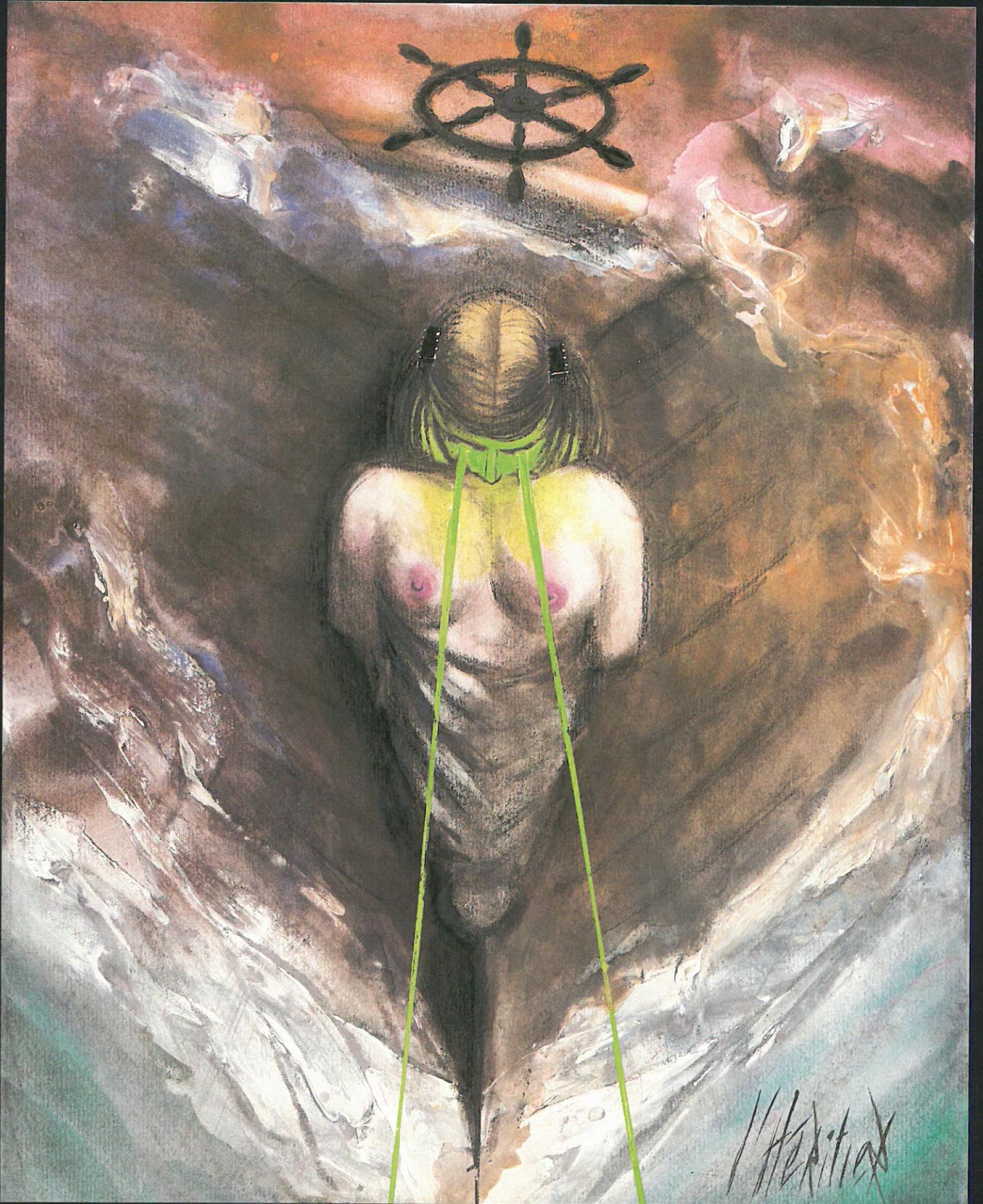


ELECTRONIQUE

Bimestriel N° 30 - 21 F
Juin-Juillet 1983

APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489 X



SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 415 MIL. : CANADA : CAN \$ 3,50
ESPAGNE : 450 PESETAS - BELGIQUE : 170 F.B.

ELECTRONIQUE

Bimestriel N° 30 - 21 F
Juin-Juillet 1983

APPLICATIONS

121 N 3013 400



SURSE: 7.50 FR | TUNISIE: 2.414 ML | CANADA: CANE 3.50
ESPAGNE: 400 PESETAS | BELGIQUE: 170 FB

ELECTRONIQUE APPLICATIONS est une publication bimestrielle de la Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Téléc. : PGV 230472 F

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**
Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby** Couv. : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 117 F (Etranger)**.

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :

Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Copyright 1983 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : Mai 1983 N° éditeur : 1123

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse

Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard - Imprimerie Edicis, 91019 Evry - Commission Paritaire N° 59-178 - Dépôt légal Mai 1983

N° 30 -

JUIN-JUILLET 1983

SOMMAIRE

Analyse

Applications pratiques du filtrage numérique 79

Applications

Régulateur à découpage 51

Déflexion verticale TV en circuit intégré 67

Composants

Un miroir de courant à facettes multiples 91

Médical

La résonance magnétique nucléaire en médecine 101

Micro informatique

Analyse dynamique d'empreinte 25

17 K de RAM pour le prix de 16 31

Simulateur de REPRON 37

Logiciel de haute définition pour ZX 81 43

Contrôle de processus par micro-ordinateur 59

Nouveautés 12

Répertoire des annonceurs 96

Page Abonnement 114

Cartes « Service-Lecteurs » 115-116

Ont participé à ce numéro : Jacques Ceccaldi, N. Chanoine, Patrick De Halleux, D. Dubos, D. Gosseau, Patrick Gueulle, J.-M. Jullian, B. Marchal, J.-M. Merval, Jean Saborin, H. Schreiber, Jacques Trémolières.

NOUVEAUTES

Ampli-op « quad »

Le circuit TD0064 est un amplificateur opérationnel rapide à entrées JFET.

