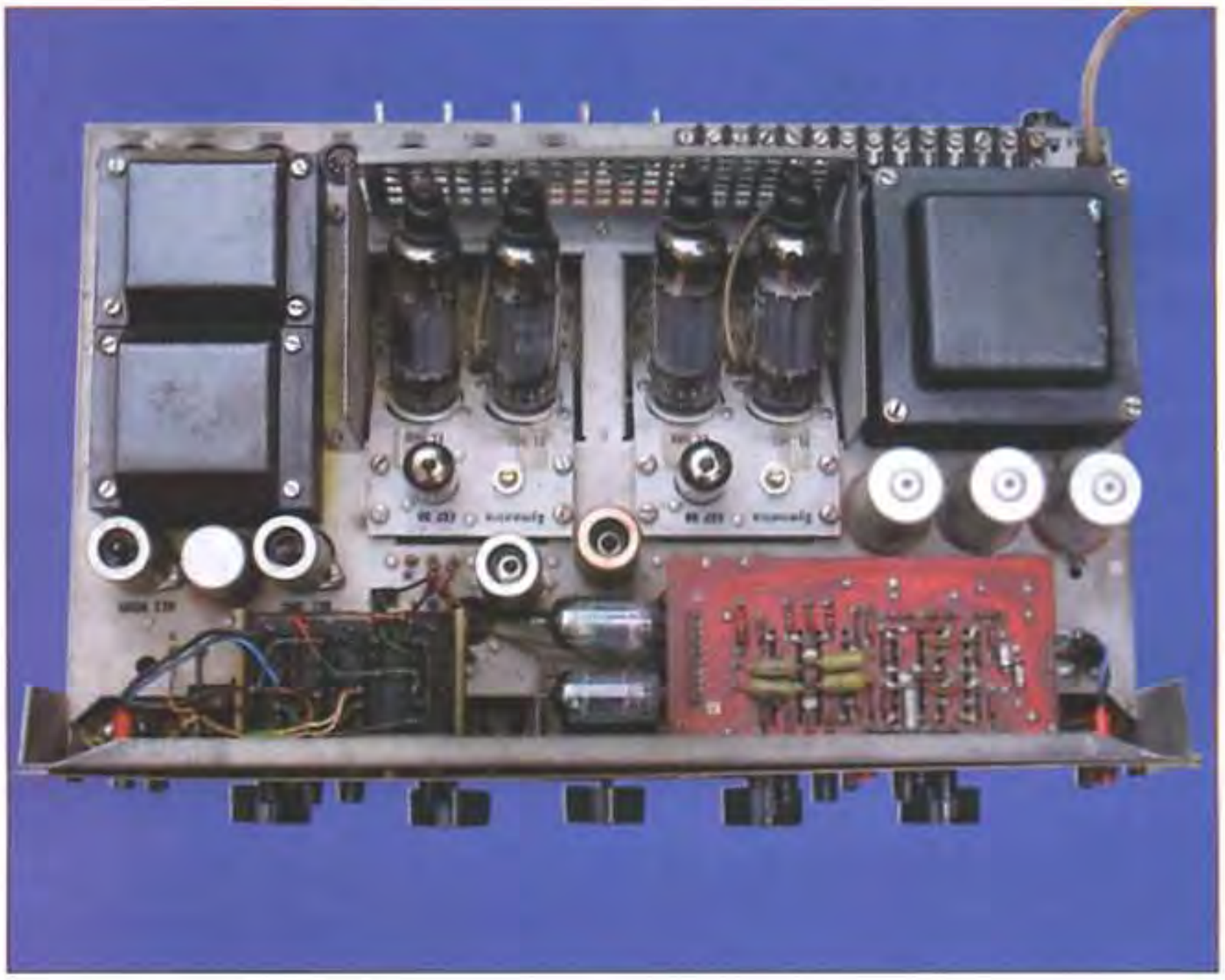
Nom : Prénom :

Adresse :

Code postal : Ville-Pays : Tél. ou e-mail :

KLEIN + HUMMEL
L'amplificateur intégré Telewatt VS-71

Ce mois-ci, nous répondons aux nombreux lecteurs qui nous demandent la marche à suivre pour la remise en route (sinon la remise en état) d'anciens appareils à tubes de qualité (évitez les « daubes » sans intérêt !). Dans ce dessein, nous avons choisi un grand classique des amplificateurs intégrés : le VS-71 Telewatt. *Made in West Germany* par la célèbre firme de matériel professionnel de radio diffusion Klein + Hummel (KH), celui-ci fut considéré, en son temps (1963), comme le symbole de la haute fidélité européenne.



Il nous faut remonter à la fin de la seconde guerre mondiale, en 1945. L'Allemagne est vaincue. Les sanctions pleuvent. En radio (on dit encore « TSF » à l'époque), les Alliés interdisent aux Allemands d'émettre en ondes courtes, moyennes et longues par peur de la propagande. Ils leur allouent « royalement » une bande de fréquences inutilisable : de 88 à 100 MHz. Ce qui limite la portée de leurs émetteurs par beau temps à une centaine de kilomètres au maximum, objectif recherché par les Alliés.

Très vite, les Allemands réalisent qu'émettre en modulation d'amplitude traditionnelle (AM) sur ces bandes de fréquences pose des problèmes quasi insurmontables, c'était là encore le but poursuivi par les Alliés.

Les Allemands se tournent alors vers un procédé mis au point par l'américain (ironie du sort !) Edwin Howard Armstrong en 1937, très peu utilisé aux Etats-Unis et non encore exploité en Europe : la modulation de fréquence (FM). C'est la révélation !

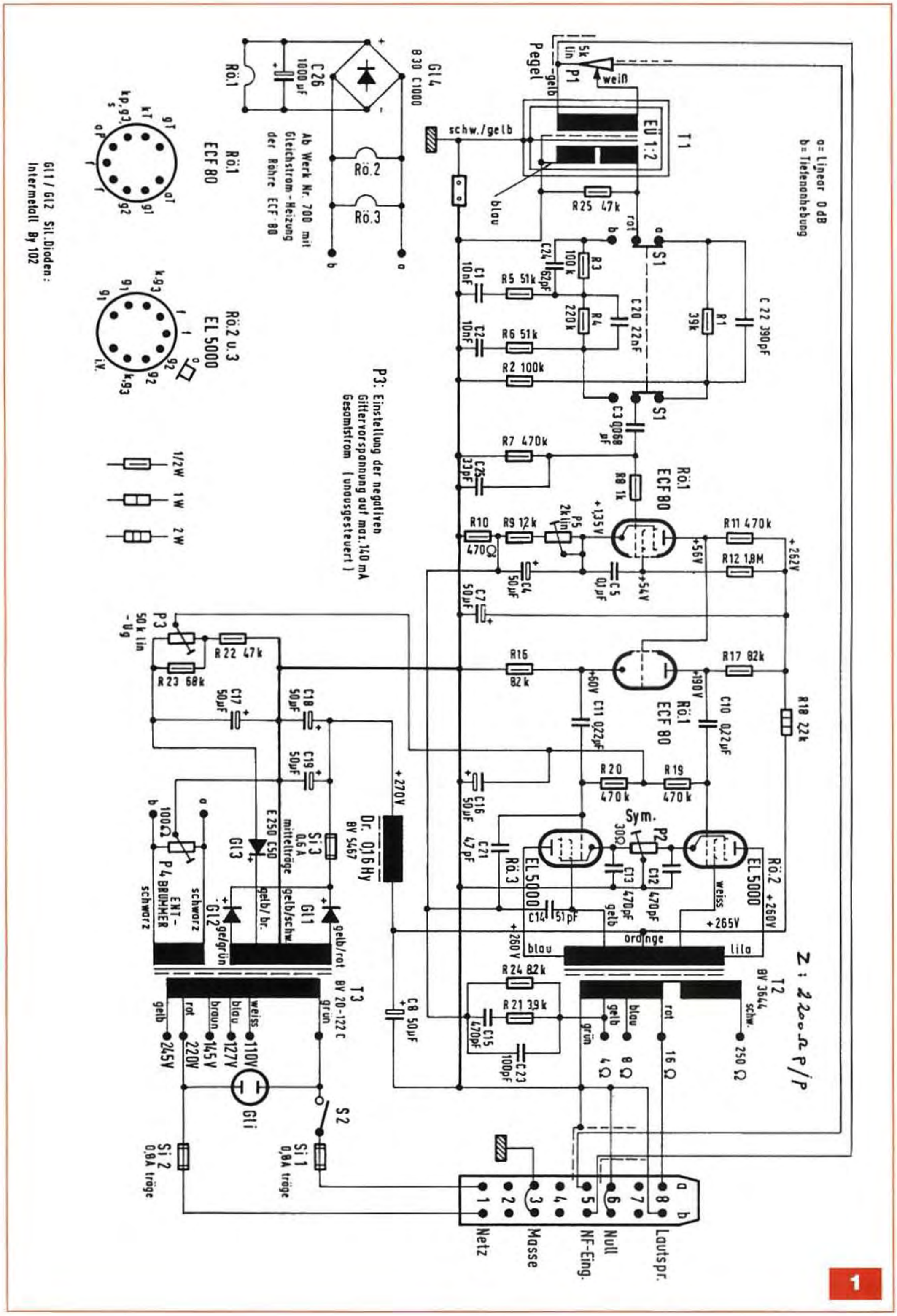
Dès 1947, les Allemands découvrent avec la FM la possibilité de couvrir la totalité de la bande passante audible avec une dynamique de l'ordre de 75 dB, alors que la radio traditionnelle en modulation d'amplitude, pour des raisons d'encombrement, voit sa bande passante limitée à 4,5 kHz avec une dynamique, dans le meilleur des cas, de 25 dB ! En moins de deux ans, l'Allemagne devient leader mondial de la FM. Il faudra attendre 1956 en France pour que la FM fasse une timide apparition.

Avec la FM et le magnétophone mis au point par AEG en 1935 et surtout la bande magnétique conçue par BASF, l'Allemagne découvre les horizons encore inconnus de la haute fidélité. En deux ans, la radio allemande devient la « radio hi-fi » en Europe.

Neumann (pour les micros), Telefunken par le biais de sa filiale EMT et bien d'autres (Grundig, Saba, Graetz, etc.) suivent le mouvement. Toute une industrie de la haute fidélité sonore prend naissance. Il y a une place à prendre.

