

LES AMPLIFICATEURS

CARACTERISTIQUES DES AMPLIFICATEURS

Un amplificateur est un quadripôle qui peut donc être défini en régime linéaire autour d'un point de polarisation par 4 paramètres , par exemple :

$$v_1 = Z_E i_1 + G_{12} i_2$$

$$v_2 = g i_1 + Y_{22} i_2$$

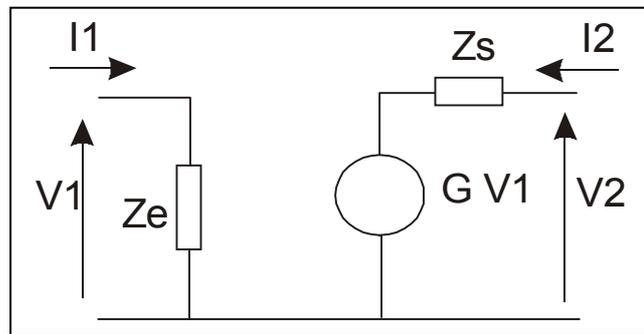
ou Z_e est l'impédance d'entrée, Y_{22} l'admittance de sortie , g le gain de transconductance et G_{12} un paramètre de réaction qui doit être aussi petit que possible ,pour les amplificateurs basse fréquence il est souvent négligé.

Dans ce cas un amplificateur peut être représenté par le schéma ci contre:

G est le gain en tension , relié aux paramètres précédents par :

$$G = \frac{g}{Z_E}$$

Les caractéristiques d'un amplificateur sont définies par les grandeurs suivantes .



Bande passante

Le gain G dépend de la fréquence .

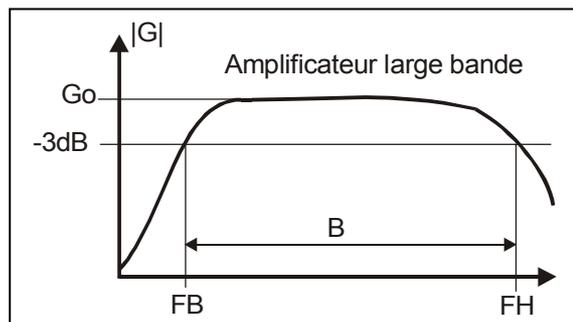
Si $v_1 = a \cos 2\pi ft$
 alors $v_2 = |G| a \cos(2\pi ft + \phi)$
 d'où le gain complexe $G(2\pi f) = |G(f)| e^{j\phi(f)}$

Si $G(0)$ n'est pas nul on parle d'**amplificateur à courant continu**, sinon d'**amplificateurs alternatifs**.

$|G|$ ayant une valeur maximale G_0 , la fréquence de coupure basse F_B est celle en dessous de laquelle ce module est inférieur à $G_0 / \sqrt{2}$, la fréquence de coupure haute F_H celle au delà de laquelle le gain est de nouveau inférieur à cette valeur. L'écart $F_H - F_B$ est la bande passante de l'amplificateur.

Si $\frac{F_H - F_B}{F_H + F_B}$ est petit devant 1 on parle d'amplificateurs sélectifs.

Il est d'usage de distinguer des amplificateurs basse fréquences dont la bande passante recouvre la bande audio (jusqu'à 20kHz) et des amplificateurs hautes fréquences (HF) , le plus souvent sélectifs. Les amplificateurs Vidéo sont à la fois HF et large bande.



Gain en puissance et gain en puissance utilisable.

Le gain en puissance est le rapport entre la puissance délivrée sur la charge et celle qui est fournie sur l'impédance d'entrée .

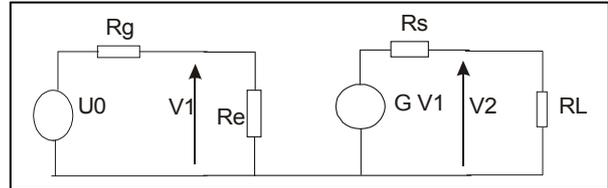
Dans le cas général, en supposant que les impédances sont réelles ,

$$v_1 = u_0 \frac{R_E}{R_E + R_G}$$

$$v_S = G u_0 \frac{R_E}{R_E + R_G} \frac{R_L}{R_L + R_S}$$

D'où le gain en puissance :

$$G_P = G^2 \frac{R_E}{R_L} \left(\frac{R_L}{R_L + R_S} \right)^2$$



Il dépend des impédances mises en œuvre.

Or un générateur u_0, R_G délivre dans une charge R_E une puissance

$$P = u_0^2 \frac{R_E}{(R_E + R_G)^2} \text{ qui est maximale lorsque } R_E = R_G \text{ , elle vaut alors } \frac{u_0^2}{4R_G} \text{ c'est la}$$

puissance utilisable de la source. On dit qu'il y a adaptation d'impédance

Si les impédances ne sont pas réelle, $Z_G = R_G + jY_G$ et $Z_L = R_L + jX_L$ la condition devient

$$\begin{aligned} R_G &= R_L \\ Y_G &= -X_L \end{aligned}$$

De même un amplificateur délivre une puissance maximale dans une charge R_L si elle est égale à son impédance de sortie. Les conditions optimales de transfert de puissance entre une source et une charge sont obtenues lorsque l'adaptation d'impédance est réalisée à l'entrée et à la sortie. Le gain de puissance correspondant est alors appelé **Gain en puissance utilisable.**

Dans ce cas la tension d'entrée est $u_0/2$ et la puissance $u_0^2/4R_E$

La puissance de sortie $G^2 u_0^2 / 16 R_L$ et le gain en puissance utilisable $G_{PU} = G^2 R_E / 4 R_L$

L'adaptation d'impédance n'est possible à toute fréquence que si les impédances sont réelles ce qui n'est possible que dans une faible gamme de fréquences.

Facteur et température de bruit

L'agitation thermique provoque l'apparition aux bornes d'une résistance R d'un bruit blanc de densité d'amplitude quadratique moyenne $de = \sqrt{4kTRB}$ B étant la bande de fréquence dans laquelle ce bruit est mesuré. (bruit Johnson) **Une résistance est un générateur de bruit blanc de puissance utilisable kTB** , proportionnelle à la largeur de bande considérée.

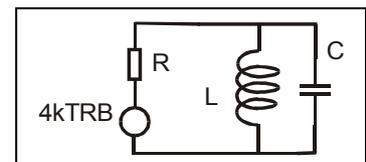
Bruit d'un circuit accordé

C'est un cas particulièrement important compte tenu de l'utilisation généralisée des circuits accordés en HF .Un tel circuit ne comporte qu'une seule source de bruit, la résistance de pertes qui détermine le Q .

La fem de bruit est $\sqrt{4kTRB}$ elle débite sur l'impédance formée par L et C en parallèle soit

$$Z = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2}$$

Dans une bande élémentaire df on peut écrire :



$$dv^2 = 4k TR df \left| \frac{jL\omega}{R(1-LC\omega^2) + jL\omega} \right|^2$$

qui se met sous la forme :

$$dv^2 = 4k TR \frac{d\omega}{2\pi} \frac{1}{Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 + 1}$$

La tension totale de bruit s'obtient en intégrant de 0 à l'infini Le résultat est surprenant, le bruit ne dépend que du condensateur :

$$dv^2 = \frac{kT}{C}$$

On notera que l'énergie électrostatique dans le condensateur s'écrit $\frac{1}{2}CdV^2 = \frac{1}{2}kT$

Bruit d'un amplificateur

Considérons alors un amplificateur attaqué par une source et débitant sur une charge , l'adaptation d'impédance étant assurée à l'entrée et à la sortie .La résistance interne de la source injecte à l'entrée dans une bande B un bruit de puissance utilisable $P_{UE}=KT_B$ Si G_{PU} est le gain en puissance utilisable de l'amplificateur la puissance utilisable de bruit en sortie devrait être $G_{PU}KT_B$, en réalité elle est F fois plus grande, soit $FG_{PU}KT_B$, F est le facteur de bruit de l'amplificateur , il est exprimé le plus souvent en décibels

$$F_{dB} = 10 \text{ Log } F$$

Remarquons bien que ce facteur de bruit est fonction de la température de référence considérée , généralement 300°K .

Une autre caractérisation du bruit d'un amplificateur est indépendante de toute température de référence , c'est sa **température de bruit**.

La puissance en sortie étant $FG_{PU}KT_B$ et non $G_{PU}KT_B$ on peut considérer que l'amplificateur ajoute un bruit propre $FG_{PU}KT_B - G_{PU}KT_B = (F-1) G_{PU}KT_B$, correspondant à un bruit d'entrée de $(F-1)KT_B$ qui est le bruit qui serait introduit par une résistance portée à la température T_B telle que $KT_B = (F-1)KT$ c'est à dire $T_B = (F-1)T$

T_B est la température de bruit de l'amplificateur.

Le tableau ci contre montre la relation qui existe entre le facteur de bruit défini pour une température de référence de 300°K et la température de bruit.

Facteur de bruit Pour T=300°K	Température de bruit
0,1 dB	7°K
0,5 dB	36,6°K
1 dB	77°K
3 dB	300°K
6 dB	894 °K
10 dB	2700°K

Facteur de bruit d'une chaîne de quadripôles

Un amplificateur est souvent construit par la mise en série de plusieurs étages ayant chacun un facteur de bruit propre.

Si nous nous plaçons dans le cas où toutes les impédances sont adaptées, le bruit en sortie du premier étage est : $F_1G_{PU1}KT_B$ où B est la bande passante globale (le premier étage peut avoir une bande passante plus large, mais le bruit en dehors de la bande globale B est éliminé par les étages suivants). Ce bruit est considéré comme un signal et se trouve donc multiplié par le gain de l'étage suivant qui ajoute son propre bruit.

La puissance utilisable de bruit en sortie du second étage est donc :

$$G_{PU2}F_1G_{PU1}KT_B + (F_2-1)G_{PU2}KT_B$$

Mais cette puissance à la sortie d'un ensemble de gain $G_{PU1}G_{PU2}$ est aussi $F G_{PU1}G_{PU2}KT_B$ où F est le facteur de bruit global.

On a donc :

$$G_{PU2}F_1G_{PU1}KTB + (F_2-1)G_{PU2}KTB = F G_{PU1}G_{PU2}KTB$$

$$\text{soit : } F_1 = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_{PU1}}$$

Formule généralisable à un nombre quelconque d'étages .Le facteur de bruit d'un étage est divisé par le gain de tous les étages qui le précèdent. Ainsi **le facteur de bruit d'un amplificateur dépend essentiellement de celui de son premier étage.**

Adaptation d'impédance par résistances .