Ses caractéristiques essentielles sont :

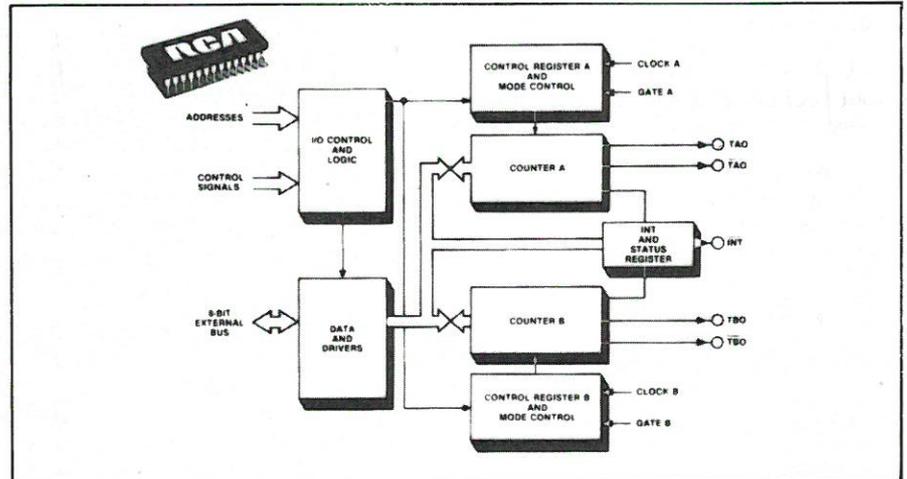
- une pente de sortie élevée ($3,4 \text{ V}/\mu\text{s}$),
- un faible courant de polarisation et de décalage (30 pA typ.),
- un faible coefficient de température pour la tension de décalage ($10 \mu\text{V}/\text{C typ.}$),
- une faible consommation ($200 \mu\text{A typ./ampli}$),
- une large gamme de tension en mode commun et différentiel,
- une protection des sorties contre les courts-circuits,
- une entrée JFET très haute impédance ($10^{12} \Omega$),
- une compensation de fréquence interne,
- pas de verrouillage de la tension de sortie.

Cet ampli-op quadruple est livré en boîtier DIL 8 broches, en microboîtier, et est disponible sous trois formes :

- TDC0064 : $-55, +135 \text{ }^\circ\text{C}$;
- TDE0064 : $-25, +85 \text{ }^\circ\text{C}$;
- TDB0064, A et B : $0, +70 \text{ }^\circ\text{C}$

Thomson-Efcis

SERVICE-LECTEURS N° 109



Double compteur-timer programmable

Deux décompteurs 16 bits programmables contrôlés par deux registres 8 bits constituent les éléments principaux du double compteur-minuteur C-MOS « CDP 1878 ».

Les registres définissent les modes opératoires de chaque compteur-timer. Au total, cinq modes sont programmables avec en plus la possibilité de contrôle des niveaux.

Les registres de contrôle permettent la définition des modes, départs et arrêts commandés par programme, des interruptions et un contrôle op-

tionnel de lecture qui permet une lecture stable du compteur.

Les compteurs et les registres sont directement adressables en zone mémoire par n'importe quel microprocesseur classique de même que les entrées/sorties des compteurs et registres quand le CDP 1878 est utilisé avec le système CDP 1800.

Chaque compteur a la possibilité de contrôle par logiciel d'une sortie d'interruption commune. Un registre d'état interne indique quel compteur a atteint la fin de comptage. Pour faciliter le contrôle d'éléments périphériques, chaque sortie est disponible avec son complément.

Les cinq modes de fonctionnement du CDP 1878 sont : fin de comptage unique et répétitif, monostable, générateur de rythme et rapport cyclique variable. Dans cette dernière application, la sortie répétitive avec rapport cyclique variable est particulièrement utile dans les commandes de moteurs.

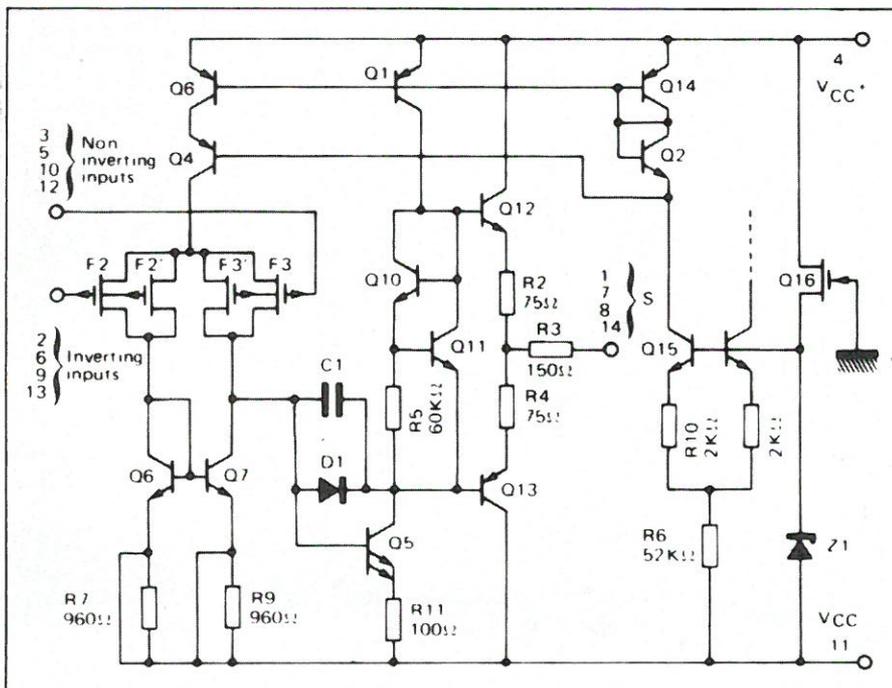
RCA

SERVICE-LECTEURS N° 110

Echantillonneur - Bloqueur monolithique

Réalisé en technologie « isolation diélectrique », ce nouvel échantillonneur-bloqueur est plus particulièrement destiné aux systèmes d'acquisition de données rapides et de haute précision.