Les débuts de Klein + Hummel

C'est ainsi que naît, en 1948, la société. Pour la FM, il faut en effet pouvoir contrôler la haute qualité sonore en sortie de table de mixage vers l'antenne. Horst Klein, le financier, et Walter Hummel, l'ingénieur, se ruent dans le créneau en collaboration avec la Bayerische Rundfurk, puis avec la Norddeutschen Rundfunk ils définissent les normes de toute la chaîne de reproduction, des amplificateurs aux enceintes acoustiques : de 40 à 16 kHz ± 3 dB. Taux de distorsion maximale : 1 %. Le succès est immédiat. Klein + Hummel devient la


a = Linear 0 dB
b = Tiefenanhebung
Sk lin P1
Pegel
gelb
weiß
schw./gelb
EÜ 1:2
T1
blau
R25 47k
rot
S1
C22 390pF
R1 39k
C20 22nF
R4 220k
C1 10nF
R5 51k
C24 82pF
R3 100k
C2 10nF
R6 51k
R2 100k
C3 0068 µF
R7 470k
C25 33pF
R8 1k
Rö.1 ECF 80
+135V
P5 2k lin
R10 470Ω
R9 12k
C4 50µF
C5 01µF
+56V
+54V
R11 470k
+262V
R12 1,8M
C7 50µF
R16 82k
+60V
C11 022µF
+190V
R17 82k
C10 022µF
R18 22k
R20 470k
R19 470k
C16 50µF
C21 47pF
Sym. P2 30Ω
C13 470pF
C12 470pF
Rö.3 EL 5000
C14 51pF
Rö.2 EL 5000
+260V
weiss
+265V
gelb
orange
lila
+260V
blau
R24 82k
R21 39k
C15 470pF
C23 100pF
C8 50µF
+270V
Dr. 0,16 Hy BV 5467
P3 50k lin - Ug
R22 47k
R23 68k
C17 50µF
C18 50µF
C19 50µF
100Ω
P4 BRUMMER ENT-
schwarz
E 250 C50
Si 3 0,6 A mittelträge
G13
G12
gelb/br.
gelb/grün
G11
gelb/schw.
gelb/rot
T3 BV 20-122 C
grün
T2 BV 3644
schw.
250 Ω
rot
16 Ω
blau
gelb
8 Ω
grün
4 Ω
weiss
blau
braun
rot
gelb
110V
127V
145V
220V
245V
G11
S2
Si 1 0,8A träge
Si 2 0,8A träge
a
b
1 Netz
2
3 Masse
4
5 NF-Eing.
6 Null
7
8 Lautspr.
Z : 2200 Ω P/P
Rö.1 ECF 80
Rö.2 u.3 EL 5000
G11 / G12 Sil.Dioden: Intermetall By 102
Ab Werk Nr. 700 mit Gleichstrom-Heizung der Röhre ECF 80
G14 B30 C1000
C26 1000 µF
Rö.1
Rö.2
Rö.3
P3: Einstellung der negativen Gittervorspannung auf max. 140 mA Gesamtstrom (unausgesteuert)
1/2W 1W 2W

1

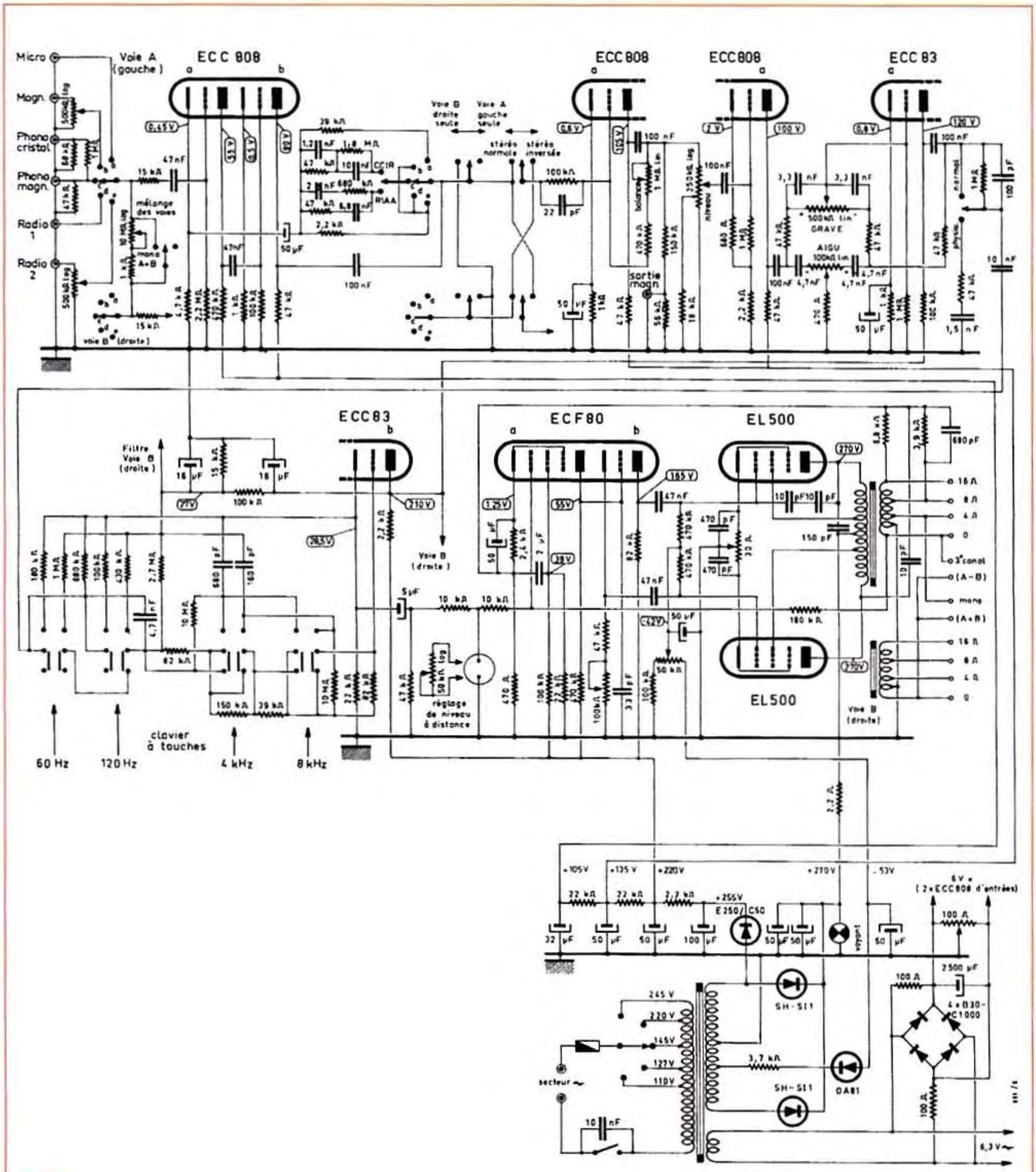
firme d'électro-acoustique professionnelle n°1 en Allemagne.
Malgré ce succès, Horst Klein lâche Walter Hummel trois ans après la création de la société.
Néanmoins, Klein + Hummel perdure jusqu'à aujourd'hui.
En 1956, Klein + Hummel se lance dans la haute fidélité grand public en créant la marque Telewatt. Parallèlement, Klein + Hummel commence à explorer le monde du studio d'enregistrement et crée un égaliseur (*equalizer*), le UE100, et surtout un amplificateur à lampes de 30 W destiné à concurrencer le MC30 de Mc Intosh qui s'est imposé dans le monde entier, tant professionnel que grand public. C'est cet amplificateur qui servira de base, en 1960, au premier amplificateur intégré de « grande puissance » (2 x 35 W !) stéréophonique Telewatt, le VS-70. Lequel emploie comme tubes de puissance des pentodes utilisées en télévision, les EL36.
Le VS-71 Telewatt que nous étudions aujourd'hui est son frère cadet.
Né deux ans après, il utilisera des pentodes de télévision, les EL500.
Parallèlement, Klein + Hummel met au point les plus célèbres de ses créations de studio : les enceintes OX et OY amplifiées, drivées par le même amplificateur (**figure 1**).
Les tubes sont des EL5000, une version renforcée de la EL500 dont l'équivalent grand public est la EL504.
La structure du V-30 comporte des éléments légèrement différents du VS-71 puisqu'il est destiné à des professionnels (transformateurs d'entrée, contre-réaction simplifiée), mais sa philosophie est la même (ultra-linéaire, inverseur cathodyne à liaisons directes, tubes de puissance sous-alimentés pour assurer une longue durée de vie). Cet amplificateur célèbre équipa de nombreux studios. Il fut produit vingt ans durant pour driver l'enceinte OY alors diffusée dans le monde entier (plus de 15 000 exemplaires).

L'aspect extérieur

Avant toute intervention, examinez « l'engin » sous toutes ses coutures ! Pour ce qui concerne le VS-71, ce qui frappe d'emblée c'est la position inusitée des tubes de puissance (ici des EL504). Cet arrangement original permet de réduire l'encombrement hors tout de l'appareil et d'assurer une parfaite ventilation des tubes. Il s'agit de modules pré-câblés destinés à l'amplificateur professionnel V-30. À l'origine, « l'engin » est encastré dans une caisse en bois (véritable !), doublée d'amiante (Aïe, de quoi faire hurler certains…), ce qui garantit un échauffement quasi nul du coffret (l'amiante, ça marche !). Si vous décidez de « désamianter » le coffret (attention aux poussières !), nous vous conseillons de jeter ce dernier et de laisser l'appareil respirer normalement à l'air libre, les EL500/504, ça chauffe terriblement !
Toujours sans rien toucher et surtout sans brancher l'appareil, retournez-le et repérez les composants noircis ou brûlés, n'y touchez pas encore.
Maintenant, il convient d'étudier le schéma.

Le schéma

• **Premier cas :** vous ne possédez pas de schéma.
Repérez tout d'abord les alimentations en partant des condensateurs de filtrage (faciles à voir) et en remontant jusqu'aux transformateurs de sorties. Commencez par retirer tous les tubes de l'appareil. Si vous avez un lampemètre, ôtez-les; sinon repérez leurs positions dans l'appareil afin de les remettre ensuite en lieu et place : il y a des chances pour que cela fonctionne encore !
• **Second cas :** vous possédez le schéma.
C'est ici le cas en **figure 2**, vous êtes donc gagnant et il n'y a aucune raison pour ne pas remettre cet appareil en état de fonctionnement.
Tout d'abord, examinez les multiples commutateurs et claviers, manipulez-les plusieurs fois afin de les désoxyder ; au pire, utilisez un produit pour les contacts. De même, manipulez sans précaution et avec fermeté tous les potentiomètres.
Une fois cet exercice physique terminé, retournez l'appareil et examinez son alimentation. Sur le schéma, seul un canal est représenté, l'alimentation est commune aux deux canaux. C'est une alimentation hyper classique : un transformateur d'alimentation (fusible au primaire à vérifier; s'il est grillé, c'est que l'engin a eu un vrai problème… prudence pour la suite !), fusible 2,5 A ***slow blow*** (fusion lente).
Attention, **pas de fusion rapide**. Tous les appareils électroniques à tubes ou à transistors ont un courant d'appel très élevé lors de l'allumage. Ceci est dû à l'appel de courant des condensateurs de filtrage qui doivent se charger. Si votre appareil comporte une valve de redressement de type GZ32, GZ34, 6X4 ou 5Y3, il n'y aura pas d'appel de courant important car leur chauffage est progressif. Avec des valves 5U4, 5T4 ou des diodes (ce qui est le cas du VS-71), le courant fourni aux condensateurs est instantané et **très élevé** (plusieurs ampères au primaire du transformateur). Avec un fusible rapide, vous êtes cuit ! Ce dernier claque, bien qu'il n'y ait pas de panne !
Maintenant abordons les condensateurs de filtrage. C'est une légende tenace d'imaginer qu'ils sont morts ! C'est en réalité très rare. Il faut simplement les **reformer**.
• **Premier cas de figure** : vous disposez d'une alimentation haute tension réglable (c'est l'idéal).
Connectez le (+) de votre alimentation au point de jonction des diodes SH-SI1 et le (-) à la masse (châssis). En partant de zéro, augmentez doucement la tension et contrôlez le courant avec un milliampèremètre. Vous verrez l'aiguille de l'appareil de mesure grimper d'un coup et retomber à zéro. Vérifiez la tension en faisant attention de ne pas dépasser la tension maximale que peuvent supporter les condensateurs (ici 350 V).
Si le courant grimpe sans retomber à zéro, cela signifie que l'un des deux condensateurs de 50 µF, voire les deux, est en court-circuit. Dans ce cas, n'hésitez pas, changez-les.
Si pendant la charge, vous n'avez **aucun** appel de courant, cela signifie que les condensateurs **sont secs** et ne sont plus des condensateurs mais de parfaits isolants, votre appareil va ronfler énormément car il n'y aura pas



2

de filtrage. Cela dit, si vous cherchez la perfection, sachez que tous les condensateurs électrochimiques en bonne santé ont toujours un petit courant de fuite.
Voici sa valeur :
- Si la tension est en dessous de 100 V, appliquez la formule suivante :
I en µA : 0,08 C.V + 100
Avec C en µF et V en volts.