Pour modifier l'impédance interne d'une source on est souvent tenté de lui associer une ou plusieurs résistances .Le calcul suivant montre cependant que cette méthode est catastrophique en terme de facteur de bruit.

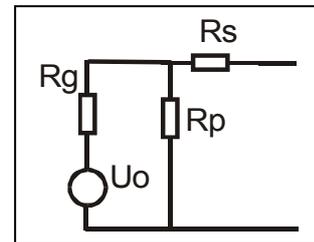
Considérons en effet une source de force électromotrice u_0 et de résistance interne R_g , associée à deux résistances série R_s et parallèle R_p .

L'ensemble présente alors une f e m

$$u_0 \frac{R_p}{R_g + R_p}$$

et une résistance interne :

$$R_s + R_p // R_g$$



Soit une puissance utilisable en sortie :

$$P_{US} = \frac{u_0^2 \frac{R_p^2}{(R_p + R_g)^2}}{4(R_s + \frac{R_p R_g}{R_p + R_g})}$$

et de gain en puissance utilisable :

$$G_{PU} = \frac{\frac{R_p^2}{(R_p + R_g)^2}}{(R_s + \frac{R_p R_g}{R_p + R_g})} \cdot R_s$$

La puissance utilisable de bruit étant toujours KTB le facteur de bruit a pour valeur :

$$F = (1 + 2 \frac{R_s}{R_p}) + \frac{R_g}{R_p} (1 + \frac{R_s}{R_p}) + \frac{R_s}{R_g}$$

qui est de la forme :

$$F = F_0 + \frac{R_g}{r_p} + \frac{r_s}{R_g} \text{ avec } F_0 = 1 + 2 \frac{R_s}{R_p} \text{ et } r_p = \frac{R_p}{1 + \frac{R_s}{R_p}} \quad r_s = R_s$$

Le facteur de bruit est minimal pour $R_g = \sqrt{R_s r_p}$ et vaut alors $F_{\min i} = F_0 + 2 \sqrt{\frac{R_s}{r_p}}$

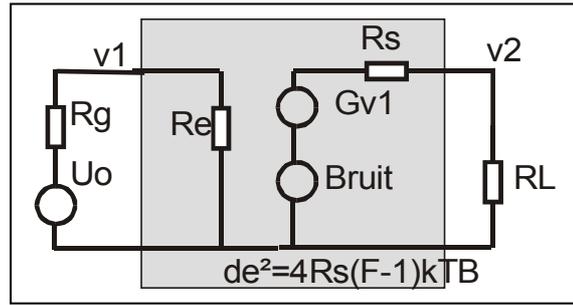
Pour adapter par exemple une source de 50Ω à une entrée 75Ω on prendra $R_s=25\Omega$ et aucune résistance parallèle. Alors le facteur de bruit est $F=1+25/50=1,5$ soit 1,76 dB Ce facteur de

bruit serait de 1 si l'adaptation se faisait par un transformateur de rapport $\sqrt{\frac{75}{50}} = 1,22$

On peut montrer qu'en cas de non adaptation aux accès le facteur de bruit est plus élevé, il faut toujours adapter les impédances pour un amplificateur qui travaille avec de très faibles signaux.

En effet nous venons de montrer qu'un amplificateur ajoute sa contribution propre de bruit

$(F-1)G_{pu}kTB$, il peut donc être représenté par le schéma ci contre incluant cette source de bruit.



On peut alors calculer les amplitudes de bruit et de signal sur la charge RL et en déduire les rapports puissance de signal / puissance de bruit à l'entrée et la sortie. Ce rapport est précisément le facteur de bruit F en cas d'adaptation.

$$\frac{\left(\frac{P_s}{P_b}\right)_e}{\left(\frac{P_s}{P_b}\right)_s} = 1 + \frac{F-1}{4} K \left(1 + \frac{1}{K}\right)^2 \text{ avec } K = R_e/R_g$$

Expression qui donne bien F s'il y a adaptation à l'entrée $R_e = R_g$, sinon le rapport est toujours supérieur à F.

Distorsion

La linéarité d'un amplificateur n'est jamais parfaite c'est à dire qu'un signal sinusoïdal subit une distorsion. Le signal de sortie non sinusoïdal peut être développé en série de Fourier.

$$v_1 = a \cdot \cos(2\pi ft)$$

$$v_2 = |G| a \cdot \cos(2\pi ft + \phi) + G_2 \cos(2\pi 2ft) + G_3 \cos(2\pi 3ft) + \dots$$

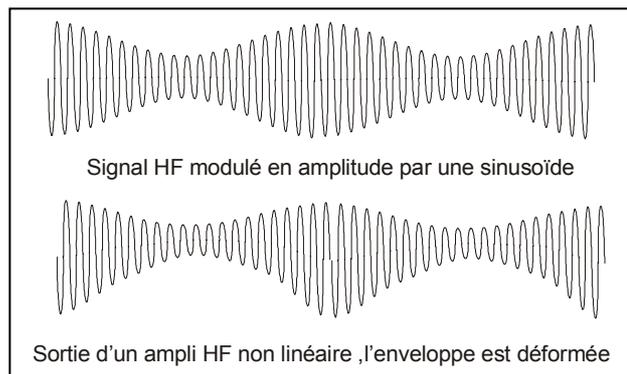
G_2, G_3, \dots sont éventuellement complexes (déphasages) ce sont les amplitudes des harmoniques 2, 3 etc (Le terme fondamental est souvent appelé harmonique 1, l'harmonique n étant de fréquence nf.) La distorsion est mesurée en % par

$$D = 100 \sqrt{\frac{\sum_n |G_n|^2}{|G|^2 a^2}}$$

rapport entre l'amplitude totale des harmoniques et celle du fondamental.

Remarque: La distorsion d'un amplificateur HF n'apparaît pas à l'examen du signal de sortie qui reste quasiment sinusoïdal, mais se révèle en examinant l'enveloppe d'un signal HF modulé.

Lorsqu'un amplificateur est soumis à une contre-réaction entrée sortie sa distorsion est divisée par le taux de contre-réaction $(1 + \beta G)$



LES AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU

Il est impossible en général d'obtenir un gain élevé avec un seul étage, un amplificateur est donc constitué par la mise en série de plusieurs étages dont chacun contribue au gain total. Malheureusement la tension continue de sortie d'un étage n'est pas seulement fonction du signal qu'il reçoit à l'entrée mais aussi des paramètres des composants qui le constituent, le β des transistors

par exemple, qui sont fonction de la température. La variation de tension collecteur d'un transistor due à la modification du gain du transistor lorsque la température varie est considérée par l'étage suivant comme un signal. Cette dérive est sans conséquence pour un amplificateur alternatif qui ne transmet entre étages que des variations rapides de tension.

Le montage de la figure ci contre est par exemple inutilisable en pratique. La tension de sortie varie autant lorsque la température se modifie que sous l'influence d'une tension continue d'entrée. On notera que sur ce montage les deux premiers transistors travaillent avec une tension de collecteur de 0,7V, ce qui est tout à fait possible car à ce niveau les variations de tension sont faibles.

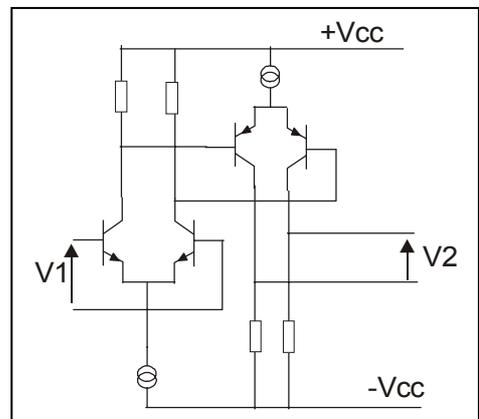
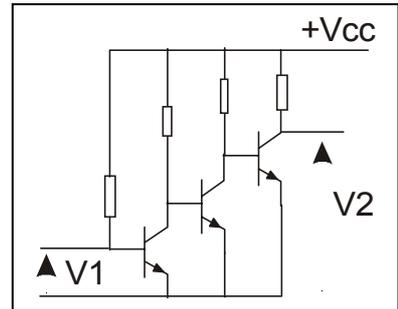
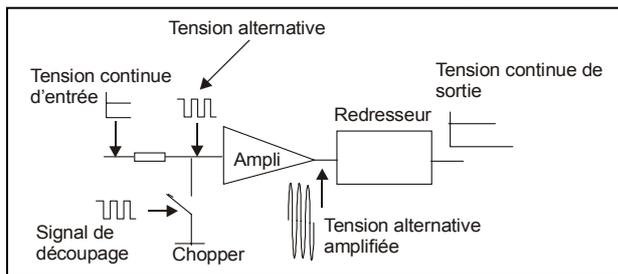
Pour compenser ces dérives thermiques la solution la plus simple est d'utiliser des étages différentiels, les dérives sur deux transistors identiques portés à la même température s'annulent par différence.

La figure ci dessous montre le schéma de principe d'un amplificateur continu à grand gain utilisant cette technique. Tous les amplificateurs opérationnels font appel à des étages différentiels.

Cependant lorsque le gain désiré dépasse 100dB cette méthode ne suffit plus car les transistors d'une paire différentielle ne sont jamais rigoureusement identiques ni rigoureusement à la même température.

La seule solution est de faire appel à la technique du découpage. La tension continue d'entrée est transformée en une tension alternative grâce à un découpeur ou chopper, c'est cette tension alternative qui est amplifiée puis retransformée en tension continue en fin de chaîne.

Le principe est illustré par la figure ci dessous

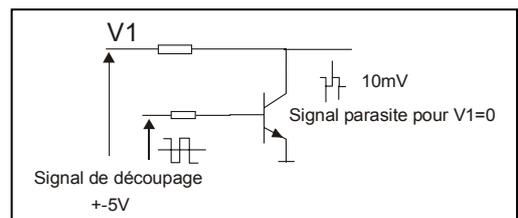
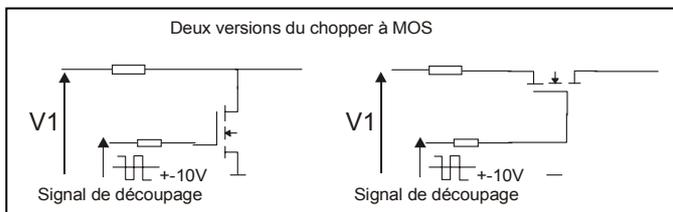


Etudions les différents constituants de ce système.