Il offre pour cela un temps d'acqui-



sition à 0,01 % de une microseconde (en utilisant uniquement le condensateur de stockage interne), un rythme de décroissance de la tension stockée de 0,08 microvolt par microseconde, et un transfert de charges de 0,01 picocoulomb.

Les applications concernent surtout l'échantillonnage de tensions rapides et à bas niveau.

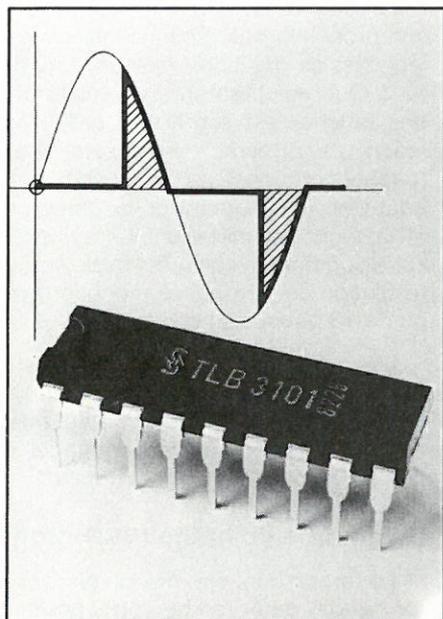
Il existe en boîtier céramique 14 broches, en gamme de température militaire (- 55 à + 75 °C).

MHS

SERVICE-LECTEURS N° 111

Circuit d'asservissement de phase

La réalisation de circuits de régulation attaquant sur un angle de phase modulable chaque demi-onde d'une tension alternative de 0 à 180 degrés et n'acheminant à l'utilisateur que la quantité d'énergie restante implique la mise en œuvre d'une électronique complexe. C'est pourquoi, pour des raisons de prix, mais aussi d'encombrement, cette solution élégante pour contrôler une tension sans perte et sans transformateur était jusqu'alors essentiellement réservée aux biens d'équipement. Voici maintenant sous la référence TLB 3101 un circuit intégré permettant de réaliser des asservissements de phase compacts pour matériels « grand-public ». Ce module, qui regroupe sur une seule puce un amplificateur opérationnel, des comparateurs et un générateur de dents



de scie, délivre des courants pulsés d'amorçage pouvant aller jusqu'à 100 mA, destinés à l'interrupteur proprement dit (triac). Les fabricants d'appareils ne se heurteront ainsi plus au problème posé par l'intégration d'un grand nombre de petits composants sur un espace restreint. L'asservissement de phase, méthode de régulation économique et raffinée, va donc sous peu devenir à la portée de tous, utilisateurs de mixers ménagers ou de perceuses électriques, par exemple : une fois réglée, la vitesse de rotation de la machine ne change plus avec l'effort.

La tension d'alimentation de ce nouveau module, 10 à 30 V, stabilisée par une diode Zener interne, est prélevée directement sur le secteur via une résistance série. Toute source supplémentaire est par conséquent superflue. L'angle d'attaque de phase est communiqué au module par une tension de commande, qui est comparée dans le circuit à la tension en dents de scie synchrone du secteur. La tension de commande - donnée par exemple par un simple potentiomètre - peut aller de 1,2 à 4,0 V, et correspond à des angles d'attaque situés entre 175 et 0 degrés.

Siemens

SERVICE-LECTEURS N° 112

Contrôleur de « CRT » semi-graphique

La nouvelle carte « EFS-GIVE » compatible avec le bus G64 est un

module contrôleur de visualisation alpha-numérique et semi-graphique de 25 lignes de 40 caractères. Ce module se connecte directement à un téléviseur couleur ou à un moniteur monochrome (625 lignes, 50 Hz ; 525 lignes, 60 Hz) et permet la visualisation de 8 couleurs ou 8 niveaux de gris.

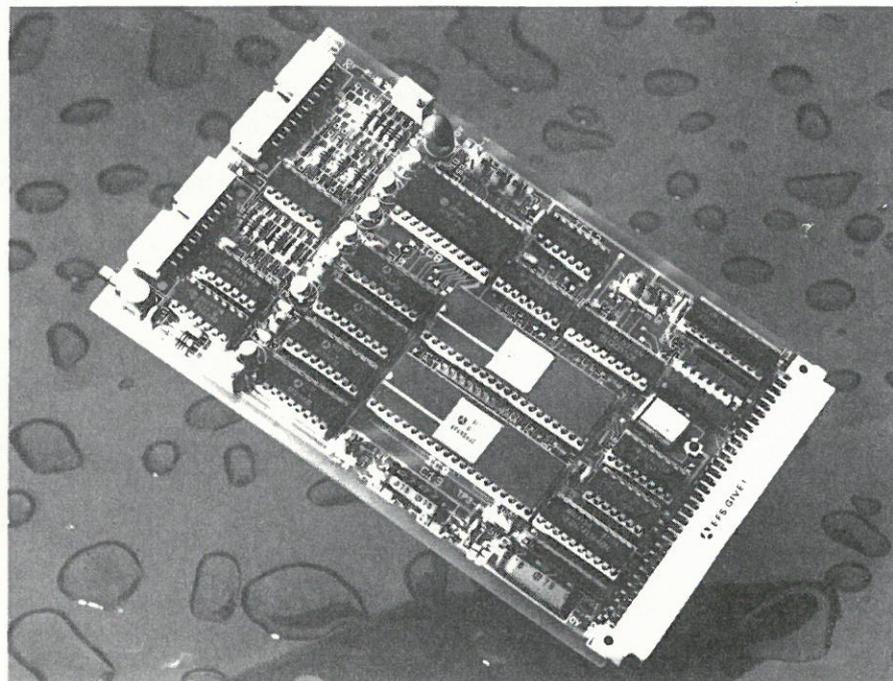
Les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- 25 lignes de 40 caractères,
- générateur de caractères internes : 128 caractères alpha-numériques, 128 caractères semi-graphiques,
- générateur de caractères externes : extension jusqu'à deux jeux de 96 caractères supplémentaires qui peuvent être chargés dynamiquement,
- possibilités de visualisation : double hauteur, double largeur, inverse vidéo, clignotement, surlignage, roll-up, roll-down programmable, zoom, curseur, incrustation,
- sorties : vidéo composite 1 V, 75 Ω, prise péritelévision (norme SCART),
- entrées : horloge externe 3,5 MHz, signal de synchronisation trame pour l'incrustation.