- Pour la haute tension au-dessus de 100 V :
I en µA : 0,05 C.V + 250

• **Deuxième cas de figure : vous ne possédez pas d'alimentation variable.**
Il vous faut impérativement un alternostat (variateur de tension) en courant alternatif de 0 à 240 V, ce qui est bien pratique lorsque vous possédez un « engin » fonctionnant en 110 V.
Puissance : environ 500 VA
Branchez la prise secteur sur l'alternostat, montez doucement la tension au primaire du transformateur d'alimentation. Ne pas oublier de mettre l'interrupteur de l'appareil sur la position marche !
Placez un voltmètre au point de jonction SH-SI1. Augmentez très doucement la tension d'alimentation.

Un chef-d'œuvre de la haute-fidélité française
Le Hitone H300

Certains lecteurs nous reprochent de ne nous intéresser qu'aux constructeurs étrangers (Britanniques, Américains, Japonais) ce en quoi ils n'ont pas tort. Il y a cependant une raison à cela : les trois quarts des fabricants étrangers ont survécu, certains jusqu'à nos jours, à l'arrivée des semi-conducteurs, ce qui n'a pas été, hélas, le cas de nos constructeurs nationaux qui pour la plupart n'ont pas su prendre le virage technologique des années 70.

Et pourtant nos grandes marques nationales (Esart, Jason, Hitone, Merlaud, Filson pour ne citer que les plus connues) en ont «pondu» des chefs-d'œuvres à l'époque du tube. Hitone fait partie des grands des années 60. Le H300 étant le vaisseau amiral de la marque, c'est lui que nous allons étudier aujourd'hui.

HITONE

C'est «la grande marque française» de 1955 à 1970 dont les électroniques de son créateur, l'ingénieur responsable M. Kagan font encore référence aujourd'hui. Sachez que vous pouvez trouver un H300 (ou ses petits frères H220, H225) pour un prix d'occasion dépassant rarement les 300 €. Les alimentations seront à revoir mais dès que vous aurez remis ces engins en état, vous serez surpris par la qualité et la dynamique du son qu'ils procurent, malgré leurs puissances un peu justes pour «driver» des enceintes à bas rendement (20 à 35 W). Leur secret : essentiellement l'exceptionnel transformateur de sortie (encore aujourd'hui) et nous ne le répéterons jamais assez, une parfaite maîtrise des constantes de temps de la courbe enveloppe audio (de l'ordre de 20 ms pour le H-300) tant dans l'alimentation que dans les liaisons capacitives entre étages. A signaler aussi un enroulement secondaire du transformateur de sortie réservé uniquement à la contre-réaction.

Le H300, prise de contact

Une imposante face «avant» s'inspire des faces «avant» du constructeur US Scott. Des lampes témoins signalent les canaux en fonction, soit en stéréo, soit en mono. Tous les potentiomètres doubles sont à friction, ce qui permet de régler l'appareil canal par canal indépendamment, ce qui pour les niveaux en particulier est préférable à l'utilisation d'une balance.

A l'intérieur, les tubes de puissance sont séparés du reste de l'électronique par une paroi réfléchissante doublée d'amiante ! (On aimait bien l'amiante dans ces années là). L'appareil n'est donc pas soumis à un échauffement préjudiciable.

A l'arrière une connectique imposante (exceptionnelle à l'époque). A signaler un commutateur permettant de sélectionner, sans se battre avec un câblage extérieur, l'impédance du secondaire (4, 8 ou 16 Ω). C'est un appareil moderne, utilisable de nos jours, sans soucis.

Le H300 : les tubes

En entrée et en inverseur de phase/driver, des classiques ECC 83/12AX7. Quoi qu'on dise c'est le tube idéal pour le traitement du son.

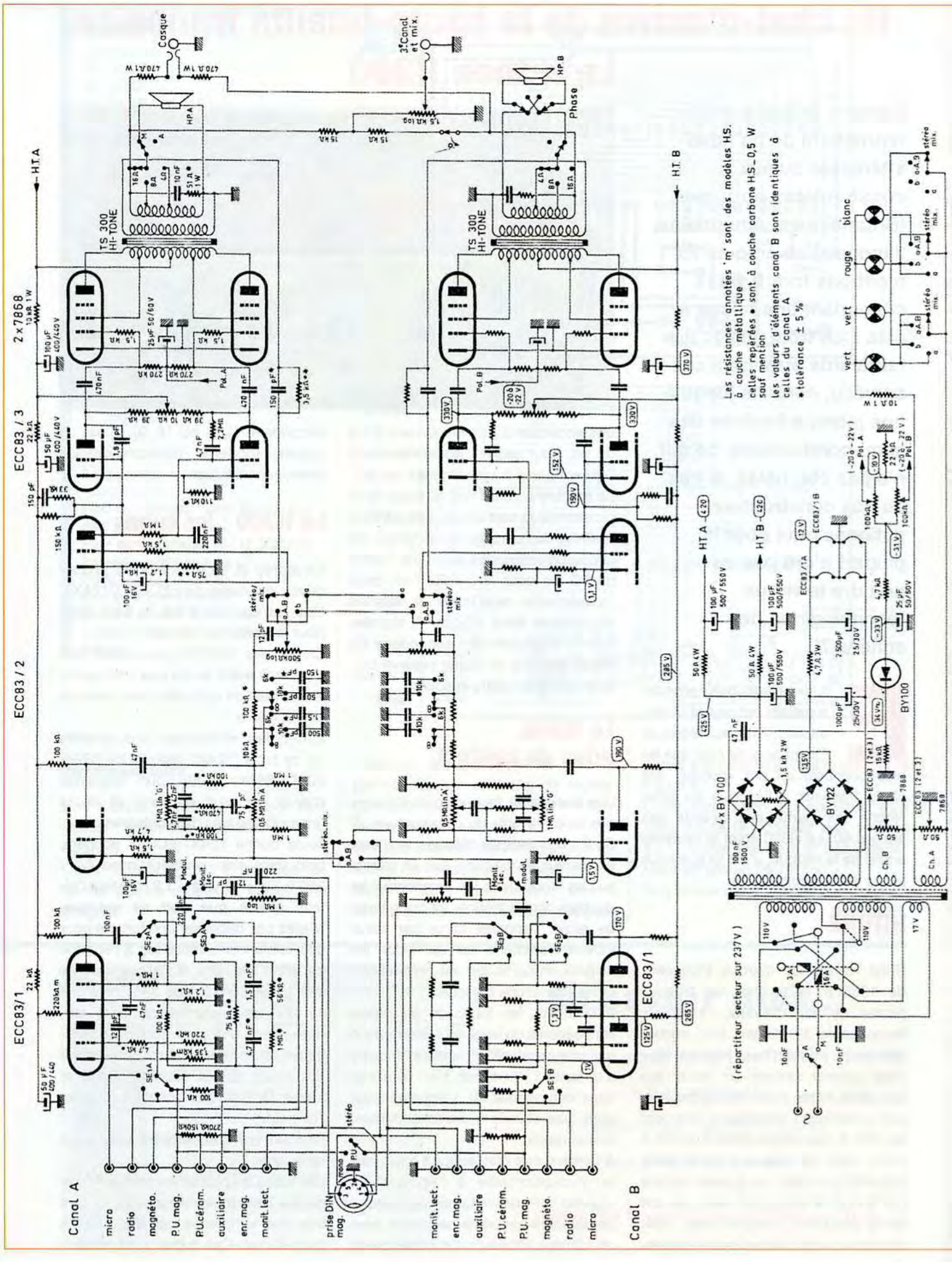
Choisir des 12AX7A (pour audio), ces dernières ayant eu ce que l'on appelle un «frein de cathode» pour éviter la microphonie.

Evitez les références industrielles de ce tube (12AX7 WA, 7025, 5761, 6057, 6681, 7729) vous risqueriez d'avoir du bruit de fond et de la microphonie très désagréables.

Toute bonne 12AX7/ECC83 honnête, bien dans ses caractéristiques (Va : 250 V, Vg = - 2 V, Ia = 1,2 mA) fera l'affaire **quelle que soit sa marque**. N'allez pas dépenser une fortune pour des Telefunken (fabriquées à l'époque par RTC, Siemens et Philips), cela ne sert à rien surtout que dans neuf cas sur dix, les Telefunken qui sont vendues à prix d'or sont hors caractéristiques ou épuisées car récupérées sur des vieux postes Grundig, Saba et autres. Un tube bien astiqué a toujours l'air neuf.

Seul **un vrai lampemètre** peut vous renseigner.

Les tubes de puissance sont à l'origine des 7868 (culot Magnoval). Ils sont très vite remplacés par des 7591 à culot Octal. Ces tubes sont refabri-


Casque
3e Canal et mix.
HP A
HP B
Phase
H.T. A
H.T. B
TS 300 HI-TONE
2 x 7868
ECC83 / 3
ECC83 / 2
ECC83/1
ECC83/1
Pot. A
Pot. B
Les résistances annotées 'm' sont des modèles HS. à couche métallique
celles repérées • sont à couche carbone H.S - 0,5 W sauf mention
les valeurs d'éléments canal B sont identiques à celles du canal A
• tolérance ± 5 %
4 x BY100
BY122
BY100
(répartiteur secteur sur 237 V)
Canal A
micro
radio
magnéto.
P.U mag.
P.U céram.
auxiliaire
enr. mag.
monit. lect.
prise DIN mag.
stéréo
mono
P.U
monit. lect.
enr. mag.
auxiliaire
P.U. céram.
P.U. mag.
magnéto
radio
micro
Canal B

qués aujourd'hui, mais si vous avez le courage et le temps, vous pourrez les remplacer (en modifiant le câblage des culots) par des simples 6L6 GT ou 6L6 WGT/5881.
Les résultats seront aussi bons, les 7591 ne sont que des 6L6/5881 renforcées (tétrodes à faisceau dirigé).