1° Le chopper

Un simple transistor en commutation peut être envisagé (figure ci contre) mais base et collecteur ne sont pas disjoints et lorsque le signal d'entrée est nul un signal parasite existe sur le collecteur. Ce signal est de l'ordre de plusieurs millivolts et varie avec la température. Une élimination par un montage différentiel ne permet guère de gagner plus d'un facteur 10 et le parasite résiduel est à peine inférieur au millivolt.

Un MOS convient beaucoup mieux car il n'y a

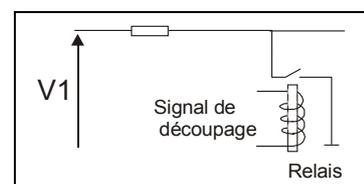


pas de liaison galvanique entre grille et canal, la capacité grille canal laisse cependant passer les transitoires rapides du signal de grille. Avec un peu de soin et une fréquence de commutation assez basse le signal parasite peut être réduit à quelques dizaines de microvolts

seulement.

Or pour de telles valeurs les amplificateurs opérationnels classiques suffisent. Le but est d'atteindre des gains de l'ordre de 10^8 à 10^9 avec des tensions d'entrée se chiffrant en nanovolts.

La seule solution est alors le chopper mécanique qui n'est pas autre chose qu'un relais électromagnétique construit pour supporter une cadence de fonctionnement de quelques dizaines de

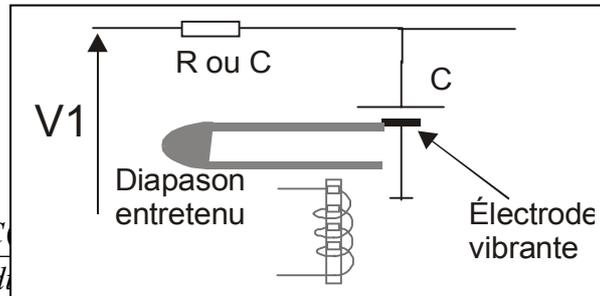


hertz. Pour éviter la pollution des contacts sources de tensions parasites d'origine électrochimique ou thermoélectriques ces derniers sont enfermés dans une ampoule de verre, ce sont les relais à lames souples

Malgré tout des tensions de contact dues à la dissymétrie des dispositifs sont inévitables au niveau de quelques nanovolts. Le dispositif le plus performant est enfin le chopper à condensateur vibrant. Il s'agit d'un condensateur dont la valeur est modifiée périodiquement en faisant vibrer l'une des armatures. Il n'y a plus cette fois ni liaison galvanique ni couplage capacitif entre le signal de commande et le signal découpé, et plus de contacts sujets au vieillissement.

Le signal de sortie a une amplitude qui est proportionnelle à celle de la tension continue d'entrée mais il n'est pas sinusoïdale car le système est non linéaire paramétrique. Si $C(t)$ est la valeur de C en fonction du temps la tension de sortie est solution de l'équation différentielle non linéaire :

$$v_2(t) = V_1 - Ri = V_1 - RC(t) \frac{dV_2}{dt} - RV_2(t) \frac{dC}{dt}$$



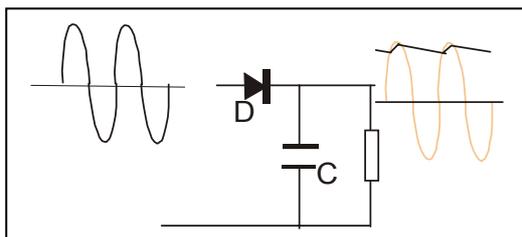
2° L'amplification

Le signal derrière le découpeur n'est généralement pas sinusoïdal, c'est un carré pour un chopper à MOS ou relais. Il est inutile de chercher à l'amplifier sans déformation car d'une part il serait très difficile de réaliser un amplificateur large bande dont le gain dépasse le million et d'autre part le terme fondamental de la décomposition en série de Fourier a lui même une amplitude proportionnelle à V_1 . On utilisera donc un amplificateur sélectif accordé sur la fréquence de découpage. Toute autre solution adoptée pour permettre d'atteindre un très grand gain ; par exemple un ou plusieurs changements de fréquences, est parfaitement envisageable.

3° Restitution de la valeur continue

Un simple redressement par un circuit diode condensateur n'est pas possible, d'une part parce qu'il n'est pas linéaire pour les faibles niveaux et surtout parce qu'il ne restitue pas le signe du signal d'entrée.

Il faut faire appel à une **détection synchrone**.



Sous sa forme la plus simple une détection synchrone est un découpage du signal sinusoïdal par un signal carré de même fréquence.

Considérons la figure suivante :

Le signal sinusoïdal est découpé par un signal carré de même fréquence mais déphasé. Lorsque le signal de commande de base est positif le transistor est saturé et $V_2=0$, au contraire lorsqu'il est négatif le transistor est bloqué et C se charge à travers R_1+R_2 . Si

$R_2 \gg R_1$ alors dans ce cas $V_2=V_1$.

A cette approximation près tout se passe comme si V_2 était le résultat du produit de V_1 par un signal carré 0 1 dont la décomposition en série de Fourier est :

$$\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right]$$

Si $v_1(t) = a \cdot \cos(\omega t + \phi)$

$$v_2(t) = \frac{a}{2} \cos(\omega t + \phi) + \frac{2a}{\pi} \left[\cos(\omega t + \phi) \cos \omega t - \frac{1}{3} \cos(\omega t + \phi) \cos 3\omega t + \dots \right]$$

Le filtre passe bas RC élimine tous les signaux au delà de sa fréquence de coupure $1/2\pi RC$, si cette dernière est faible il ne reste que le terme continu : $\frac{a}{\pi} \cos \phi$

La composante continue de V_2 est fonction de la phase entre signal et découpage .

Remarquons que si la fréquence du signal est différente de celle du découpage il suffit dans le calcul précédent de remplacer $\cos(\omega t + \phi)$ par $\cos(\omega_1 t)$, ω_1 étant la pulsation du signal. Si l'écart de fréquence est faible le filtre R_2C ne laisse passer que le signal basse fréquence qui est le battement :

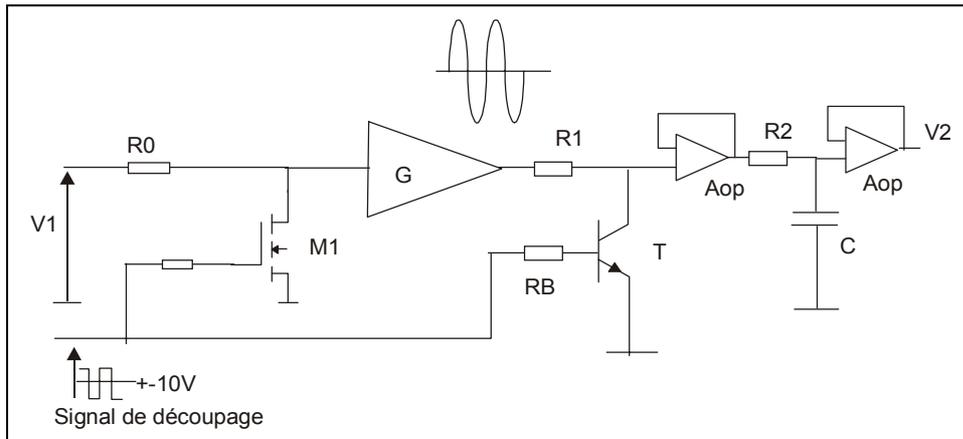
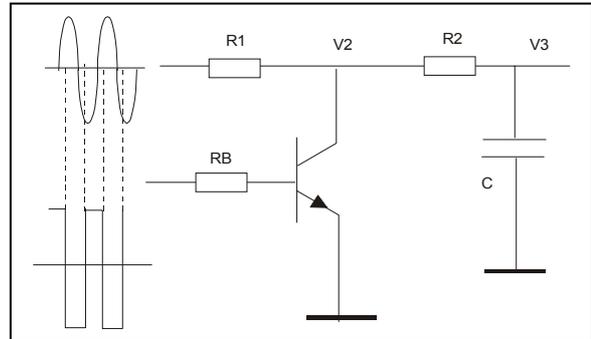
$$\frac{a}{\pi} \cos(\omega - \omega_1)t$$

en l'atténuant plus ou moins suivant la valeur de l'écart de fréquences .C'est à dire compte tenu de la fonction de transfert bien connue d'un filtre RC , l'amplitude de v_2 est :

$$\frac{a}{\pi} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega - \omega_1}{RC}\right)^2}}$$

Application à l'amplificateur à chopper.

Le montage que nous étudierons utilise un MOS au niveau du chopper, un amplificateur alternatif de gain 100db ($G = 100000$) et une détection synchrone par transistor Deux suiveurs de gain unité ont été ajoutés en sortie pour adapter les impédances.



Lorsque le MOS M1 est conducteur c'est à dire lorsque le signal de découpage est positif la tension à l'entrée de l'ampli G est presque nulle (si le R_{on} du MOS est petite devant R_0) Au contraire si le MOS est bloqué cette tension d'entrée est V_1 .Le signal à

l'entrée de l'ampli est donc un signal carré d'amplitude V_1 , dont le fondamental de la décomposition en série de Fourier vaut :

$$\frac{2V_1}{\pi} \cos \omega t \quad \omega \text{ étant la pulsation du signal de découpage}$$

L'amplificateur sélectif de gain G fournit en sortie sur la résistance R_1 un signal G fois plus fort .Nous admettrons qu'il n'introduit aucun déphasage (Il travaille à fréquence fixe et il est facile de prévoir un circuit correcteur de phase qui assure cette condition.)

Le découpeur de sortie crée aux bornes du transistor T (Le niveau à cet endroit est élevé et un simple transistor bipolaire suffit) une tension dont la composante continue à pour valeur :

$$\frac{2G}{\pi^2} V_1 \quad \text{Cette tension continue apparaît aux bornes de } C, \text{ donc en sortie. On peut}$$

constater que le gain global est voisin de $2G/10$ soit ici environ 20000 , ce qui est peu. Pour atteindre des gains très élevés le gain de l'amplificateur alternatif doit être extrêmement grand et sa réalisation peut être difficile .