La consommation est de 500 mA max à 5 V ou 10 mA max à 12 V et la gamme de températures de fonctionnement va de + 5 °C à + 55 °C.

Thomson-Efcis.

SERVICE-LECTEURS N° 113



Poste de soudage-dessoudage

Le poste de soudage-dessoudage DS700 bénéficie des derniers perfectionnements en la matière ; il est parfaitement adapté à la production comme au laboratoire.

Il se compose des éléments suivants :

- un fer à souder stylo basse tension (24 V - 50 W),
- un fer à dessouder équipé d'un collecteur d'étain transparent, de nettoyage facile, et d'une tête d'aspiration étanche,
- les deux supports de ces outils,
- un boîtier de commande dont nous verrons le détail ci-après,
- une pédale de déclenchement de l'aspiration (dessoudage),
- des accessoires pour le dessoudage : gamme de 8 buses interchangeables traitées « longue durée » et outil de nettoyage.

Le boîtier de commande réunit les fonctions suivantes :

- Alimentation du fer à souder avec régulation électronique de température de la panne et affichage digital de cette température par ailleurs réglable

par potentiomètre d'une manière continue de 40 à 400 °C.

- Alimentation du fer à dessouder selon les mêmes critères.
- Système d'aspiration utilisant une pompe intégrée ou, par action sur un inverseur, l'air comprimé existant dans l'atelier ou le laboratoire.
- Un manomètre de contrôle pour l'aspiration (gradué de 0 à - 1 bar).
- Des inverseurs consigne/travail pour les deux fers.
- Un disjoncteur thermique et une sortie auxiliaire 24 V alternatifs.

Les températures respectives des fers à souder et à dessouder peuvent être situées avec une grande constance du fait du temps de réponse très court de l'élément chauffant.

La consigne ainsi que la température d'utilisation sont affichées sur la façade de l'appareil ; la précision de température est de ± 2 °C.

La conception de la régulation est telle que les fers sont totalement exempts de parasites, ce qui permet des interventions sans risque sur des circuits utilisant les technologies MOS ou dérivées.

Weller-Cooper

SERVICE-LECTEURS N° 105

Ordinateur personnel et professionnel

Pour le cadre ou le dirigeant d'entreprise, le nouvel ordinateur professionnel de Texas Instruments est un outil permettant aussi bien le traitement de textes que la gestion de fichiers, la communication des données, le traitement graphique des données ou leur planification financière que le traitement des messages parlés ou écrits.

Plus qu'un ordinateur au sens classique du mot, c'est un système personnel complet de traitement de l'information pouvant utiliser une grande variété de progiciels spécialement conçus pour un utilisateur dans un environnement de bureau.

Utilisant un microprocesseur 8088, l'ordinateur professionnel de Texas Instruments bénéficie des quatre systèmes d'exploitation 16 bits les plus courants tels que MS DOS, CP/M86, Concurrent CP/M86 et P System, et d'une gamme extrêmement large de progiciels de micro-ordinateurs. Parmi les plus connus, on note Supercalc, DBase II, Multiplan, Easywriter 1.1. et II, Easyspeller, PFS, (programmes de gestion de fichiers et de graphiques), Wordstar. Les langages disponibles incluent le MS Basic, MS Cobol, MS Fortran, MS Pascal, CBasic, enfin le Pascal P System.

Des logiciels en Basic, Cobol, Fortran et Pascal sont disponibles sous divers systèmes d'exploitation.

Affichage de haute définition et clavier ergonomique

Le clavier détachable frappe par son profil très bas. Son inclinaison est réglable, ce qui lui permet de s'adapter à tous les utilisateurs. La sensibilité des touches est similaire à celle des machines à écrire électriques. Ces touches, groupées par fonctions, sont adaptées pour optimiser la précision et la facilité d'utilisation. Le système est disponible avec un écran de haute résolution de 12 pouces monochrome ou de 13 pouces en couleur.

L'écran monochrome (phosphore vert) et l'écran couleur permettent d'afficher 25 lignes de 80 caractères, ce qui correspond à une page tapée à la machine en espacement double.

Graphique de haute résolution

Le graphique est disponible sous forme de deux cartes optionnelles.





L'une est uniquement utilisée pour les systèmes monochromes, l'autre permet de disposer d'un graphique couleur, ce qui sur un affichage monochrome permet d'avoir une échelle de travail se trouvant sur la carte graphi-

que, il n'est pas nécessaire de faire appel à la mémoire utilisateur.

Mémoire additionnelle intégrée

Cet ordinateur possède en standard 64 K octets de RAM, avec une

extension possible à 256 K octets. La mémoire de masse est constituée par une unité de disque souple de 320 K octets et elle peut être augmentée par une deuxième unité de disque souple de 320 K octets, ou par un disque Winchester de 5 ou 10 méga-octets intégré à l'unité centrale.

L'imprimante associée

Cette nouvelle imprimante à impact, modèle 850, vient en complément de l'ordinateur professionnel et permet d'imprimer divers jeux de caractères à la vitesse de 150 caract./s à l'aide d'une matrice à aiguille 9 x 9 points.

Options futures

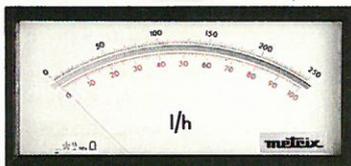
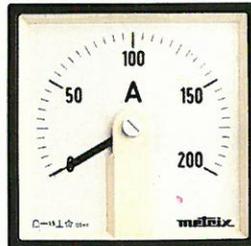
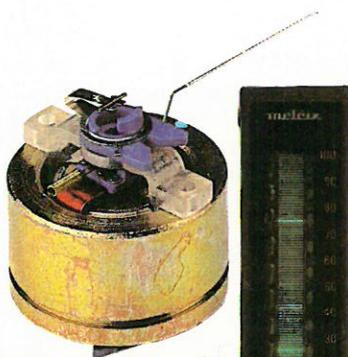
Parmi les futures options qui seront disponibles sur l'ordinateur professionnel de Texas Instruments, la reconnaissance vocale soulèvera sans aucun doute un grand intérêt. Grâce à cette option, l'utilisateur enseignera à l'ordinateur la reconnaissance de certaines commandes vocales.