Le H300. Le schéma

C'est pratiquement le même schéma que celui du H225 (le cheval de bataille de la marque). Date de création du H300, octobre 1966. Le H225 est né en 1965, son prédécesseur le H200 en 1964.
En 1966, les transistors arrivent en masse sur le marché. Le H300 sera le «chant du cygne» de la marque (trop cher, trop gros, trop lourd !).
Le public se ruera sur les nouveautés «solid state» qui commencent à inonder le marché bien que les résultats soient, à l'époque, bien médiocres par rapport aux électroniques à tubes (ce n'est plus vrai aujourd'hui, heureusement).

L'alimentation

C'est le point faible du H300, pas l'alimentation en elle-même, mais le transformateur qui est «trop juste» (tous les H300 que nous avons eu entre les mains avaient des problèmes de transformateur d'alimentation) surtout avec l'enroulement «haute tension».
En cas de transfo défaillant, il est facile de le remplacer, car classique. On y trouve quatre enroulements secondaires :
- 1 enroulement «haute tension» : 325 à 340 V (350 mA)
- 1 enroulement «basse tension» : 10 à 12 V (1 A)
- 2 enroulements «basse tension» : 6,3 V (5 A)

La haute tension est fournie par un pont de diodes BY100. En parallèle, sur la branche alternative du pont, un condensateur de 0,1 µF/1 500 V en série avec une résistance de 1 500 Ω/2 W pour atténuer les pics de commutation. (Inutile de nos jours si vous utilisez des diodes modernes).
Sur l'enroulement 10 V/12 V, un pont redresseur est suivi par une cellule de filtrage de 1 000 µF/4,7 Ω/2 500 µF destinée à alimenter en tension continue + 12 V, les filaments des tubes d'entrées gauche et droite (12AX7).
Les enroulements 6,3 V alimentent les tubes de puissance et les inverseurs/drivers (12AX7) des canaux gauche et droit.
Sur la HT, les canaux gauche et droit sont alimentés par deux cellules de filtrage indépendantes (50 Ω/100 µF) ce qui rend les canaux pratiquement indépendants lors des forts appels de courant.
Attention : la tension de polarisation des tubes de puissance (de l'ordre de - 20 V) est fabriquée d'une façon relativement originale. Sur une moitié du pont et la masse se trouve un condensateur de 47 nF qui va faire chuter la tension sans produire un dégagement de chaleur (ce qui aurait été le cas avec une résistance).
La formule approximative pour le calcul du courant débité dans un circuit (on considère le condensateur comme une source de courant) alimenté en tension alternative 50 Hz est la suivante :
$I = 70 \times 10^3 \times C$
I (ampères)
C (Farads)
Plus la valeur de C est importante, plus le courant est important (indépendant de la tension).
La diode BY100 est montée «à l'envers», une tension négative de l'ordre de - 30 V va apparaître entre l'anode et la masse. **Attention** sur le schéma, le condensateur de filtrage de 25 µF est mal dessiné. Il s'agit d'une tension négative, le (+) du condensateur doit être relié à la masse et l'armature au -33 V.

Le préampli

On retrouve à l'entrée la structure classique de l'époque et en particulier celle du Telewatt de K+H (voir numéro 341).
Les réglages de tonalité sont un dérivé du célèbre «Baxendall».
Une série de filtres passifs, passe-bas et passe-haut, peuvent être insérés entre la sortie du pré-ampli et l'ampli de puissance proprement dit.
Un potentiomètre de 500 kΩ/log (double pour les deux canaux, couplés par embrayage) va régler le niveau général de l'appareil. Le petit condensateur de 12 pF connecté à une borne du potentiomètre et le curseur est destiné à compenser les capacités parasites inévitables avec ce type d'accessoire (méthode oubliée mais très utilisée dans les oscilloscopes).
Les potentiomètres de niveau sont suivis par le commutateur de fonction (stéréo/mono).

L'ampli de puissance

Le signal est dirigé vers la grille de la 1/2 12AX7 (2).
La contre-réaction est appliquée sur la cathode de celle-ci (75 Ω) à travers la cellule 3,5 kΩ/150 pF prise aux bornes de l'enroulement spécial «CR» du transformateur de sortie.
L'inverseur de phase/driver ECC83/12AX7 (3) est un inverseur de Schmidt (avec résistance commune de cathode de 110 kΩ).
La grille de la seconde moitié de la 12AX7 est mise à la masse par un condensateur de 0,22 µF.
L'équilibrage dynamique des deux moitiés du Schmidt est assuré par un potentiomètre de 10 kΩ (à régler pour un minimum de distorsion en sortie HP). La polarisation des grilles des tubes de puissance est assurée par des potentiomètres de 100 kΩ situés sur l'alimentation négative de l'alimentation.
Des résistances de 1,5 kΩ sont montées en série avec les grilles des tubes de puissance afin d'éviter les mises en oscillation fréquentes avec ce type de tubes (à utiliser sur toutes les tétrodes et pentodes de puissance : 6L6, 6U6, 6550, EL34, EL84, etc... par sécurité).
Les tétrodes sont utilisées en «ultra-linéaire». Au secondaire du transformateur, on trouve une cellule de filtrage de 0,01 µF/51 Ω destinée à éviter des oscillations «haute fréquence».
En sorties HP, se trouve un mélangeur (15 kΩ/15 kΩ + potentiomètre de 1,5 kΩ/log) destiné à alimenter un amplificateur monophonique pour un canal central. Le trou central en stéréo était la hantise des constructeurs de l'époque.

En conclusion

Un montage classique parfaitement optimisé, ce qui s'est fait de mieux en intégré à tubes dans les années 60.
Bonne écoute

R. Bassi

Le C8 Mc Intosh

1954. En ces années là, on peut dire que la lecture des disques «c'est la foire d'empoigne». La stéréo n'est pas encore arrivée, l'époque est à la «haute fidélité mono». Tout est «mono», des célèbres enceintes «Klipschorn» aux amplificateurs à tubes Mc Intosh (MC30 et MC60).

La radio en AM est mono (en FM en Allemagne et aux USA aussi), le cinéma est «mono» quant aux disques : coexistent encore les 78 tours, les 33 tours «incassables» et les petits derniers : 45 tours destinés à remplacer les 78 tours. Ces disques sont édités dans le monde entier par une bonne centaine de labels qui tous sans exception gravent avec leur propre courbe de gravure !...

Il faut attendre 1955 pour que la courbe de gravure universelle «RIAA» (créée en 1953) soit adoptée et encore ! Decca en Angleterre, Columbia aux USA, Vega en France refusent de se soumettre. Il faudra attendre la stéréo (1959) pour que tout le monde se mette d'accord. (A l'exception des Allemands qui conservèrent leur courbe de gravure jusqu'en 1970).

Le C8 de Mc Intosh

L'idée est la suivante, puisque personne ne peut se mettre d'accord pour que les utilisateurs (en ce temps là, on ne les appelait pas encore des consommateurs) possèdent des collections de disques 78 tours, 33 tours, 45 tours, autant fabriquer un appareil capable de «tout» lire dans de bonnes conditions. Nos collectionneurs de disques actuels connaissent bien le problème : lire un 78 tours gravé en 1936 avec une correction RIAA est une hérésie. Lorsque ce même disque est lu en respectant sa courbe de gravure, on est surpris par le nombre d'informations enregistrées, que les auditeurs de l'époque ne soupçonnaient même pas car ils utilisaient souvent un phonographe ou un «pick up» sans correction de gravure. Le C8 (baptisé Audio Compensator) possède un clavier formé par des mini-interrupteurs qui vont mettre en service dix filtres agissant en parallèle sur une ligne de contre-réaction dont les combinaisons sont pratiquement infinies. Etait livré avec l'appareil un tableau des commutations devant accompagner la lecture du disque en fonction du label de ce dernier (voir **figure 1**).

1a

RECORD COMPENSATION with the McIntosh Professional AUDIO COMPENSATOR

The recording process requires that the loudness of the music over portions of the sound spectrum be artificially raised or lowered to get the most on the record. (Treble range is boosted to mask surface noise; bass range reduced in volume to conserve groove space and reduce distortion.) To get the most out of the record we must reverse this process. Recommended reverse or playback characteristic curves are given on this chart.

The McIntosh Professional Audio Compensator, like all McIntosh Audio equipment, is designed and built to the highest standards. Because of this, a single knob to select recording curves has been avoided. The curve for a single recording company will vary from record to record and year to year and would therefore make equipment changes necessary.

The McIntosh Compensator can be used with any amplifier. However, the finest results will be obtained when used with McIntosh basic amplifiers MC-30 (30 watt) or MC-60 (60 watt), because of their extremely high quality performance with unmatched low distortion.

MANUFACTURER	Speed	BASS (Turnover)	TREBLE (Roll-off)
ALLEGRO [1]	33	LP	NAB
AMERICAN RECORDING SOCIETY *	33	NAB	ORTHO
ANGEL	33	NAB	AES
ATLANTIC *	33	NAB	NAB
AUDIOPHILE	78	300	—8
BACH GUILD, BANNER [1]	33	LP	NAB
BARTOK BOSTON *	33	629	NAB
BLUE NOTE *	33	AES	AES
CAEDMON	33	629	—11
CAPITOL *	45	NAB	AES
CAPITOL *	33 78	AES	AES
CANYON * CAPITOL - CETRA COLOSSEUM *	33	AES	AES
CETRA-SORIA [1] COLUMBIA *	33	LP	NAB
COLUMBIA *	45	NAB	NAB
COLUMBIA *	78	300	NAB
CONCERT HALL * CONTEMPORARY * CORAL	33	AES	AES
COOK	33	NAB	AES
DECCA * [1] DIAL	33 45 78 33	LP	NAB
ELECTRA	33	629	NAB
EMS *	33	AES	AES
EPIC * [1]	33	LP	NAB
ESOTERIC	33	NAB	AES
EUROPEAN	78	280	0
FESTIVAL [1]	33	LP	NAB
FOLKWAYS	33	629	NAB
GOOD TIME JAZZ *	33	AES	AES
HANDEL SOC. [1] HAYDN SOC. *	33	LP	NAB
LONDON * [1]	33	LP	—10

Each person plays his records in a room with individual acoustical characteristics. To assure yourself of the greatest listening pleasure, you will want to use the additional FINE bass and treble control knobs. (Turning to the left of 0 adds de-emphasis; turning to the right of 0 adds emphasis.)

Quelques réflexions sur la lecture des disques

Tout d'abord le disque lui-même

a) Les 78 tours

Ceux qui sont antérieurs à 1946 : ils sont pressés à chaud sur des matériaux divers dans lesquels on trouve de la cire et du Brai (chaque label a sa composition secrète). Ce qu'ils ont en commun : ils sont lourds, fragiles, cassants et souvent bruyants car il faut savoir que dans la pâte était introduite de la silice (abrasif !), pourquoi ? : tout simplement pour «user» l'aiguille de métal utilisée pour les lire dès les premiers sillons afin que cette dernière épouse parfaitement les sillons gravés. Sachez que la pression recommandée sur le disque pour les «pick ups» et «phonographes» de l'époque était de l'ordre de 250 grammes.

Après 1946, la guerre est passée par là. Les américains commencent à utiliser les matières plastiques (dont le vinyle). Les célèbres disques «V disc» que les américains transportaient avec l'armée américaine étaient des 78 tours (vinyles) pour des questions de poids. Recherchés aujourd'hui par les collectionneurs, ils sont malheureusement très abîmés car lus par nos parents sur des phonographes ou des «pick ups» super lourds, alors que ces disques devaient être lus par des pointes «saphir» avec une pression de 15 grammes. Cette pression de 14 à 15 grammes fut le standard de lecture des 78 tours jusqu'en 1960, car les «pick ups» et les disques avaient progressé.