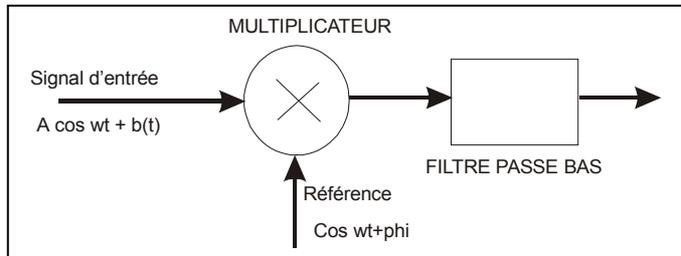
Les applications de la détection synchrone

La détection synchrone est une technique majeure utilisée dans de nombreux domaines de l'électronique et des télécommunications. Remarquons d'abord que le découpage tel que nous l'avons présenté peut être remplacé par une simple multiplication du signal d'entrée par une référence sinusoïdale. En effet nous avons développé le signal carré en série de Fourier et conservé seulement le fondamental.

Le schéma de base d'un détecteur synchrone est alors le suivant :

Le multiplicateur peut d'ailleurs être remplacé par un simple circuit non linéaire

Ce circuit est d'abord un phasemètre .Il permet de fournir une information sur un signal dans une bande étroite de fréquence .



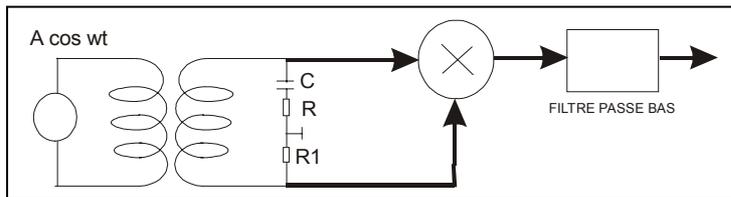
Exemple 1 : Mesure de la résistance série d'un condensateur.

Un condensateur n'est jamais parfait, il possède toujours une résistance série et en régime sinusoïdal le courant et la tension ne sont plus exactement en quadrature. L'angle de pertes est l'écart entre la valeur du déphasage et sa valeur idéale 90°.

Si r est cette résistance série la tension aux bornes d'un condensateur parcouru par un courant i est $(r + 1/jC\omega)i$

Soit pour un courant $i=i_0 \cos\omega t$ une tension $v=r \cos\omega t - (i_0/C\omega)\sin\omega t$

Si l'angle de pertes est faible le premier terme peut être faible devant le second .Pour le mettre en évidence on effectue une détection synchrone. Le montage est représenté ci contre.



Dans le secondaire d'un transformateur attaqué par une source de fréquence convenable on place en série le condensateur réel sous test et une résistance pure R .Le courant alternatif circulant dans l'enroulement secondaire crée aux

bornes du composant sous test une tension : $v=r \cos\omega t - (i_0/C\omega)\sin\omega t$ et aux bornes de la résistance

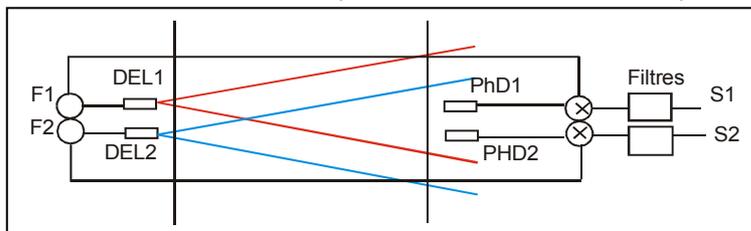
R_1 $v_R=R i_0 \cos\omega t$ Le produit de ces deux tensions fournit une composante continue $\frac{Rr i_0}{2}$ qui est

directement proportionnelle à l'inconnue r

En remplaçant R_1 par un condensateur idéal le même montage mesure C seule.

Exemple 2 Identification d'un signal dans un mélange de plusieurs signaux

On veut réaliser une double barrière optique permettant de détecter le sens de passage de clients à l'entrée d'un magasin. Cette barrière est constituée de deux diodes électroluminescentes DEL1 et DEL2 éclairant deux photodiodes PhD1 et PhD2 placées de l'autre coté de l'accès. (Figure)



Malheureusement les faisceaux des sources lumineuses sont divergents et les photodiodes reçoivent de la lumière simultanément des deux. Pour rendre PhD1 sensible uniquement à la lumière de DEL1 et PhD2 à seulement DEL2 , les faisceaux

sont modulés par deux générateurs alternatifs de fréquences différentes $F1$ et $F2$. Cette modulation peut être en tout ou rien ou sinusoïdale autour d'une valeur moyenne. La photodiode PhD1 délivre alors un signal constitué par une composante continue et deux termes de fréquences $F1$ et $F2$. En multipliant ce signal par une tension de fréquence $F1$ issue directement du générateur $F1$ on obtient une composante continue qui ne dépend que de l'intensité lumineuse issue de DEL1 . Et même chose pour PhD2.Ainsi avec des diodes électroluminescentes banales on obtient le même résultat qu'avec

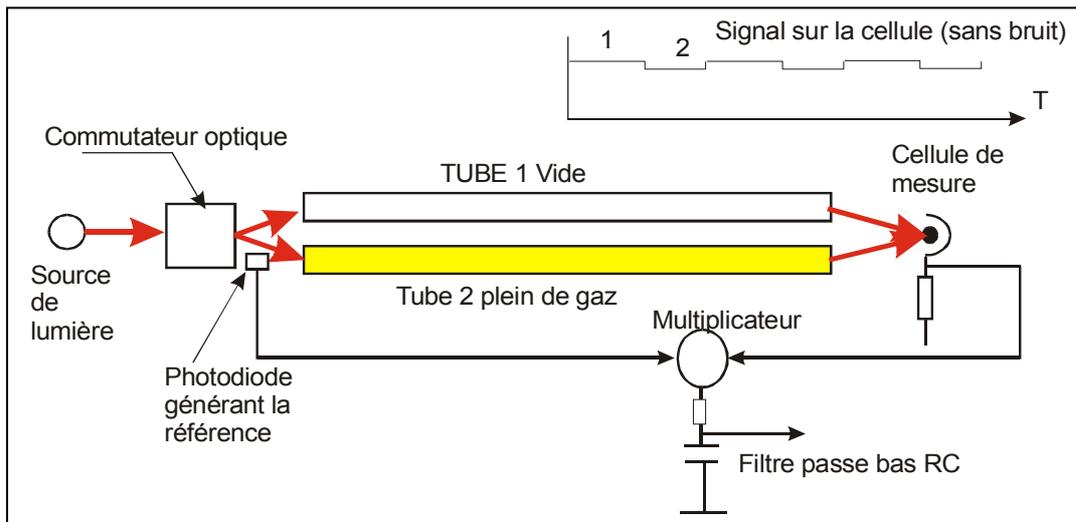
deux faisceaux laser très directifs . De plus le système est insensible à une lumière parasite , venant de l'éclairage par exemple , à condition que les fréquences de ces parasites ne soient pas trop voisines de F1 et F2 .

Exemple 3 . Méthode du Lock in

Lorsqu'un signal est de faible amplitude et noyé dans le bruit , il est possible d'en mesurer l'amplitude à condition de lui associer une fréquence bien déterminée et d'effectuer une détection synchrone.

Supposons que nous voulions mesurer l'absorption subie par un faisceau laser traversant une colonne de gaz .La méthode directe consiste à mesure l'intensité de la lumière reçue par un détecteur activé par le faisceau qui à traversé un long tube de verre ; rempli ou non avec le gaz à étudier. Mais si l'absorption est faible la différence entre les deux niveaux peut être du même ordre de grandeur que les fluctuations naturelles de la source ou du bruit thermodynamique.

La méthode , appelée parfois méthode du lock in consiste à utiliser deux colonnes identiques dont l'une est vide et l'autre remplie de gaz. On permute alors rapidement , grâce à un disque ou un prisme tournant , la lumière d'un tube dans l'autre. Si les deux chemins étaient identiques l'intensité lumineuse reçue serait la même dans les deux cas et le signal sur le détecteur , continu., au bruit près. Par contre le gaz étant absorbant l'intensité reçue d'une voie est légèrement inférieure à celle reçue de l'autre. ,le signal utile est alors un carré dont l'amplitude est l'absorption cherchée et la fréquence celle du découpage. Une cellule photoélectrique placée derrière le commutateur optique fournit le signal de référence pour la détection synchrone. Le montage est représenté ci contre. Le seul bruit résiduel provient des composantes de bruit dont les fréquences sont dans une bande $f \pm 1/2\pi RC$ RC étant la constante de temps du filtre passe bas de sortie.



Amélioration du rapport signal / bruit par détection synchrone

La détection synchrone est surtout utilisée pour "sortir " un signal du bruit ou plus précisément pour déterminer l'amplitude d'un signal sinusoïdal complètement masqué par un bruit bien plus grand.

La détection synchrone consiste à multiplier le signal reçu , signal utile plus signaux parasites , par un signal de référence sinusoïdal et à filtrer passe bas le résultat.

Le signal utile dont la fréquence est celle de la référence fournit une tension continue dont l'amplitude est à un facteur près son amplitude. Par contre un signal de fréquence différente fournit un signal de battement dont la fréquence est la différence des fréquences qui est plus ou moins atténué par le filtre passe bas de sortie. Ainsi dans le cas d'un filtre passe bas RC , les seules composantes de bruit qui contribuent au bruit résiduel sont celles dont la fréquence se trouve dans une bande de largeur $\Delta f = \pm 1/2\pi RC$ autour de la fréquence de la référence.

Pour un bruit blanc la puissance est proportionnelle à la largeur de bande, la détection synchrone apporte donc une amélioration du rapport signal bruit qui est dans le rapport des bandes.

Soit par exemple une sinusoïde de fréquence 500Hz , d'amplitude 1V noyée dans un bruit de puissance $10V^2$ donc d'amplitude quadratique moyenne 3,16V à la sortie d'un amplificateur dont la largeur de bande est de 10kHz (rapport signal bruit en amplitude 1/3) L'ensemble est multiplié par une sinusoïde 500Hz et le résultat filtré par un passe bas RC de constante de temps 1seconde.(largeur de bande 0,16Hz) Aux bornes du condensateur la composante continue est de 0,5V , mais les signaux parasites ont une puissance divisée par $10000/0,32=31250$, il reste donc $10/31250=3,2 \cdot 10^{-4}V^2$ soit une amplitude de 18mV seulement , le rapport signal bruit est passé à 27 , soit un gain de près de 60. Le gain réel est un peu inférieur mais du même ordre de grandeur.