Texas Instruments

SERVICE-LECTEURS N° 106

HIER, AUJOURD'HUI, DEMAIN, LA MAÎTRISE METRIX.

MARCEL GERMON CONSEILS 563



Indicateurs de tableaux : la systématique novatrice

La vocation de METRIX est prédominante partout où la précision de la mesure prime sur l'indication.

Apprécié pour sa gamme d'indicateurs de tableaux à haute sensibilité, METRIX lance une série professionnelle pour l'électrotechnique.

Série Europe. C'est une gamme universelle adaptée aux exigences industrielles, qui propose des formats carrés :

- soit en fûts carrés aux normes DIN,
- soit en fûts ronds.

Ces indicateurs sont munis d'équipages ferromagnétiques ou magnétoélectriques aux déviations de 90° ou 240°.

La série Europe existe en 4 formats normalisés aux cadrans très facilement interchangeables par la face avant. Fonctions standard : Voltmètre, Ampèremètre, Wattmètre, Cosinusphimètre, Maximummètre, Fréquencemètre, etc.

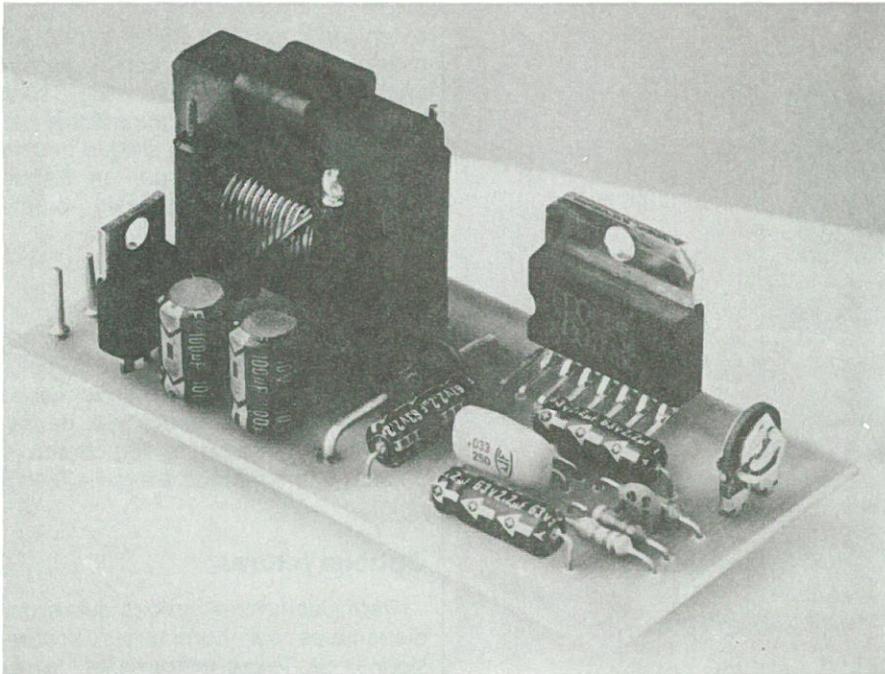
Une systématique éprouvée pour des applications professionnelles.

METRIX dispose d'un laboratoire de Métrologie officiellement agréé B.N.M.

metrix

UNE ÉTINCELLE D'AVANCE

ITT Composants et Instruments - Division Instruments METRIX
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 - F 74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52.81.02 - Télex 385131



Régulateur monolithique à découpage

Remplaçant des modules hybrides coûteux, le régulateur à découpage L296 délivre 4 A sous une tension programmable de 5,1 à 40 V et comporte des dispositifs tels que démarrage progressif, limitation de courant programmable, inhibition à distance et sortie de « reset » pour microprocesseurs.

Le L296 est monté dans un boîtier plastique multiwatt 15 broches et très peu de composants externes sont nécessaires. De plus, travaillant avec un bon rendement à des fréquences de découpage allant jusqu'à 200 kHz, la dimension et le coût de composants du filtre extérieur sont réduits considérablement. Une tension de référence de précision ajustée sur le chip élimine le besoin d'un trimmer.

Très utilisée dans les systèmes à microprocesseur, la sortie « reset » apporte un signal temporisé lorsque la tension atteint un seuil prééglé.

La temporisation et le seuil peuvent être tous deux programmés par des composants extérieurs permettant ainsi la surveillance de la tension d'entrée ou de la tension de sortie.

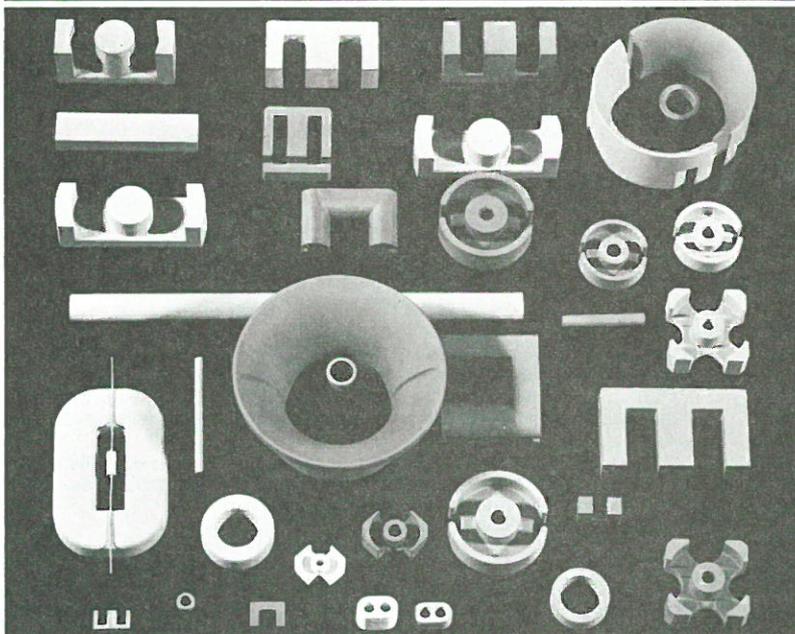
Le L296 est protégé contre les inversions de polarité en entrée et contre les surcharges thermiques. Une protection contre les courts-circuits externes est apportée par le limiteur de courant programmable.