Un 78 tours «moderne» d'après guerre «non fusillé» par un phonographe ou un «pick up» à aiguille est absolument silencieux et incroyablement fidèle. Le disque standard toujours lourd n'a plus de silice abrasive car les têtes de lecture utilisent le saphir ou le diamant (têtes célèbres : General Electric, Ronette, Pathé Marconi, Ortofon, Clement L5, L7, etc...).

Pression sur le disque 14 grammes, diamètre de la pointe de lecture (conique) 65 microns. Courbe de gravure : n'importe quoi ! D'où le C8 de Mc Intosh.

b) Le microsillon

Il apparaît en 1949. C'est une révolution (1/2 heure par face de 33 tours). Cette vitesse a été choisie car elle était déjà utilisée pour le cinéma, depuis 1929. Les premiers films parlants étaient sur disques, le lecteur synchronisé mécaniquement au projecteur (procédé Western) tournait à 33 tours 1/3. On adapta donc les anciennes machines de gravure au nouveau procédé microsillon.

Pour le cinéma, les sillons étaient standards, la gravure réalisée en profondeur, procédé Edison (Pathé en France) et non latéralement comme sur les disques commerciaux (procédé Berliner).

Les disques sont pressés sur vinyle (épais) et lus avec un saphir ou un diamant conique de 25 microns.

Pression sur le disque de 6 à 14 grammes. Courbe de gravure : encore n'importe quoi ! D'où le C8 de Mc Intosh.

c) Les courbes de gravure

Le jeu consiste à graver les sillons à «amplitude constante« quelle que soit la fréquence. Le maximum d'énergie est délivré dans les basses fréquences (on va donc les atténuer à la gravure).

Le minimum d'énergie est caractéristique des hautes fréquences (elles risquent d'être noyées dans le bruit de surface), on va donc les «booster» à la gravure. A la lecture on fera donc l'inverse afin de rétablir l'équilibre. Le problème : de combien atténuer les

MANUFACTURER	speed	BASS (Turnover)	TREBLE (Roll-off)
LONDON *	78	280	—5
LYRICHORD *	33	629	NAB
MERCURY *	33 45 78	AES	AES
MGM	33 45 78	NAB	AES
MONTILLA	33	ORTHO	ORTHO
NEW RECORDS [1] OCEANIC * OXFORD	33	LP	NAB
PERIOD	33	NAB	NAB
PHILHARMONIA *	33	AES	AES
RACHMANINOFF [1] SOCIETY	33	LP	NAB
RCA VICTOR (OLD)	33 45 78	800	—10
RCA VICTOR (H. M. V.) (NEW RIAA CURVE)	33 45 78	ORTHO	ORTHO
REMINGTON *	33	NAB	NAB
RENAISSANCE [1]	33	LP	AES
STRADIVARI [1]	33	LP	NAB
TECHNICORD	78	800	AES
TELEFUNKEN	78	AES	0
URANIA (OLD) [1]	33	LP	NAB
URANIA (NEW) *	33	AES	AES
VANGUARD * [1] VOX * WESTMINSTER	33	LP	NAB
* RIAA, ORTHO, New NARTB, New AES used on recordings made since 1955		RIAA	RIAA

Set FINE Bass and Treble Controls to 0 except as noted below:
1 Set Fine Bass Control to —2

The flexibility of the McIntosh Compensator enables you to create dozens of playback settings for the finest listening quality. Any possible curve used in recording can be accurately equalized. Depressing the Bass switches reduces the amount of Bass. Depressing the Treble switches reduces the amount of Treble, in varying degrees.

Starting from any given setting, the reading is progressively increased by moving each succeeding switch individually to "up" position, going from left to right. Example: Bass—XXXXX (280); OXXXX (290); XOXXX (310); XXOXX (320); XXXOX (340); XXXXO (400); ("X" indicates switch in "down" position).

The important point is to adjust your McIntosh Compensator for the reproduction most pleasing to you. When you find that setting, make a permanent record of it on a label provided with the McIntosh. Attach this label to your record or record jacket for ready reference.

BASS	Turnover Frequency c. p. s.	TREBLE	Decibels of Attenuation at 10,000 c. p. s.
00000	1200	00000	— 0
X0000	950*	X0000	— 5 *
0X000	850	0X000	— 7
00X00	800	00X00	— 9
XX000	750*	XX000	—10 *
000X0	680	X0X00	—11
X0X00	640	000X0	—12
0XX00	620	0XX00	—13
X00X0	610	X00X0	—14
0X0X0	600	XXX00	—15 *
0000X	590	0X0X0	—15.5
XXX00	580*	00XX0	—16
00XX0	500	XX0X0	—17
XX0X0	490	X0XX0	—18
X000X	480	0000X	—18.5
0X00X	470	0XXX0	—19
X0XX0	460	XXXX0	—20 *
0XXX0	450	X000X	—20
00X0X	440	0X00X	—20.4
XX00X	430	00X0X	—20.7
000XX	410	XX00X	—21
XXXX0	400*	X0X0X	—21.4
X0X0X	390	000XX	—21.6
0XX0X	370	0XX0X	—22
X00XX	360	X00XX	—22.4
0X0XX	350	XXX0X	—22.9
XXX0X	340	0X0XX	—23
00XXX	330	00XXX	—23.4
XX0XX	320	XX0XX	—23.6
X0XXX	310	X0XXX	—24
0XXXX	290	0XXXX	—24.5
XXXXX	280*	XXXXX	—25 *

X—Indicates switch is down
*—Front Panel Calibrations

McIntosh LABORATORY, INC.
320 WATER STREET
BINGHAMTON, NEW YORK
Export Division: 25 Warren St., New York 7, N. Y. Cable: Simontrice, New York

1b

basses à la gravure et de combien «booster» les aigus, d'où la multitude de courbes de gravure... d'où le C8 de Mc Intosh !...

d) La platine de lecture

Elle doit évidemment tourner rigoureusement à la vitesse (78, 45 ou 33 1/3 tours) de gravure du disque.
Contrairement à la légende, un plateau hyper lourd n'est pas la solution car une fois que le moteur l'a lancé à la bonne vitesse, ce dernier ne fournit plus aucun couple (c'est de la mécanique). Or, lorsque vous lisez un disque, le plateau est en permanence sollicité par des «micro freinages» provoqués par le frottement du diamant sur la surface du disque.
C'est pour cette raison que toutes les platines célèbres (Garrard, Thorens, Clément, EMT, entre autres) ont un moteur constamment «freiné» afin qu'il fournisse du couple en permanence (frein à courants de Foucault ou mécanique). Une haute précision de l'usinage est nécessaire, c'est cher et difficile à mettre au point. Il est plus facile et plus économique d'équiper une platine d'un plateau lourd entraîné par une courroie et un mini-moteur anémique qui ne fournit du couple qu'au démarrage. L'autre problème c'est le bruit (rumble).
En mono peu de problèmes car la lecture est latérale et les vibrations latérales sont faciles à éliminer.
En stéréo cela se corse. La majorité des vibrations et les plus difficiles à supprimer, sont verticales. C'est le principe même de la lecture stéréo : la cellule de lecture est aussi sensible aux déviations latérales du diamant qu'aux déviations verticales ! C'est pour cette raison que certaines platines sont parfaites en mono et épouvantables en stéréo. Le cas le plus connu, la célèbre Garrard 301 qui est une platine mono. En stéréo le rumble (bruit du moteur) est épouvantable. C'est pour cette raison que Garrard a créé la 401 spécialement pour la stéréo (amortissement mécanique différent).

e) Les cellules modernes

Attention, la plupart sont des cellules stéréo modifiées et équipées d'un diamètre de 65 microns pour les 78 tours et de 25 microns pour les 33 tours et 45 tours. Leur défaut majeur : elles sont trop légères, n'hésitez pas à les lester (avec des pièces de monnaie ou du plomb). Augmentez aussi la pression sur les disques, n'hésitez pas, la bonne pression (pour ne pas abîmer les cellules) est de l'ordre de 5 à 6 grammes. Ne lisez pas un disque mono microsillon avec un diamant stéréo. En stéréo le diamant a une dimension de 15 microns, il va plonger au fond du sillon mono et récupérer un bruit de fond maximum (le diamant tant en mono qu'en stéréo doit trouver appui sur les flancs du sillon et ne pas aller dans le fond).