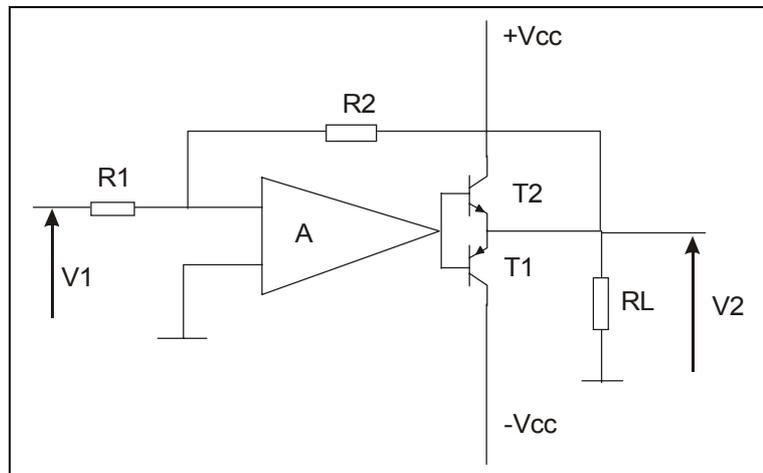
Il est important de noter que l'on ne mesure que l'amplitude du signal utile et non sa forme qui est à priori connue.

LES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE DE PUISSANCE

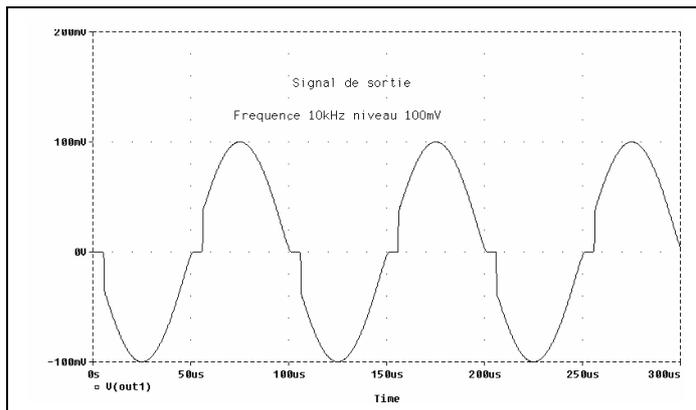
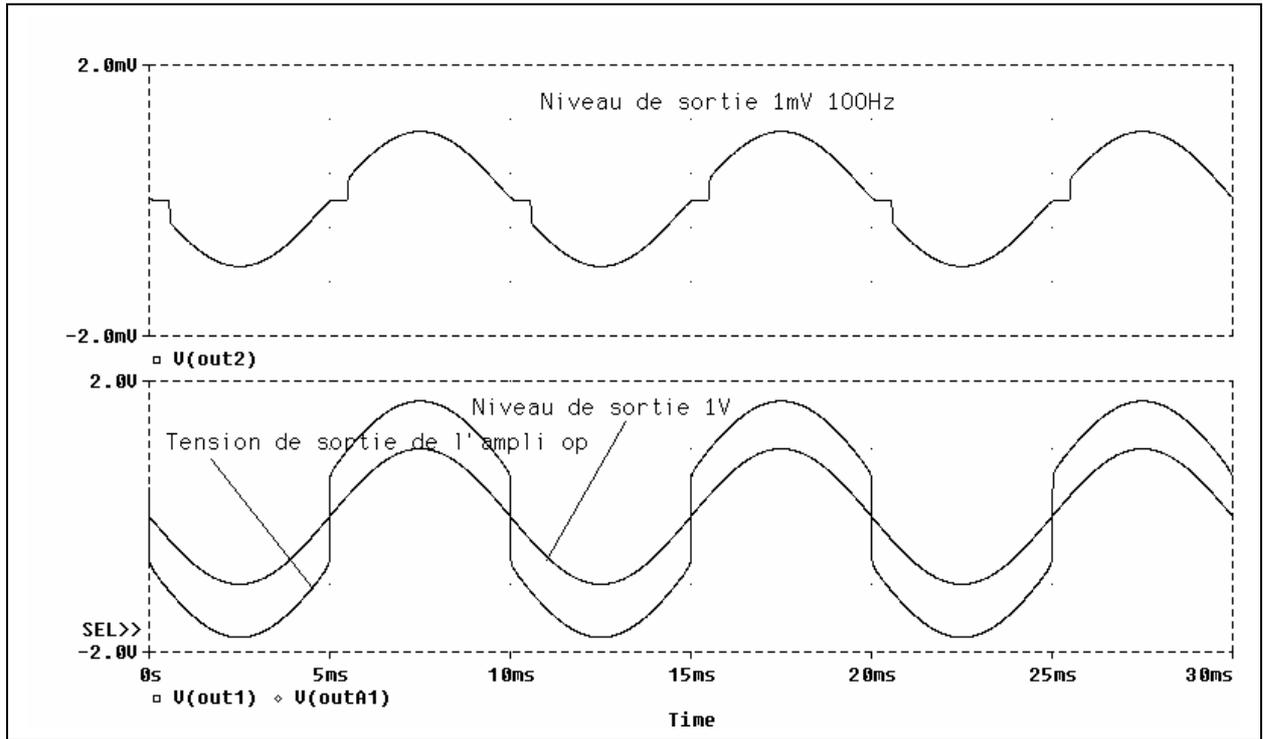
La plupart des amplificateurs BF de puissance fonctionnent en classe B c'est à dire que les alternances positives et négatives d'un signal sinusoïdal sont gérées par deux transistors distincts fonctionnant l'un après l'autre.

Le schéma de principe est représenté ci contre.

Les deux transistors de sortie sont montés en collecteur commun ,Lorsque V_2 est positive c'est le transistor T2 NPN qui fournit le courant et la tension sur sa base est $V_2+0,7$, lorsqu'elle est négative c'est T1 PNP qui travaille et la tension de sortie de l'ampli op est alors $V_2-0,7$.Lorsque la tension de sortie de cet ampli est comprise entre $+0,7$ et $-0,7$ les deux transistors sont bloqués et la tension de sortie est nulle, mais alors la boucle de réaction est ouverte et l'ampli travaille avec son gain maximal. L'écart $\pm 0,7V$ est donc franchi avec une tension d'entrée qui est seulement de $\pm 0,7/G_0$ ou G_0 est le gain en boucle ouverte, 100000 pour les fréquences très basses. L'ensemble à un gain global $-R_2/R_1$ mais la sinusoïde de sortie est légèrement déformée puisque la tension de sortie est nulle pour des valeurs très faibles de la tension d'entrée, c'est la **distorsion de croisement**. Pour $R_1=R_2$ (gain 1) un niveau de sortie de l'ordre du volt et des fréquences basses cet effet est presque négligeable puisque l'écart de tension d'entrée nécessaire pour débloquer les transistors n'est que de $1,4/10^5=14\mu V$, ce n'est plus vrai lorsque la fréquence augmente .Les figures suivantes montrent cet effet pour une fréquence d'entrée de 100Hz et deux niveaux d'amplitude puis 10kHz .L'amplificateur utilisé est un TL071 .



Pour éviter cette distorsion il faut pré-polariser les bases, ceci est réalisé en général en intercalant deux diodes dont les seuils de conduction sont proches de ceux des transistors. Si la tension d'alimentation est assez stable on peut également utiliser un pont de résistances.



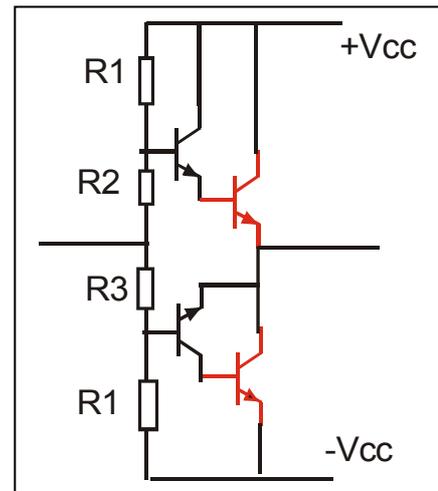
Pour de fortes puissances l'ampli op ne peut pas fournir le courant base suffisant aux deux transistors de puissance, il faut faire appel à un double montage Darlington. Il est parfois difficile de trouver des composants de puissance complémentaires, le montage Darlington permet alors de se contenter de deux gros NPN commandés par des transistors complémentaires de faible puissance. La figure ci contre représente un tel étage de puissance, les résistances R2 et R3 sont calculées pour

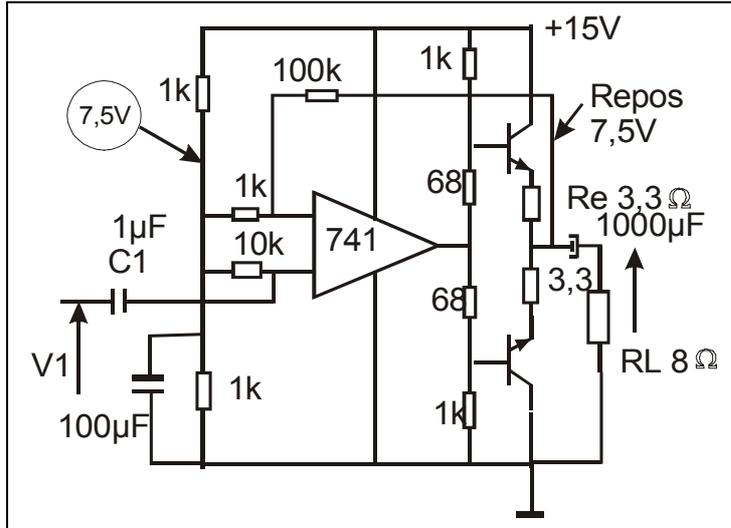
annuler la distorsion de croisement, la tension aux bornes de R2 doit être 1,4V (seuil des deux NPN) et celle aux bornes de R3 0,7V, de façon que pour une tension d'entrée de 0V les deux groupes de transistors soient en limite de conduction.

On peut également utiliser une diode à la place de R3 et 2 pour R2.

Si l'on ne dispose pas d'une alimentation symétrique il faut faire appel à un condensateur de sortie et polariser l'entrée. C'est ce qui est fait pour le schéma suivant qui est un amplificateur de faible puissance destiné à un interphone.