Plusieurs L296 peuvent être synchronisés facilement et la commande à distance ON/OFF est simplifiée par l'utilisation de l'entrée « inhibit » compatible TTL. Le temps de montée à la mise sous tension est programmé par une capacité extérieure.

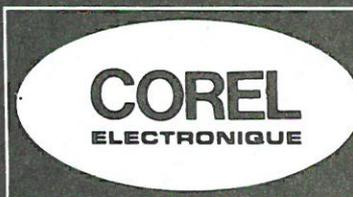
SGS-ATES

SERVICE-LECTEURS N° 114

FERRITES DOUX



DISTRIBUTEUR AGREE



SON STOCK
SON SERVICE

ECO-PRESS

67-69 r. de la Colonie, 75013 PARIS - Télex : 200493 F Corel - Tél. 580.45.00+

SERVICE-LECTEURS N° 221

RAM 64 K

Cette mémoire RAM 64 K, dynamique, est conforme aux exigences militaires de la norme MIL STD 883, méthode 5004, classe B ; ce circuit N-MOS, organisé en 64 K × 1, peut être fourni avec des temps d'accès de : 150, 200, et 250 ns (références respectives ; MKB 4564P-82/83/84) ; il est utilisable entre - 55 ° et + 110 °C.

Pour les applications militaires à haute densité, le constructeur offre les mémoires RAM 64 K, dynamiques, en boîtier chip carrier (LCC), en tous points conformes à la MIL STD 883, classe B.

Des temps d'accès de 150, 200 et 250 ns sont disponibles (MKB 4564E-82/83/84), fonctionnant dans la gamme de températures de -55° à $+110^{\circ}$ C. Le boîtier conforme au standard JEDEC est du type F.

Mostek

SERVICE-LECTEURS N° 115

Thyristors 25 A

Ces thyristors, C129 A/M et JEDEC 2N6504/08, en boîtier TO220, existent dans la gamme 50 à 600 V et peuvent contrôler 25 A efficaces. Ils couvrent largement les spécifications électriques de la série 2N681/690, avec un I_{TSM} de 300 A et un dV/dt de 125 V/ μ s typique.

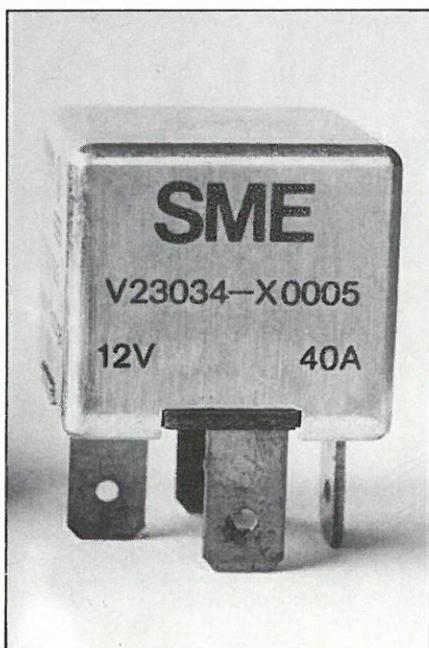
Ils conviennent particulièrement aux applications demandant un fort courant d'appel, chargeurs de batteries, alimentations, allumage de moteurs à explosions, flashes électroniques, commandes de moteurs, soudure, etc.

General Electric-C.C.I.

SERVICE-LECTEURS N° 116

Relais pour l'automobile

Il s'agit de deux relais miniatures pour tension continue, destinés principalement à l'automobile. Le relais de



commutation F4, par exemple, convient particulièrement bien pour la condamnation centralisée des portières.

Avec un courant permanent limite de 40 A, il peut également assister la clef de contact. Le F4 est également équipé d'un contact de fermeture. Le branchement se fait par des connecteurs plats de 6,3 mm, couramment utilisés dans la construction automobile. Par rapport aux relais précédemment employés, ce modèle se caractérise par une puissance dissipée considérablement moindre du circuit de contact, d'où un échauffement extrêmement réduit.

Egalement nouveau venu sur le marché, le relais de commutation F7 admet sans problème une intensité permanente limite de 70 A.

Le F7 supporte sans dommages des pointes de courant de 125 A – échauffement des bougies – pour pouvoir faire démarrer une 6 cylindres Diesel en moins d'une seconde. Ce délai suffit en effet pour que soient atteints les 900 °C nécessaires.

Siemens

SERVICE-LECTEURS N° 117

Trimmer miniature multitours

De dimensions réduites : 6,6 x 6,8 et 4,6 mm d'épaisseur, ces potentiomètres d'ajustement multitours conviennent parfaitement pour être utilisés sur des circuits imprimés. Leur forme carrée permet l'implantation côte à côte pour toutes les orientations de l'axe de commande sans sauter de pas. La précision de l'ensemble mécanique vis/pignon associé au contact multibrins en métal noble confère à ce trimmer une très bonne stabilité de réglage et une variation typique de la résistance de contact inférieure à 1 % de R_n .

Le trimmer T₆ figure sur les listes préférentielles interarmées GAM-T-1. Il est en cours d'homologation selon les normes NFC 83251 et CECC 41101-005 désignation PM 84. Il correspond au modèle RJ 26 de la MIL-R-22097. Deux versions sont offertes qui se différencient par la position du dispositif de commande par rapport au plan du circuit.

Sfernice

SERVICE-LECTEURS N° 118

claviers souples



PLUS DE 50 MODÈLES STANDARD DE 1 A 58 TOUCHES

Claviers de 1-4-8-12-16-20-28-40 et 58 touches.