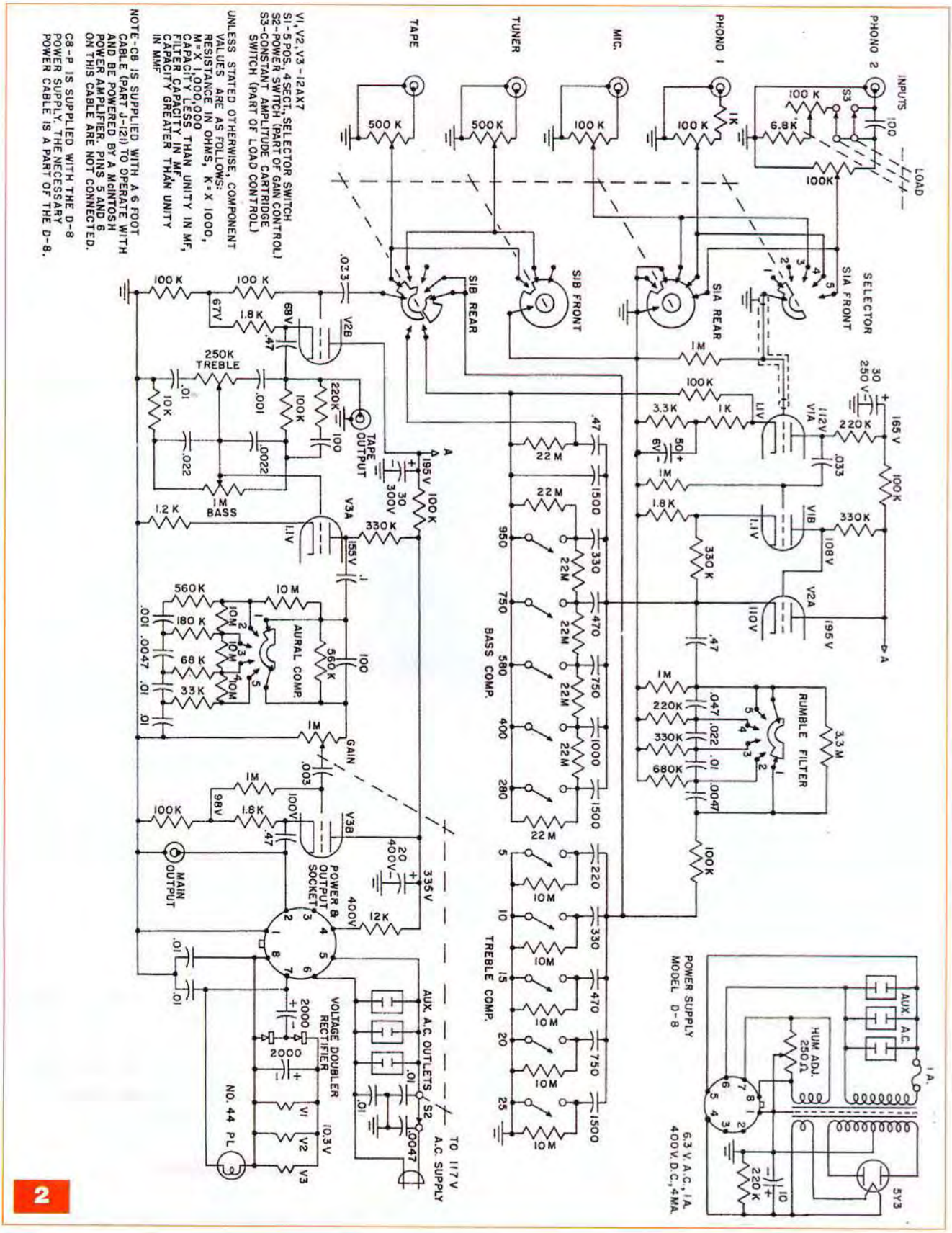
f) L'épaisseur des disques

En microsillon mono, les disques sont épais car on ne risque pas de résonance verticale. En stéréo, à l'inverse, les fabricants se sont ingéniés à fabriquer des disques les plus fins possible non par économie mais pour éviter l'entrée en résonance verticale du disque avec la cellule de lecture et le bras. Fabriquer un disque fin c'est très cher et demande une très haute technologie de pressage. Evitez les disques épais en stéréo, favorisez les en mono où on se contrefiche des vibrations verticales parasites. Les meilleurs résultats en mono, vous les obtiendrez avec une cellule lourde, un diamant de 25 microns, un disque épais, une pression sur le disque de l'ordre de 5 grammes. Respectez la courbe de gravure... d'où le C8 de Mc Intosh. Un dernier mot, en stéréo, tous les disques sont gravés selon la courbe RIAA, même les Anglais (Decca et London) ont abandonné leur célèbre f.f.r.r. mono (ce qui signifie : full frequency range recording). La courbe germanique (Deutch Gramophon, etc) est très proche de la RIAA (différence : 0,5 dB à 15 kHz). En mono 33 t 1/3 vous trouverez beaucoup de disques RIAA, Ortho, new Nartb que vous corrigerez en RIAA, les courbes sont très proches.

Retour au C8

Le schéma (figure. 2)

C'est un sympathique petit préampli dont l'alimentation de base est censée être fournie par l'amplificateur MC30 ou MC60. Si vous désirez le faire fonctionner en «autonome», une petite alimentation hyper simple (en haut à droite sur le schéma) peut le faire fonctionner. A préciser que sur les broches 7 et 8 du connecteur standard octal arrive le 6,3 V alternatif fourni par le transformateur d'alimentation autonome ou l'ampli de puissance.
Ce 6,3 V est redressé et filtré à travers un doubleur de tension qui transforme le 6,3 V alternatif en 12 V continu pour alimenter les filaments des trois 12AX7/ECC83 ceci afin d'éviter les ronflements induits.
Les tubes sont alimentés en haute tension (broche 4 du connecteur octal) à travers trois cellules de filtrage (20 µF, 30 µF, 30 µF).
En entrée : deux Phonos.
Sur Phono 1, entrée pour cellule céramique (aujourd'hui obsolète sauf si vous possédez ce type de cellule : Ronette, Pathé Marconi, etc...).
Sur Phono 2, entrée pour cellule à «amplitude constante» traditionnelle, la charge peut être ajustée par le potentiomètre étalonné de 100 kΩ (régler sur 47 kΩ pour une cellule moderne). Les dix commutateurs agissent en position Phono 1 ou 2, par contre-réaction sur V1A (100 kΩ/1 kΩ).
La sortie de la section Phono est « cathodyne » sur V2A, après passage à travers le filtre «anti-rumble». Elle attaque l'étage ligne proprement dit (V2B, V3A, V3B) à travers le commutateur S1B REAR. Les entrées Tape et Tuner entrent par S1B sur V2B.
L'entrée Micro attaque V1A, dans ce cas ouvrir les dix interrupteurs afin que la transmission soit linéaire.
Le réglage de tonalité entre V2B et V3A est un dérivé de Baxendall.
Entre V3A et V3B, on trouve le «Aural Compensation» qui permet de baisser le niveau de sortie sans toucher au potentiomètre de gain, tout en remontant subtilement les niveaux des basses et des aiguës en fonction du niveau de sortie (sorte de super loudness).
La sortie se fait sur V3B (cathodyne basse impédance : 600 Ω).
Si l'appareil est couplé à un MC30 ou à un MC60, la modulation est envoyée sur la broche 2 du connecteur octal. En autonome, on sort par la prise RCA «MAIN».



2

Utilisation du C8

Essentiellement en Phono.

En ligne, l'appareil fonctionne parfaitement : son identique aux C20 et C22 de Mc Intosh (même philosophie, voir numéros précédents).

Ce qui frappe, c'est la facilité de correction des gravures surtout en 78 tours où on peut tirer la quintessence de ces disques souvent oubliés.

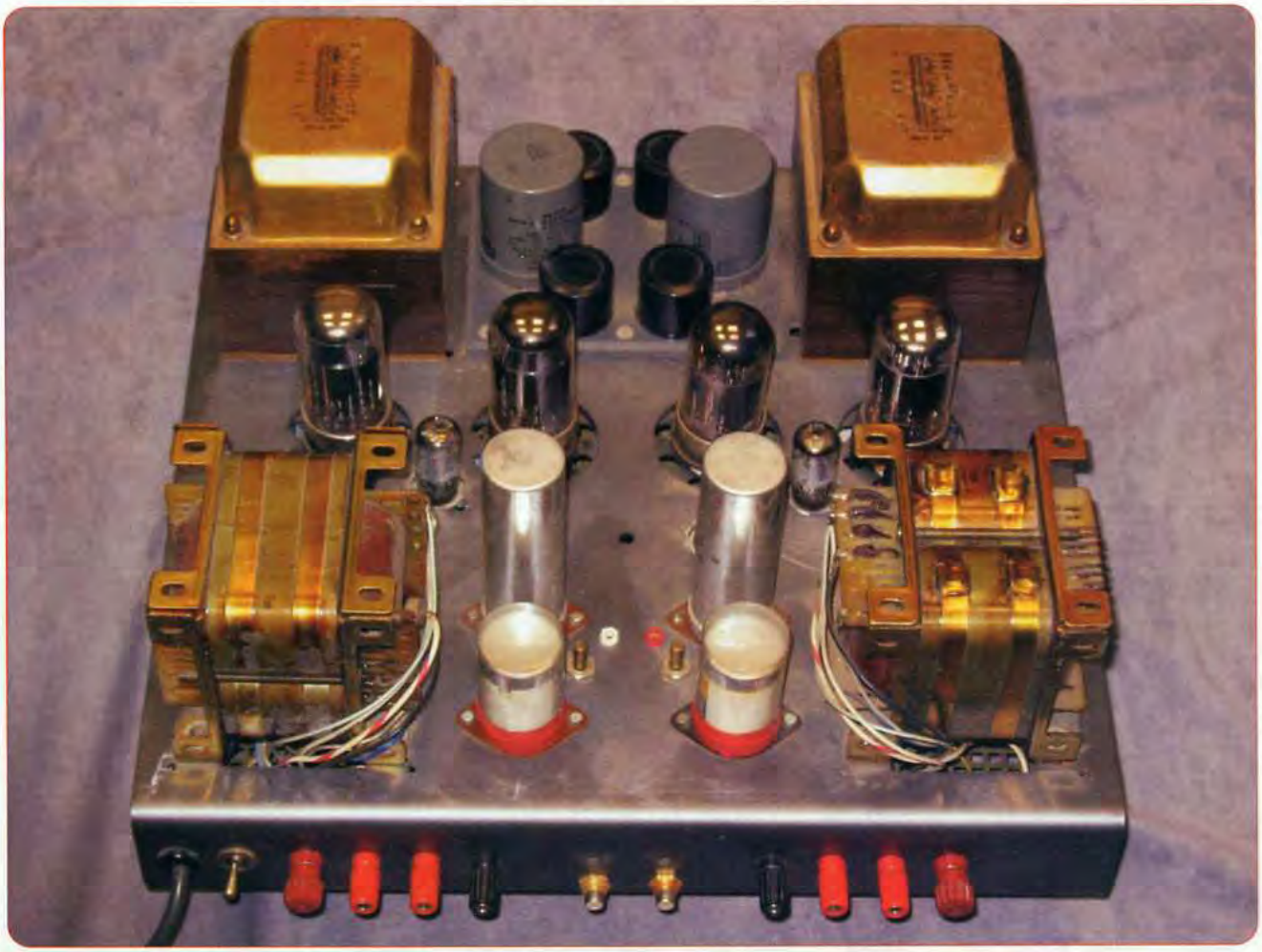
Essais réalisés avec platine Thorens TD135, bras Thorens et cellule d'époque General Electric 33/45/78 tours.

Petit appareil à trouver ou à reproduire pour collectionneurs de disques.

Bonne écoute.

R. Bassi

Les triodes
6AS7G / 6080 / 6336 / 6C33



La tentation a toujours été grande de faire fonctionner un amplificateur de puissance avec des triodes à très faible résistance interne.

C'est le cas des célèbres 6AS7G/6080, 6336 et du tube russe 6C33. Or, toutes les tentatives connues à ce jour sont on peut le dire : catastrophiques ! Pour deux raisons. La première : ces tubes conçus comme tubes «série» dans les alimentations stabilisées afin de diminuer les résistances internes de ces dernières sont particulièrement instables en utilisation audio. La seconde : tous les concepteurs se sont polarisés, en fonction de la faible résistance interne de ces tubes (de 100 à 300 Ω), à faire fonctionner leurs amplificateurs **sans transformateur de sortie** et c'est là l'erreur fatale !...

Avantages et inconvénients du transformateur de sortie

Autant le dire tout de suite, faire fonctionner un amplificateur à tubes sans transformateur de sortie est proche de l'hérésie... autant utiliser des transistors qui s'en accommodent très bien. Un amplificateur à tubes sans transfo de sortie se comporte sur la charge complexe qu'est une enceinte acoustique comme un ampli à transistors avec le même son, les avantages du transistor en moins !...

En effet, la charge d'une enceinte acoustique n'est pas **résistive**, telle celle utilisée dans les essais (signaux rectangulaires et autres) mais **réactive**. En simplifiant (je m'en excuse !) l'impédance est pratiquement **capacitive** dans les fréquences basses et devient une **inductance** dans les fréquences élevées. Il résulte que la charge de l'amplificateur est très différente des conditions d'essais même si les essais sont effectués avec une charge réactive (condensateur connecté aux bornes de sortie).

Ajoutez à tout cela que dans neuf cas sur dix, l'impédance d'une enceinte acoustique multivoies chute dans des proportions énormes dans les fréquences élevées. Il n'est pas rare de mesurer une impédance de 8 Ω à 1 000 Hz et à peine 1 Ω à 10 kHz.
A ce train là, le pauvre ampli n'en peut plus surtout s'il n'a pas de transformateur de sortie qui se comporte comme un adaptateur d'impédance.
Les concepteurs d'amplis à transistors des années 60 ne s'y trompèrent pas, JBL et Mc Intosh entre autres, n'abandonnèrent pas les transfos de sortie. De nos jours, Mc Intosh utilise toujours un auto-transformateur de sortie sur ses amplificateurs de haut de gamme à transistors.