Les deux résistances d'émetteur de $3,3\Omega$ augmentent la linéarité et protègent les transistors de sortie (2N2222 et 2N2905), le gain global est de 100.





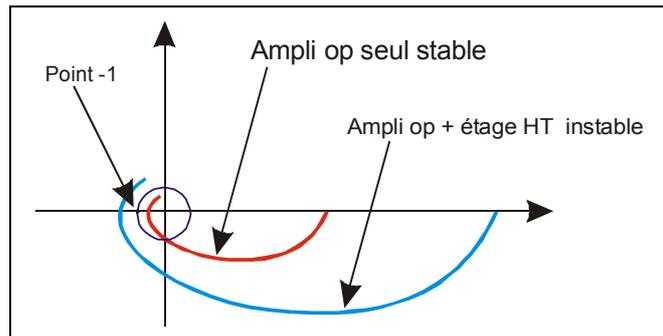
Augmentation de la tension de sortie.

S'il est très facile d'obtenir un fort courant de sortie il est beaucoup plus difficile de délivrer sur la charge des tensions de plusieurs centaines de volts. Il est par exemple difficile de trouver des composants complémentaires qui tiennent ces tensions, les transistors PNP supportant plus de 300V sont rares,

Si l'on veut utiliser pour les étages de gain un amplificateur opérationnel dont la tension d'alimentation ne peut dépasser $\pm 18V$

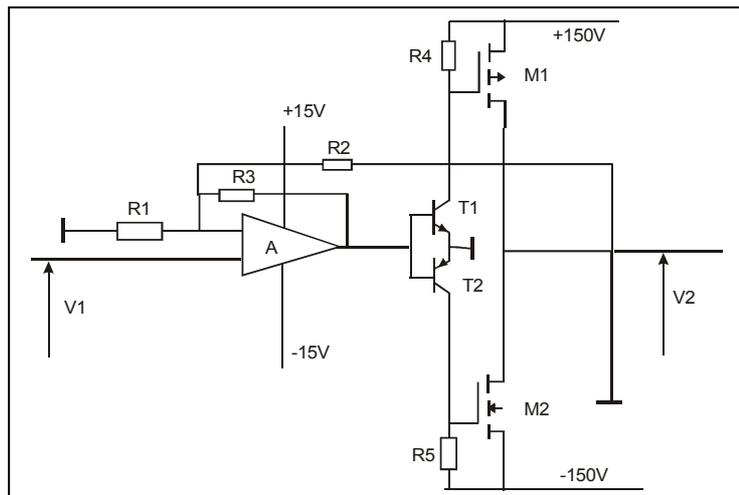
, il faut lui associer un étage de sortie haute tension qui a nécessairement du gain. Dans ce cas la stabilité de l'ensemble est critique. En effet l'ensemble est bouclé et obéit au critère de Nyquist. La courbe de gain en boucle ouverte ne doit pas entourer dans le plan complexe le point -1 .

Le gain de l'ensemble est le produit du gain de l'ampli op par celui de l'étage haute tension. Plaçons nous dans le cas favorable ou ce dernier est purement réel. Un ampli op inconditionnellement stable tel que le 741 a un déphasage de 90° à la fréquence pour laquelle sont gain se réduit à 1, cette phase tournant très vite ensuite. Sa courbe de gain dans le plan complexe a donc la forme représentée ci contre. (en rouge) elle n'entoure pas le point -1 , par contre l'adjonction de l'étage HT se traduit par un grandissement ,la courbe obtenue , en bleu , a toutes les chances d'entourer le point critique, le montage est instable.



La solution généralement adoptée est de limiter le gain de l'ampli op en le soumettant à une contre réaction locale.

Le circuit ci contre est une possibilité, les composants de puissance sont des MOS complémentaires de puissance. Lorsque la tension de sortie de l'ampli op devient positive elle rend T1 conducteur, son courant collecteur induit une tension aux bornes de R4 qui fait conduire le MOS M1 (Canal P), une tension négative fait de même conduire M2 (canal N) Les deux transistors bipolaires doivent supporter 300V . La résistance R3 limite le gain de l'ampli op de façon à assurer la stabilité de l'ensemble. Avec des MOS adaptés une puissance de sortie très importante peut être obtenue.



Cependant la mise au point d'un tel montage reste critique.

LES AMPLIFICATEURS HAUTES FREQUENCES (H F)

Lorsque la fréquence du signal augmente les capacités parasites, internes aux composants ou dues aux câblages extérieurs, provoquent une chute rapide du gain. Avec les meilleurs transistors il est difficile d'obtenir un gain important avec charge résistive de collecteur, au delà de quelques centaines de kilohertz.

Dans la plupart des cas il n'est pas nécessaire de disposer d'un gain important dans une large bande de fréquence, il est alors possible de neutraliser l'action de la capacité parasite en l'associant à une self de façon à réaliser un circuit accordé au centre de la bande de fréquence souhaitée.

Le circuit ci contre possède à la fréquence $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$ le même gain qu'un étage dont le

transistor aurait le même point de polarisation et comme charge la résistance R seule.

Attention en présence de L le potentiel continu de collecteur est +Vcc, en supprimant L et C le point de polarisation est complètement différent.

Cette méthode n'est pas directement applicable car le condensateur parasite C_p à une

valeur mal définie et instable, il suffit pour lever cette difficulté d'ajouter en parallèle un condensateur extérieur de valeur bien plus grande de façon à avoir une capacité d'accord connue et stable.

En prenant comme modèle du transistor le modèle simplifié BF le schéma équivalent du montage est alors représenté sur la figure, le gain est directement proportionnel à l'impédance du circuit RLC de charge. Il s'agit donc d'un filtre passe bande dont le gain est d'autant plus grand que la largeur de bande est faible (produit gain bande constant)

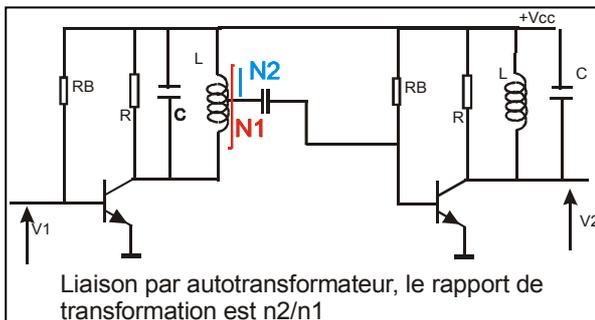
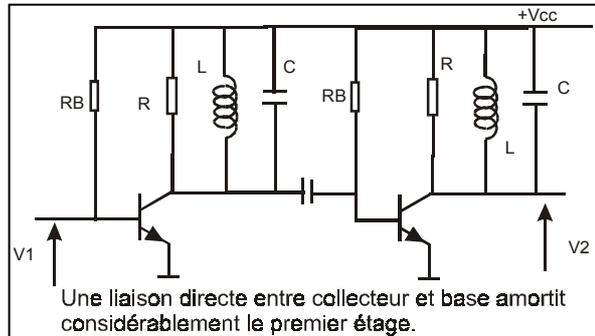
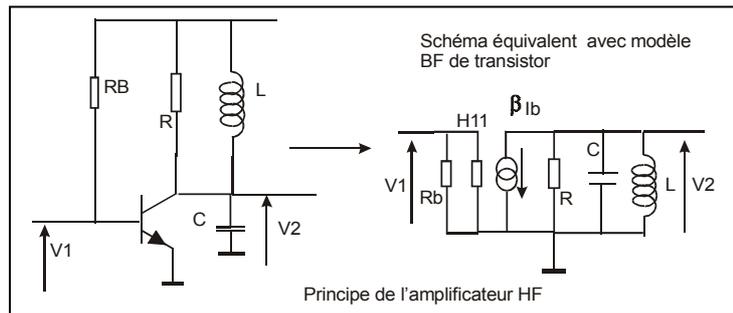
Pour calculer le gain exact il faut tenir compte du schéma équivalent HF du transistor, par exemple son schéma de Giacometto ou sa matrice Y.

Pour obtenir un gain important la mise en série de plusieurs étages est nécessaire. Le couplage entre eux s'effectue soit par une simple capacité de liaison, soit par un transformateur qui présente l'avantage de permettre une adaptation d'impédance.

Une simple capacité entre le collecteur du premier étage et la base du second présente l'inconvénient d'amortir considérablement le circuit LC de collecteur du premier, en effet le second étage à une impédance d'entrée faible, de l'ordre du kΩ.

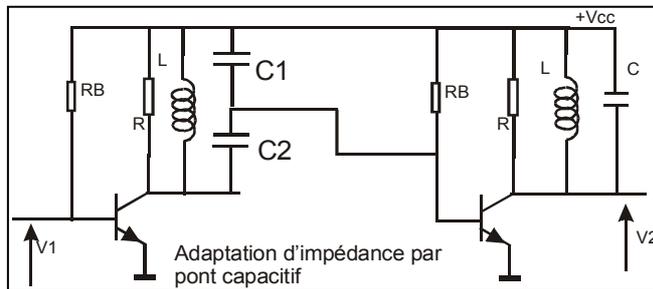
Le transformateur de liaison est la meilleure solution, le rapport de transformation agit à la fois sur le gain et l'amortissement du premier étage. Le transformateur peut être en réalité un autotransformateur comme sur la figure ci contre. (attention le point de masse est le fil d'alimentation Vcc)

Pour éviter de prévoir une prise sur l'enroulement ce qui n'est pas toujours facile a posteriori, il est possible d'assurer la même adaptation d'impédance en utilisant un pont diviseur capacitif, on peut montrer en effet que l'effet est le même que par une prise sur l'enroulement à



condition que le Q ne soit pas trop faible. Le rapport de transformation est alors $k=C2/(C1+C2)$ et la résistance ramenée en parallèle sur l'enroulement primaire h_{11}/k^2

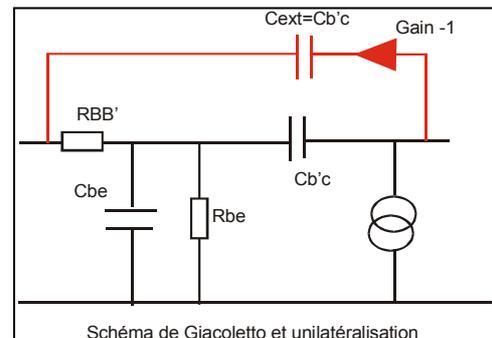
Bande passante d'un amplificateur à plusieurs étages.