Kits pour prototypes avec claviers neutres pouvant être marqués par l'utilisateur.

Disponibles sur stock.

Réalisations spéciales sur demande.

BRADY



W.H. BRADY
Route d'Ardon
45370 JOUY-LE-POTIER
Tél. : (38) 45.80.65
Télex : 780 610

SERVICE-LECTEURS N° 252

**Un nom dans la rétraction des gaines et manchons, du PVC au Téflon...
LEISTER**



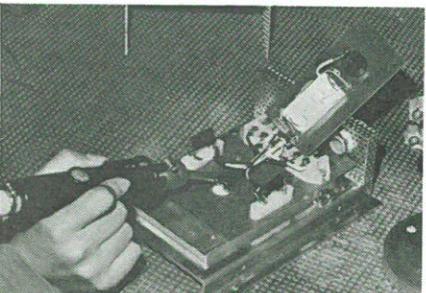
LEISTER-TRIAC □

Air chaud réglable en continu entre 20 et 700 °C. Déjà fort connu et longuement éprouvé, mais **nouveaux déflecteurs.**



LEISTER-GHIBLI □

Réglable en continu de 20 à 600 °C. Débit réglable de 40 à 300 litres/minute. **Affichage de température en direct**, quels que soient le débit d'air et le déflecteur choisis.



LEISTER-LABOR □

Un mini-chalumeau réglable de 20 à 600 °C et en débit de 5 à 150 litres/minute. **Ultra-léger : 140 grammes.**

Utiles également pour **Soudages étain - Dessoudages - Débouchages de cartes, etc.**

Demandez notre documentation F378

SAPELMECA

57 rue Brancion - 75015 PARIS
Tél. 533.64.56 - Telex 250.913

SERVICE-LECTEURS N° 220

Applicateur de liquides

Le modèle 1000VE-100 est un applicateur de liquide automatique qui fait des dépôts d'encres, de marquages, d'époxyes, d'adhésifs instantanés, de pâtes à souder.

Le 1000VE-100 est un appareil petit et compact nécessitant une alimentation à air comprimé (jusqu'à 7 bars) et un raccordement en 230 V. Un transformateur interne ramène la tension à 24 V pour la sécurité. En réglant le temps (de 50 millisecondes à 1 seconde), la pression de l'air et la taille de l'embout, on peut appliquer des points aussi petits que 0,13 mm de diamètre.

Le liquide est mis dans la seringue. En appuyant sur la pédale, l'impulsion minutée de l'air fait sortir de l'aiguille la quantité de liquide préréglée.

Il élimine les moyens d'application manuels, comme les pissettes, réduit le gaspillage de liquides et assure la bonne application de ces liquides avec une productivité infiniment plus grande que ces méthodes manuelles.

Possédant un générateur de vide interne, le 1000VE-100 empêche l'égouttement liquide à basse viscosité entre les cycles d'application. Cette commande de vide réglable peut être supprimée par basculement d'un interrupteur quand on a à appliquer des liquides visqueux comme les pâtes à souder.

M.S.A.

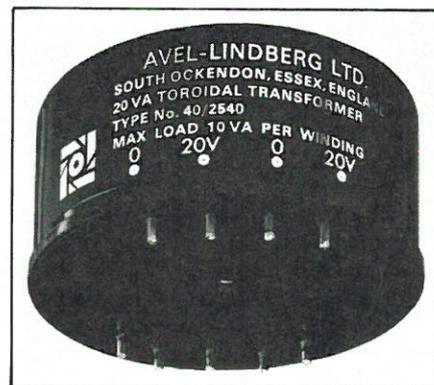
SERVICE-LECTEURS N° 119

Transformateurs toriques

Cette gamme comprend aussi bien des types montés sous boîtier pour montage sur cartes de circuit imprimé qu'à fils de sortie flexibles, et ceci en puissance de 15, 20, 30 et 50 VA (circuits imprimés) ; et 15, 30, 50, 90 et 130 VA (type à fils flexibles).

Ces transformateurs constituant une partie d'une gamme « standardisée », sont disponibles sous court délai, et présentés dans des boîtiers thermoplastiques solides, noyés dans une résine, ceci offrant une protection contre les dommages accidentels.

Les enroulements primaires, 110 + 110 V, peuvent être connectés en



série ou en parallèle à une fréquence nominale de 50/60 Hz, dans une gamme de 47 à 400 Hz. Les autres voltages primaires 115 + 115 V, conçus originellement pour le marché U.S., ainsi que 120 + 120 V, pour les marchés anglo-saxons, sont également disponibles, pour les produits, par exemple, construits en France pour l'exportation.

Les enroulements secondaires de 6, 9, 12, 15, 18, 20, 22, 25, 30, 35 et 40 volts r.m.s. sont inclus dans cette gamme, en corrélation avec la puissance et le type de transformateur choisi. Ces sorties secondaires peuvent être connectées en série, en parallèle ou isolées.

Il est possible de spécifier 400 types de transformateurs de puissance toroïdaux différents à partir des 50 types de base en utilisant des combinaisons diverses d'enroulements primaires, secondaires, de puissance ou de fils de sortie flexibles.

Avel Lindberg-Tradelec

SERVICE-LECTEURS N° 120

Une imprimante silencieuse

L'imprimante ligne 6085 établit de nouvelles normes. Elle imprime à 600 lignes par minute à moins de 50 dBA. Son silence permet de l'utiliser dans l'environnement de bureau le plus exigeant en matière d'ergonomie. Non seulement la 6085, développée en Europe, se conforme aux nouvelles lois sur la limitation du niveau sonore, mais celui-ci est néanmoins nettement inférieur aux contraintes légales.

De plus, la 6085 apporte une excellente qualité d'impression et de nombreux jeux de caractères.

Centronics

SERVICE-LECTEURS N° 121

Source U.V. miniature

Cette source ultraviolette : « Ultra Novar » émet une énergie primaire à 370 nanomètres.