Que se passe-t-il lorsqu'il n'y a pas de transfo de sortie ?

A chaque fois que l'impédance de l'enceinte varie, cette variation d'impédance est directement vue par l'étage de sortie (à tubes ou à transistors).
La puissance délivrée par ce dernier va varier en permanence en fonction des fréquences à amplifier.
Mal chargé, l'étage final verra son taux de distorsion varier dans d'énormes proportions.... jusqu'à la casse ! (De l'ampli ou pire des haut-parleurs).
On compense ces variations par l'utilisation d'une contre-réaction souvent trop énergique (cas des amplis à transistors) ce qui va se traduire par une réponse transitoire de plus en plus mauvaise (caractéristique des **mauvais** amplis à transistors) bien que les essais en signaux rectangulaires soient parfaits ! Car il faut le répéter ici : une contre-réaction bien calculée est **obligatoire** sur pratiquement tous les amplificateurs.
Mal calculée, elle va introduire des suroscillations aux fréquences basses et aux fréquences élevées, ces suroscillations **ne sont pas visibles** aux mesures traditionnelles car elles n'interviennent que sur les attaques transitoires musicales qui sont **asymétriques** (voir cours précédents) contrairement aux sages signaux rectangulaires utilisés aux mesures.
Au plan sonore, cela se traduit par une sorte de son rauque très désagréable (ce que l'on a appelé à tort le «son transistor»). L'utilisation d'un transfo de sortie bien calculé et d'une contre-réaction raisonnable vont résoudre tous ces problèmes malgré la limitation inévitable de la bande passante au-delà de 100 kHz, ce qui est déjà amplement suffisant pour nos oreilles et la parfaite transmission des transitoirs dont le plus rapide en audio est de l'ordre de 12 ms (voir cours précédent).
En vidéo, le problème est différent mais hors de notre propos.

Inconvénients du transformateur de sortie

Ils sont de trois sortes.

1) Saturation du circuit magnétique : problème facile à régler en utilisant des tôles à haute perméabilité, coût élevé.

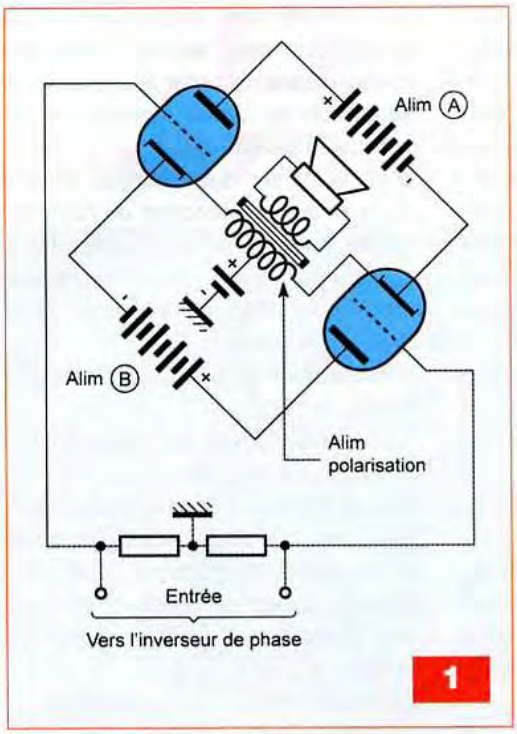
2) Capacités parasites réparties : ce problème est depuis longtemps résolu grâce à des techniques de bobinage bien connues des fabriquants (nous n'entrerons pas dans les détails, notre but étant de concevoir des amplificateurs et non pas des transformateurs !)

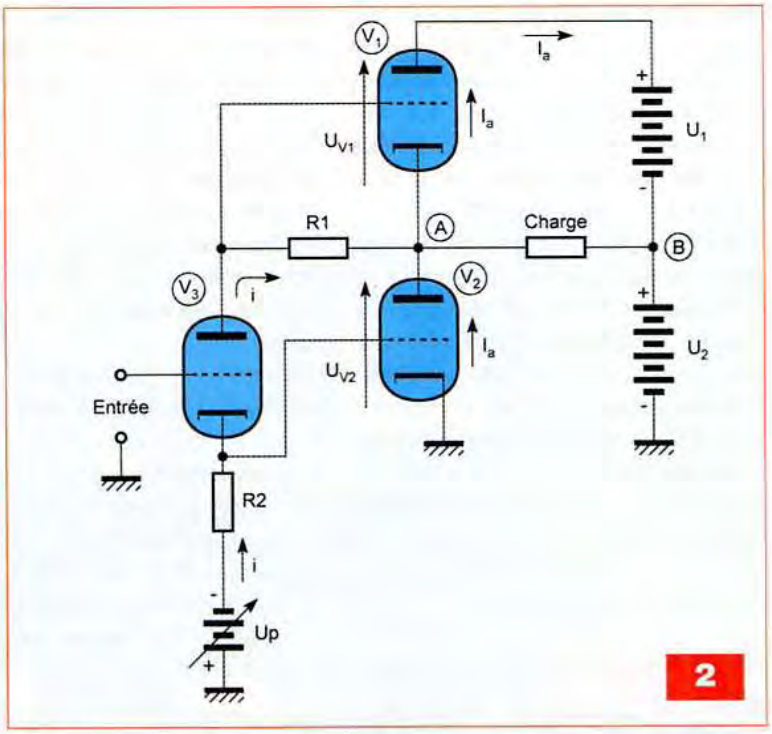
3) Pertes par effet Joule (échauffement des enroulements dû au passage du courant essentiellement au primaire dans le cas d'amplis à tubes). Et, même en push-pull où les courants continus circulent en sens opposé dans les enroulements primaires, ce qui limite la saturation du circuit magnétique (ce qui n'est malheureusement pas le cas en utilisation mono-tube en classe A, d'où les problèmes !), le courant de repos est **toujours présent** et oblige le constructeur du transformateur à des acrobaties pas toujours heureuses quant au résultat final !

Or, rappelez-vous, l'impédance secondaire ramenée au primaire pour un transformateur push-pull est de l'ordre de 5 à 6 kΩ pour des KT88/6550, 10 kΩ pour des EL84, 3 à 4 kΩ pour des 6CA7/EL34, ce qui représente un nombre de tours de fil considérable (capacités parasites), une résistance ohmique au passage du courant non négligeable d'où un échauffement souvent important (pertes), sans compter les risques de saturation du circuit magnétique s'il est mal dimensionné !...
D'où le cahier des charges suivant qui a dirigé la conception de l'amplificateur que nous vous présentons aujourd'hui et qui, je vous précise, fonctionne depuis six ans sans défaillance grave.
Amplificateur en pont employant des 6AS7G/6080.
Cahier des charges de l'étage final.
Puissance audio : 30 W
Transformateur de sortie : impédance primaire 1 000 Ω (peu de tours, facile à construire), secondaires 16, 8, 4 Ω.
Aucun courant de repos continu ne doit parcourir le transformateur de sortie.
Contre réaction : maximum 20 dB
Les étages pré-amplificateur et inverseur de phase doivent employer des tubes courants 12AU7 (ou 12BH7) ECC82 ou 6CG7/6FQ7.
Tous ces tubes ont pratiquement les mêmes caractéristiques.
Ces tubes ne diffèrent que par leur alimentation des filaments (12 V pour les 12AU7 et 12BH7, 6 V pour les 6FQ7 et 6SN7). Alimentation indifférente en **alternatif ou en continu**.
Du lot : le 12BH7 semble être le tube le plus linéaire.

Le tube 6AS7G (6080)

C'est une **double triode** prévue pour les alimentations régulées.
Sa résistance interne est très faible : 280 Ω. Elle est robuste, peu chère, supporte des courants de l'ordre de 140 mA (en continu), dissipation maximum : 25 W.
Inconvénient : construction barbare !... Les deux triodes ne sont **pratiquement jamais** identiques.
Appareillage quasi impossible.
Variation des caractéristiques en cours de fonctionnement de l'ordre de 30 % (!).
Ceci est le cas de **tous** les tubes de régulation et en particulier de l'horrible 6C33 dont les variations des caractéristiques atteignent couramment 50 % (!).
La plus stable de la bande et prati-





quement introuvable est la 6336 dont les plaques sont en carbone (pas de dilatation en fonctionnement).
Tension maximale (à ne pas dépasser à aucun prix) pour la 6A7G/6080 : 500 V.
Tension d'utilisation en régime continu : 250 V maxi.
Ce tube «rigolo» n'est donc pas facile à faire fonctionner en audio, d'où les multiples catastrophes surtout lorsque les concepteurs ont voulu le faire fonctionner en parallèle sans transfo de sortie ni condensateur pour bloquer la tension continue. Pulvérisation des haut-parleurs assurée. Les utilisateurs de 6C33, qui ont les mêmes défauts, en savent quelque chose !
L'amplificateur que nous allons concevoir doit minimiser ces défauts et mieux régler automatiquement le débit moyen de ces tubes fantasques.
Ce que nous savons au moins, c'est que grâce aux transfos de sorties, nous ne risquerons pas de griller les haut-parleurs.

La Génèse

On devrait parler de **double génèse**. La première se nomme le «CIRCLOTRON», l'idée était de supprimer le courant continu traversant le transfo de sortie en push-pull. En voici le schéma simplifié en **figure 1**. La firme Electro-Voice commercialisa ce circuit né en 1950, en 1954. Ce fut une révolution.
L'inconvénient, il nécessitait deux alimentations haute tension flottantes (voir schéma) plus une alimentation pour la polarisation des tubes de puissance.

Avantages

Pas de courant dans le transfo de sortie (branches opposées du pont), le transfo de sortie étant connecté entre les cathodes des tubes de sortie. Son impédance est égale au 1/4 de l'impédance qui serait nécessaire au push-pull classique pour un branchement plaque à plaque.

Seconde génèse

Un article d'Audio Engineering concerna un brevet déposé par Arnold Peterson et Donald B. Sinclair en 1951 dont le shéma est reproduit **figure 2**.