Si l'on met en série n étages identiques de même coefficient de qualité, la courbe de gain résultante est très pointue en effet pour des fréquences de $f_0 \pm f_0/Q$ le gain chute de 3ndB par rapport à sa valeur centrale. Pour obtenir un gain plus régulier dans la bande il faut décaler les fréquences d'accord des divers étages. On réalise ainsi des amplificateurs dont le gain est presque plat dans une bande de fréquence assez

large. Le réglage des différentes fréquences d'accord et coefficients de surtension est délicat car les étages ne sont pas indépendants. En effet les paramètres h_{12} des transistors n'étant pas nuls une variation de la charge de collecteur modifie l'impédance d'entrée. En touchant le réglage de l'un des étages on modifie aussi celui des autres. Le calcul complet est très complexe et n'est d'aucune aide. En pratique le réglage d'un amplificateur à plusieurs bobinages s'effectue à l'aide d'un vobulateur, appareil qui visualise sur un écran la bande passante globale.

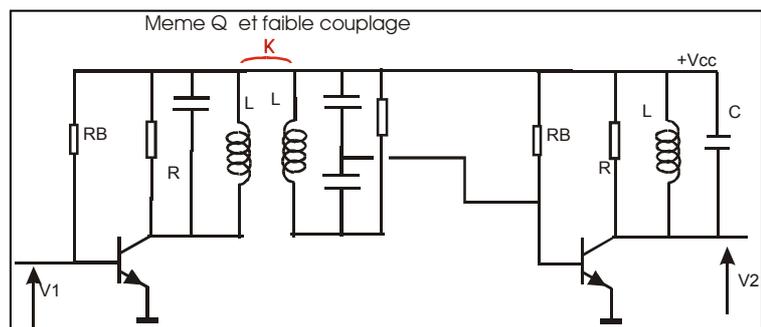
La non nullité du paramètre de réaction, que nous avons appelé G_{12} au début du chapitre, ne complique pas seulement le réglage, elle est aussi source d'oscillations souvent difficiles à maîtriser. Pour annuler G_{12} on fait intervenir au niveau de chaque étage une réaction entrée sortie locale. Par exemple on voit sur la figure ci contre que si l'on relie sortie et entrée par un amplificateur de gain -1 via un condensateur de valeur égale à $C_{B'C}$, l'influence sortie entrée de cette capacité interne est annulée, ou plutôt le serait si le $R_{bb'}$ n'existait pas. Cette technique est appelée **unilatéralisation** du transistor ou **neutrodynage**.



Sa mise en œuvre est délicate car le $C_{B'C}$ interne varie avec le point de polarisation et même la fréquence, et le réglage qui unilatéralise exactement le transistor pour une certaine fréquence peut provoquer une oscillation pour une autre.

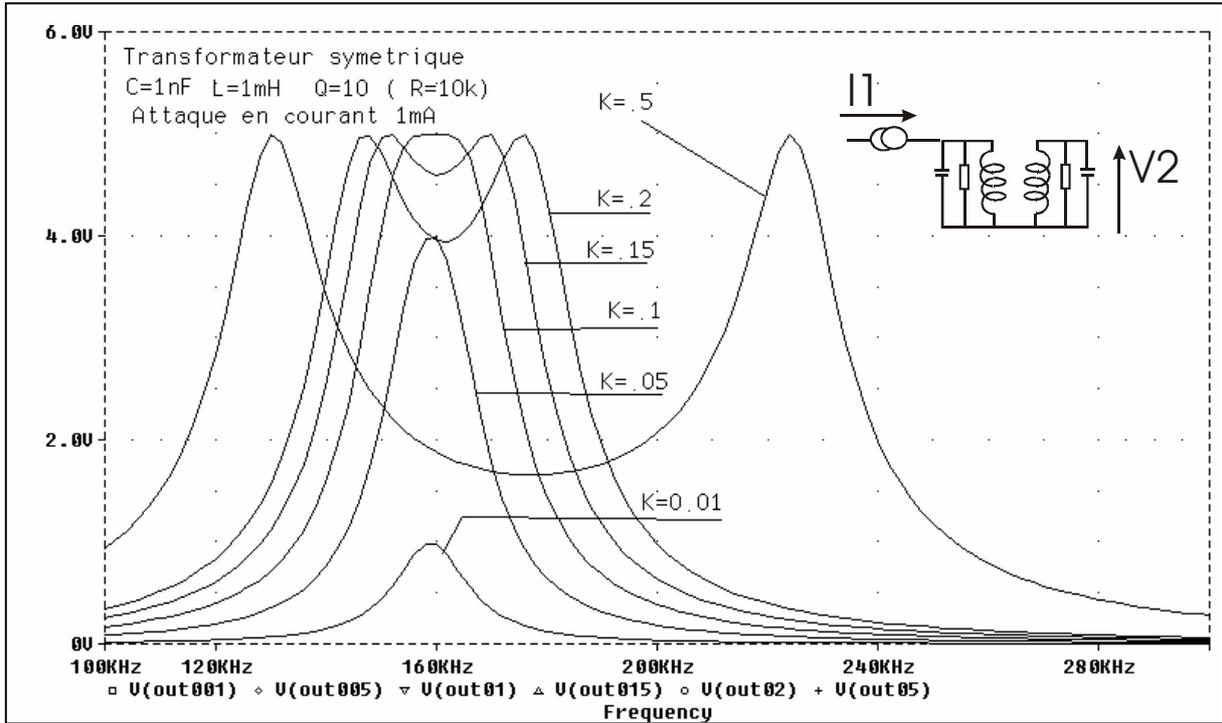
Il est plus sûr de faire appel à un étage ayant un coefficient de réaction naturellement faible, c'est le cas du montage base commune, pour lequel la base reliée à la masse fait en quelque sorte blindage entre émetteur et collecteur, et surtout du montage cascade qui a été décrit dans le chapitre sur les transistors bipolaires.

Pour obtenir une fonction de transfert passe bande à sommet plat comme un filtre de Butterworth on peut utiliser la méthode du couplage transitionnel. Le collecteur du transistor est chargé par un circuit accordé de Q faible (10 par exemple) dont le bobinage est faiblement couplé à un secondaire lui même accordé sur la même fréquence qui attaque l'étage suivant.

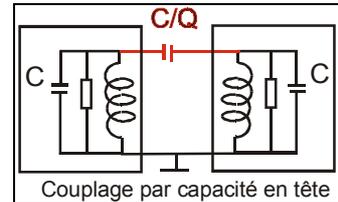


Si compte tenu de l'impédance d'entrée du second étage les deux circuits ont le même Q, la bande passante est maximaly flat lorsque le coefficient de couplage vaut $1/Q$ (**couplage critique**). Cette propriété est illustrée par la figure suivante qui représente la tension de sortie d'un double transformateur accordé attaqué en courant, pour différentes valeurs du coefficient de couplage. Le tracé est fait pour $Q=10$ et une fréquence d'accord de 159kHz pour les deux circuits pris individuellement. Si k est faible, inférieur à 0,1 le maximum de gain est obtenu pour cette fréquence et d'amplitude d'autant plus faible que k est petit. Pour $k=0,1$ le couplage critique est réalisé. Au delà la courbe de gain présente deux maxima, qui s'éloignent de plus en plus l'un de l'autre si k augmente.

Pour k voisin de 1 l'un des maxima correspond à l'accord de la self primaire avec le condensateur secondaire ramené au primaire soit $f=112,5\text{kHz}$, la seconde est rejetée à l'infini.



Le faible couplage est obtenu en écartant convenablement les bobines l'une de l'autre, ou pour deux bobines isolées magnétiquement par un faible condensateur placé entre elles (sa valeur doit être C/Q pour le couplage critique).



NOTE Justification théorique

Un circuit primaire $L_1 C_1 R_1$ est faiblement couplé à un secondaire $L_2 C_2 R_2$, M est la mutuelle entre les deux bobinages $M=k\sqrt{L_1 L_2}$. Le primaire est attaqué par une source de courant I_1 et on calcule la tension secondaire v_2 en absence de charge extérieure. Le rapport v_2/i_1 n'est pas autre chose que le paramètre Z_{21} de la matrice Z du quadripôle. Or ce paramètre est relié aux paramètres y par la relation :

$$Z_{21} = \frac{-Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$$

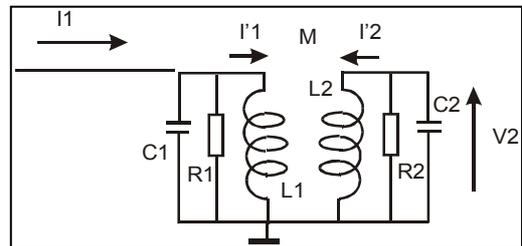
A partir des équations du circuit

$$v_1 = jL_1 \omega i_1' + jM \omega i_2'$$

$$v_2 = jL_2 \omega i_2' + jM \omega i_1'$$

On calcule les paramètres y , le circuit étant passif $y_{12}=y_{21}$

$$y_{21} = y_{12} = \left(\frac{i_2}{v_1} \right)_{v_2=0} = j \frac{k}{1-k^2} \frac{1}{\omega \sqrt{L_1 L_2}}$$



En multipliant haut et bas par $\sqrt{G_1 G_2}$

Avec $G_1=1/R_1$

$G_2=1/R_2$

Il vient : $y_{12} = j \frac{k}{1-k^2} \frac{\sqrt{G_1 G_2}}{\sqrt{G_1 L_1 \omega_{01} \frac{\omega}{\omega_{01}} G_2 L_2 \omega_{02} \frac{\omega}{\omega_{02}}}}$ Or $Q_1 = \frac{1}{G_1 L_1 \omega_{01}}$ coefficient de

qualité du circuit primaire seul .Le calcul est effectué pour des fréquences proches de l'accord des deux circuits $\frac{\omega}{\omega_{01}} \cong \frac{\omega}{\omega_{02}} \cong 1$, k étant d'autre part petit devant 1

l'expression de y_{12} devient : $y_{12} = y_{21} = jk\sqrt{G_1 G_2 Q_1 Q_2}$

De même on peut calculer

$$y_{11} = G_1(1 + 2jQ_1x)$$

$$y_{22} = G_2(1 + 2jQ_2x)$$

Avec $x = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$

En reportant ces valeurs dans l'expression de Z_{21} il vient :

$$Z_{21} = \frac{-jk\sqrt{G_1 G_2 Q_1 Q_2}}{G_1 G_2 \left[\left(1 + Q_1 Q_2 (k^2 - 4x^2) \right) + 2jx(Q_1 + Q_2) \right]}$$