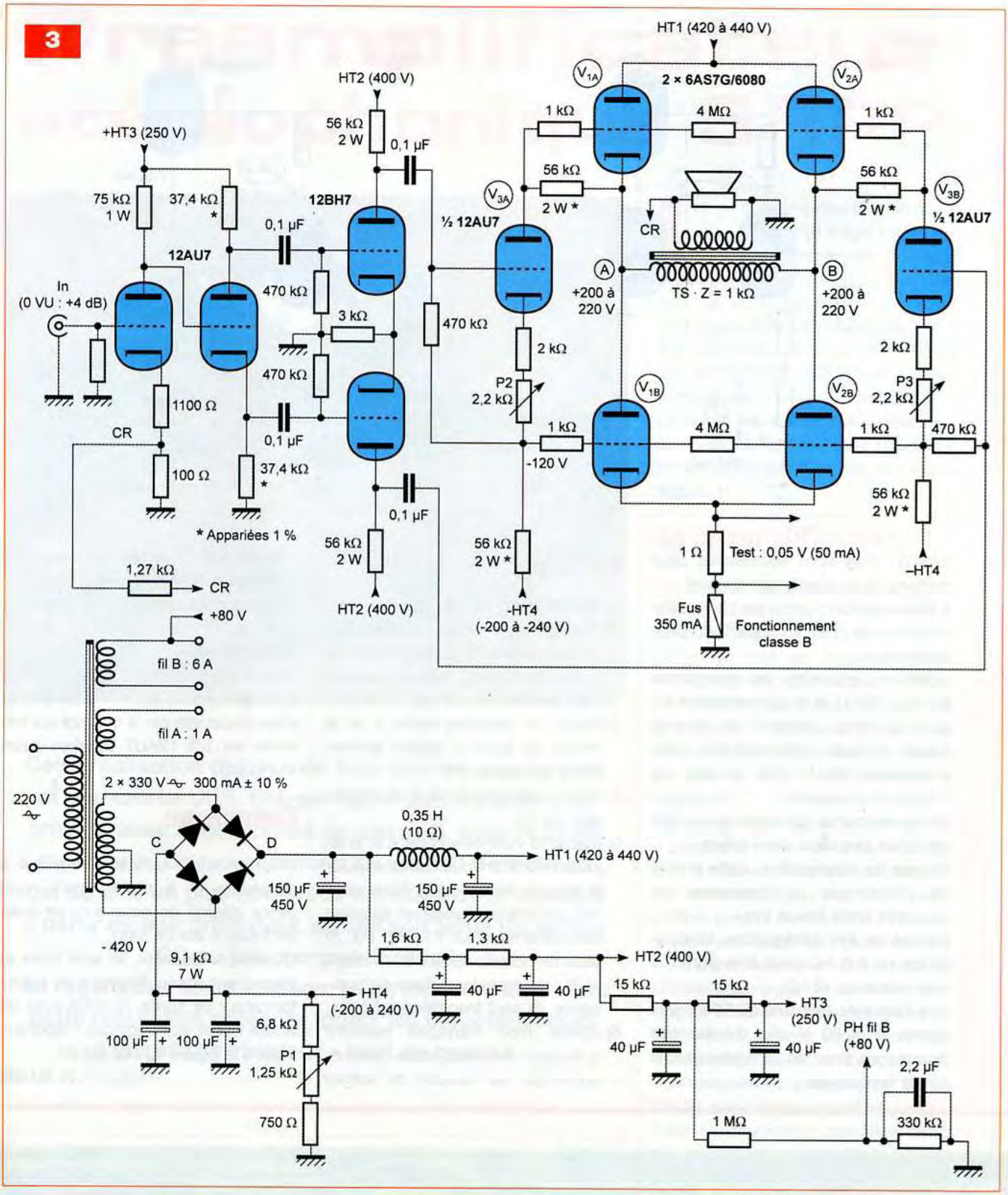
Avantage majeur

Dans un push-pull classique, les tubes de sortie sont branchés en parallèle par rapport à la source de haute tension (à travers le transformateur) et en série pour les composantes alternatives.
Ici, les tubes V1 et V2 sont en série par rapport à l'alimentation mais en parallèle pour les composantes alternatives.
Résultat : l'impédance de sortie optimale dans ce montage sera 4 fois plus faible que l'impédance de charge classique en push-pull.
Deuxième avantage : tout déséquilibre du courant dans V1 par rapport au courant dans V2 va changer la tension en A. Or V3 est alimenté par A, son débit va donc changer, la polarisation de V1 et V2 aussi. Le circuit va donc se ré-équilibrer.

L'idée du schéma définitif

Et si V1 et V2 étaient aussi variables que se passerait-il ? Si on variait dans les mêmes sens, les points A et B se trouveraient **toujours** au même potentiel, donc la charge ne serait jamais parcourue par un courant continu.
Remplaçons donc V1 et V2 par un push-pull identique fonctionnant en opposition de phase par rapport à la première branche du pont **(figure 3)**.
Arrangeons-nous pour que la variation de courant traversant les deux inverseurs de phase (1/2 12AU7 sur le schéma) soit identique en cas de déséquilibre (V3A, V3B).
Utilisons des 6AS7G/6080 comme tubes de puissance, la charge optimale sera de 1 000 Ω (transfo facile à

3

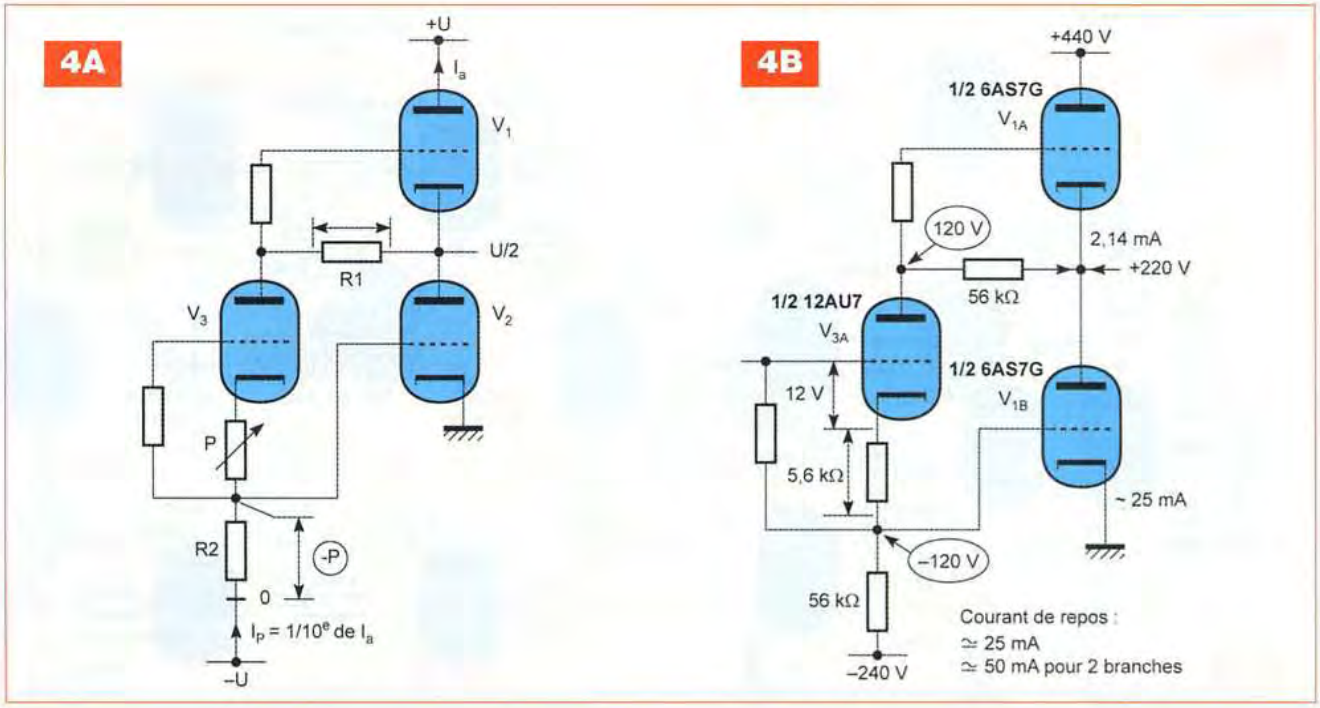


réaliser). Les tubes seront raisonnablement appairés.

L'étage d'entrée/inverseur (12AU7) et le driver (12BH7) sont classiques.

Côté étage de puissance, on trouve 2/6AS7G (6080). L'une d'elle sera utilisée pour la partie gauche du double push-pull, l'autre pour la droite du double push-pull. Pourquoi ? Nous avons constaté que dans la 6AS7G, le déséquilibre entre les deux demi-triodes d'un même tube est à peu près identique. Repérez la triode 1 et la triode 2 dans le même tube. Câblez de la même manière les deux moitiés des push-pull. Attention aux résistances de 56 kΩ des inverseurs de phase, elles doivent être rigoureusement identiques.

Attention : des résistances de 4 MΩ sont placées entre les grilles des 6080/



6ASG7, elles sont nécessaires pour parfaire l'auto-équilibrage du pont.

L'alimentation : classique ; la tension négative est prise au point C du pont redresseur.

Attention l'ensemble des résistances 6,8 kΩ, 750 Ω et le potentiomètre P1 sont le retour commun du (moins) haute tension d'alimentation des inverseurs 12AU7 (V_{3A} et V_{3B}) de l'étage de puissance.

P1 va permettre de régler le courant de repos des deux demi-tubes.

En cas de déséquilibre, cette chaîne de résistances va compenser les courants entre V_{3A} et V_{3B}.

En cas de fort déséquilibre, la résistance de 6,8 kΩ peut être portée à une valeur de 10 kΩ.

Les filaments des 6AS7G/6080 sont portés à + 80 V afin d'éviter des amorçages avec les cathodes de ces tubes fantasques.

Réglages

1) Déconnectez les transfos de sortie.
2) Réglez avec P1 le courant dans V_{3A} et V_{3B} après avoir placé P2 et P3 au milieu du réglage. Mesurez le courant Test (environ 50 mA : 0,05 V)
3) Placez le voltmètre entre A et la masse de façon à obtenir environ 200 V en réglant P2
4) Idem : voltmètre entre B et masse, agir sur P3
5) Placez le voltmètre entre A et B en jouant sur P3. Vous devez annuler la tension entre A et B. Vous pouvez parfaire le réglage en agissant simultanément sur P1, P2, P3. Si vous ne pouvez obtenir 0 V entre A et B, changez les tubes de puissance, ils sont **trop déséquilibrés**.
6) Après avoir transpiré pendant quelques minutes, vous pourrez connecter les transfos de sorties entre A et B. **Attention**, entre ces points A, B et la masse, il y a 200 V. Ne touchez pas avec les doigts.

Observation

Vous aurez toujours un léger déséquilibre de tension entre V_{1A} et V_{1B} et entre V_{2A} et V_{2B} car le courant qui traverse les 1/2 12AU7 traverse aussi V_{1A} et V_{2A}.

Conclusion

C'est un engin un peu compliqué à construire et à régler, mais nous avons décidé de nous amuser avec les tubes n'est-ce pas?

Quant aux résultats, ils sont bons et dépendent essentiellement du transformateur de sortie. Si vous avez un doute quant aux réglages, reportez-vous à la **figure 4,** tout est dit.

R. BASSI

L'offre pertinente pour vos Circuits Imprimés professionnels

EURO CIRCUITS

On-line: calculez vos prix
On-line: passez vos commandes
On-line: suivez vos commandes
On-line: 24H/24 & 7J/7

Pas de minimum de commande !
Pas de frais d'outillages !

Verified
- "Standard pooling" à prix très attractifs
- de 1 à 6 couches
- de 1 à 1000 pièces
- délais à partir de 3 jours ouvrés

A la carte
- "Technologie pooling" à prix attractifs
- de 1 à 8 couches
- de 1 à 1000 pièces
- délais à partir de 3 jours ouvrés

On demand
- "Technologie particulière" au juste prix
- de 1 à 16 couches
- de 1 pièce à la moyenne série
- délais à partir de 3 jours ouvrés

Une équipe novatrice à votre écoute: +33 (0)3 86 87 07 85
www.eurocircuits.com