Ou en module :

$$|Z_{21}| = \frac{k\sqrt{Q_1 Q_2}}{\sqrt{G_1 G_2 \left[\left(1 + Q_1 Q_2 (k^2 - 4x^2) \right)^2 + 4x^2 (Q_1 + Q_2)^2 \right]}}$$

Pour la fréquence centrale $x=0$

$$A_0 = \sqrt{\frac{Q_1 Q_2}{G_1 G_2}} \frac{k}{1 + k^2 Q_1 Q_2}$$

Ce gain de transfert est maximal pour $k = k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$ le couplage ainsi réalisé est appelé

couplage critique., la valeur correspondante du gain est alors :

$$A_{0\max} = \frac{1}{2\sqrt{G_1 G_2}} = \frac{1}{2} \sqrt{R_1 R_2}$$

soit $R/2$ si les deux circuits sont identiques

Cherchons maintenant les extréma du gain A , ou plus précisément ceux de $|A|^2$ ils se produisent pour :

$$\omega = \omega_0 \pm \sqrt{k^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}$$

La courbe du gain est maximaly flat lorsque ces deux fréquences viennent se confondre , ce qui se produit pour

$$k = k_T = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}$$

On parle alors de **couplage transitionnel** , il se confond avec le couplage critique si les deux coefficients de qualité sont égaux, alors $k_T = \frac{1}{Q}$

On peut également calculer la bande passante en écrivant $A^2 = A^2_{\max}/2$, il vient :

Au couplage transitionnel $B_T = \frac{B_1 + B_2}{\sqrt{2}}$ ou B_1 et B_2 sont les bandes passantes des deux

circuits pris individuellement : $B_1 = \frac{\omega_{01}}{Q_1}$

Et au couplage critique : $B_c = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{(B_1 - B_2)^4 + 16B_1^2 B_2^2} - (B_1 - B_2)^2}$

Si les deux circuits sont identiques $B=B_c=B_T=B_0\sqrt{2}$

Exercice :

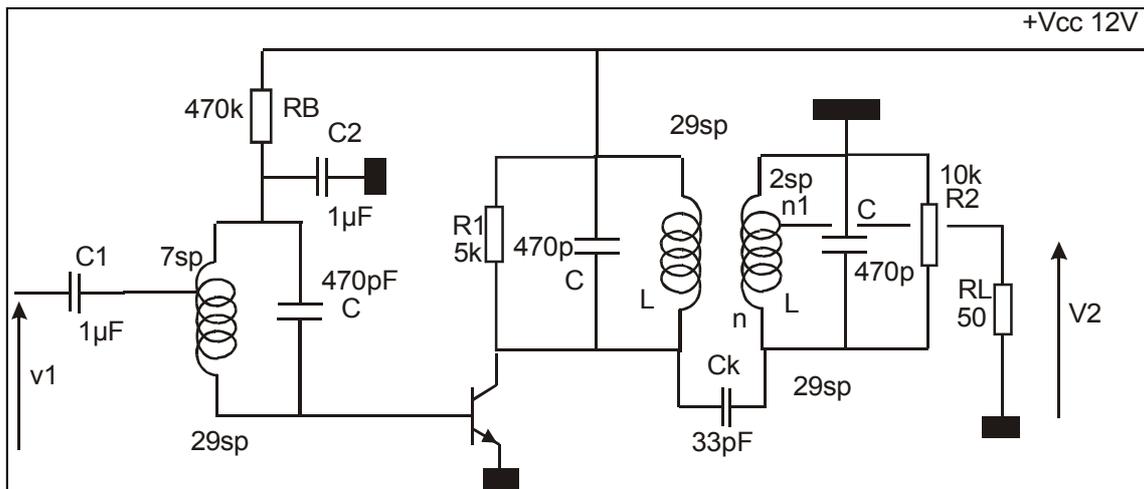
On se propose de réaliser avec un seul transistor un étage HF présentant les caractéristiques suivantes :

Impédance d'entrée 50Ω

Bande passante type Butterworth largeur de bande 100kHz autour d'une fréquence centrale de 1Mhz lorsque la sortie est chargée sur 50Ω

Le transistor utilisé est supposé avoir une fréquence de transition très élevée de façon que le modèle BF β, h_{11} puisse être pour un premier calcul considéré comme acceptable. ($\beta=100$)

Nous adopterons un montage émetteur commun avec un courant collecteur de 2,6mA donc $I_B=26\mu A$ et $h_{11}=1k\Omega$. Pour obtenir une impédance d'entrée de 50Ω un transformateur d'adaptation d'entrée est nécessaire, nous accorderons ce circuit d'entrée mais avec un Q faible de façon qu'il n'intervienne pas dans la bande passante de l'ensemble fixée essentiellement par le transformateur au couplage transitionnel qui constitue la charge de collecteur. Le schéma est alors le suivant.



La résistance R_B est la résistance de polarisation du transistor $R_B = \frac{12 - 0,7}{26\mu A} = 434k\Omega$, le

condensateur C_2 met à la masse en alternatif le sommet du bobinage, il doit à la fréquence de travail avoir une impédance faible. $1\mu F$ peut convenir. Par commodité nous avons choisi tous les bobinages identiques accordés par $470 pF$ soit $L=53,9\mu H$ pour 1Mhz. Alors $L\omega_0=338\Omega$ et le h_{11} du transistor fixe à 3 environ le Q du circuit d'entrée (1,5 seulement lorsque la source de 50Ω sera connectée à l'entrée) valeur faible qui convient parfaitement.

Un transformateur au couplage transitionnel à une bande passante de $\sqrt{2} \frac{f_0}{Q}$ pour 100kHz il

faut donc $Q=14,3$ c'est à dire $R_1=14,3 \times 338=4833\Omega$ Au secondaire la résistance série en présence de charge est constituée de R_2 et de la charge ramenée. En égalisant ces deux contributions il faut que la charge de 50Ω ramène $4833 \times 2=9666\Omega$ d'ou le rapport de transformation

$n/n_1 = \sqrt{\frac{9666}{50}} = 13,9$ et $R_2=9666\Omega$. Reste la valeur du condensateur de couplage $470/13,9=33,8pF$

Le transformateur d'entrée doit adapter les 1000Ω , impédance d'entrée du transistor et les

50Ω de l'impédance de source, soit un rapport de transformation $\sqrt{\frac{1000}{50}} = 4,47$

Les bobinages sont réalisés dans des pots de ferrite de coefficient $Al=63nH/sp^2$, ils comportent donc $\sqrt{\frac{53900}{63}} = 29,24$ spires

Compte tenu de l'imprécision de ces calculs nous avons choisi les valeurs arrondies qui sont indiquées sur la figure.

Autour de la fréquence centrale le transistor à une charge de collecteur voisine de $R1/2=2416\Omega$, son gain est de l'ordre de $\beta \frac{Rc}{h1}=240$, compte tenu des transformateurs d'entrée et de sortie le gain global est alors de l'ordre de $4,47 \times 240 \times 1/13,9=78$

Les amplificateurs HF spéciaux

Pour obtenir une amplification avec un bruit très faible d'autre structures d'amplificateurs HF sont parfois utilisées, nous citerons ici brièvement l'amplificateur à résistance négative et les amplificateurs paramétriques.

L'amplificateur à résistance négative

Considérons une source d'impédance interne R_g associée à une charge R_L et une résistance r placée en parallèle sur l'ensemble.

La tension v_2 aux bornes de la charge est alors :

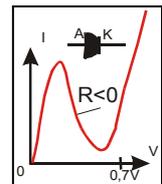
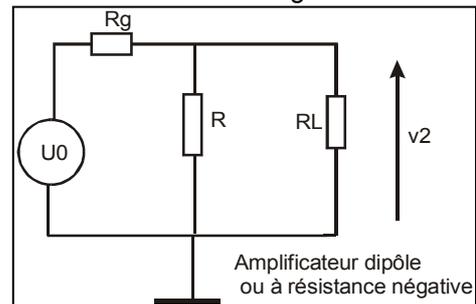
$$v_2 = u_0 \frac{-rR_L}{R_L - r} = u_0 \frac{-rR_L}{R_G R_L - r(R_G + R_L)}$$

le gain peut être supérieur à 1 si r est une résistance négative de module supérieur à $\frac{R_G R_L}{2R_L + R_G}$

Cette résistance négative est en général obtenue avec une diode tunnel convenablement polarisée. Et parfois refroidie pour diminuer le bruit.

La mise au point d'un tel amplificateur pour lequel entrée et sortie sont confondues (amplificateur dipôle) est délicate, il est en particulier difficile d'éviter des oscillations très haute fréquence

Une diode tunnel est une jonction PN fortement dopée pour laquelle la tension Zener est devenue positive. Les diodes tunnels sont devenues rares sur le marché et de mise en œuvre délicate.



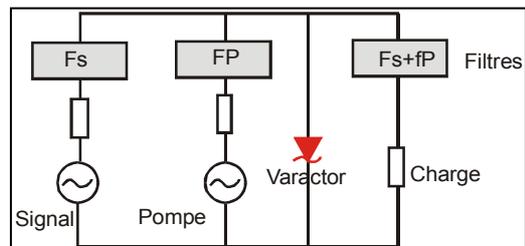
Les amplificateurs paramétriques à varactors

Les varactors ne sont pas autre chose que des diodes dont la capacité de jonction varie avec la tension appliquée, comme les diodes à capacité variable (varicaps) mais adaptées pour un emploi aux très hautes fréquences.

Considérons le montage ci contre associant une source, un générateur de pompe, une charge et un varactor sur un même conducteur via trois filtres passe bande

Si f_s f_p sont les fréquences de la source et du signal de pompe, on peut montrer que la puissance recueillie sur la charge à travers le filtre passe bande centré sur $f_s + f_p$ peut atteindre la

$$\text{valeur: } P_{out} = P_s \frac{f_p + f_s}{f_s}$$



Plus précisément Manley et Roove ont établi les relations :

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{m,n}}{mf_s + nf_p} = 0$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{m,n}}{mf_s + nf_p} = 0$$

ou $P_{m,n}$ est la puissance circulant à travers la réactance à la fréquence $nf_s + mf_p$ (Positive si elle est dissipée)

Ces amplificateurs sont surtout utilisés en hyperfréquence avec une technologie guide d'ondes