Le filtre étanche a été étudié pour laisser passer un peu de lumière visible de façon à ce que l'utilisateur puisse « voir » la lumière U.V. La lampe, d'un diamètre de 15 mm seulement, est reliée au boîtier d'alimentation par un cordon extensible. Cette miniaturisation et cette maniabilité facilitent l'utilisation dans les endroits



difficiles, comme par exemple à l'intérieur d'une cavité.

Le boîtier est alimenté en basse tension à partir d'un transformateur extérieur, ce qui évite tout danger d'électrocution. Cette source est idéale pour la polymérisation « in situ » des colles U.V., pour le contrôle par fluorescence, et permet de polymériser les colles optiques.

Epotecny

SERVICE-LECTEURS N° 122

Entretien des têtes magnétiques

Le kit Floppiclène sert à l'entretien et au nettoyage des têtes magnétiques de lecture/écriture d'unités de disques souples.

Le disque de nettoyage, amovible et rechargeable, utilisé avec le fluide Safeclene, nettoie les têtes, élimine les risques de recontamination et d'usure de la tête et permet ainsi une transmission des données sans erreurs.

Le kit Floppiclène assure la maintenance d'une unité de disquette simple ou double et est disponible en format 8" ou 5" 1/4 (50 disques rechargeables).

Automation Facilities-
Technology Resources

SERVICE-LECTEURS N° 123

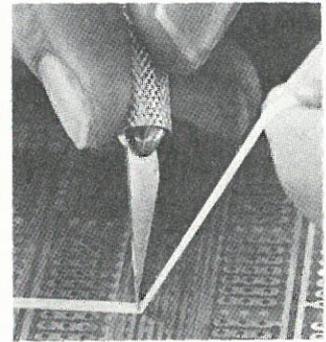


CIRCUIT IMPRIMÉ FRANÇAIS

TRANSFERTS CUIVRES ADHESIFS

 **Bishop**

*Une solution simple
et rapide*



QUELQUES IDÉES...

- Vous pouvez faire un circuit imprimé par gravure directe ou par méthode photosensible et réaliser la seconde face par transferts cuivrés.
- Un oubli ou un STRAP côté composants ou côté cuivre est vite réparé...
- Une interconnexion qui demande un peu de souplesse pour le démontage...
- Modification du circuit pendant les essais, sans nécessité de refaire une plaque...
- Circuit imprimé sur le support de votre choix...
- Dépannage d'un circuit.
- Changement d'un circuit intégré mal dessoudé.
- Superposition de pistes...

documentation et liste des points de vente contre enveloppe affranchie à 2,30 F

TOUT POUR LE CIRCUIT IMPRIMÉ

C.I.F.

12, rue Anatole France
94230 CACHAN Tél. : 547.48.00

SERVICE-LECTEURS N° 264

Choix du matériel

Pour mener à bien cette réalisation, il nous fallait disposer d'un système de traitement et de visualisation couleur d'accès rapide et d'un système d'acquisition de 254 entrées analogiques.

Nous avons choisi l'Apple II pour différentes raisons. Ce micro-ordina-

teur dispose d'un mode graphique basse résolution couleur (sous réserve d'y ajouter une carte interface RVB et une « visu » couleur) composé de 40 x 48 demi-dominos pouvant être codés suivant 16 couleurs. Un demi-octet codant un demi-domino, la page mémoire basse résolution de l'Apple II comprend donc 40 x 24 dominos ou octets soit environ un kilo-octet (fig. 1). Un demi-domino peut repré-

senter un capteur élémentaire dont l'accès est réalisé par une écriture en mémoire, ce qui est très rapide en langage machine (quelques microsecondes). D'autre part, l'Apple II fonctionne avec un microprocesseur 6502 qui possède des modes d'adressage très intéressants (indirect, pré-indexé, post-indexé) et avec lequel on peut travailler très facilement en langage machine, grâce à l'assembleur LISA.

Décimal	Hexa	Couleur
0	\$0	noir
1	\$1	magenta
2	\$2	bleu foncé
3	\$3	pourpre
4	\$4	vert foncé
5	\$5	vert 1
6	\$6	bleu moyen
7	\$7	bleu clair
8	\$8	marron
9	\$9	orange
10	\$A	vert 2
11	\$B	rose
12	\$C	vert clair
13	\$D	jaune
14	\$E	aigue-marine
15	\$F	blanc

Couleurs en basse résolution

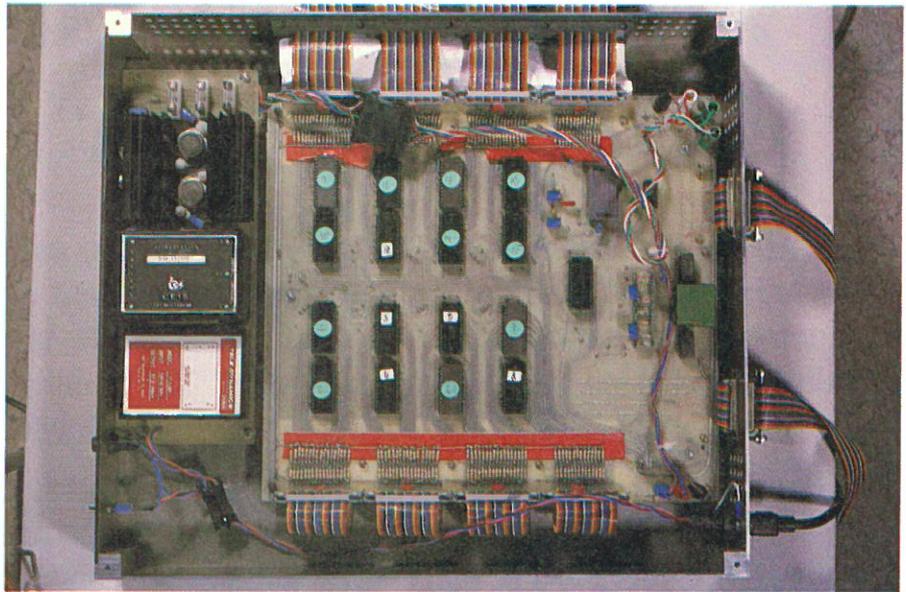


Fig. 1 a.

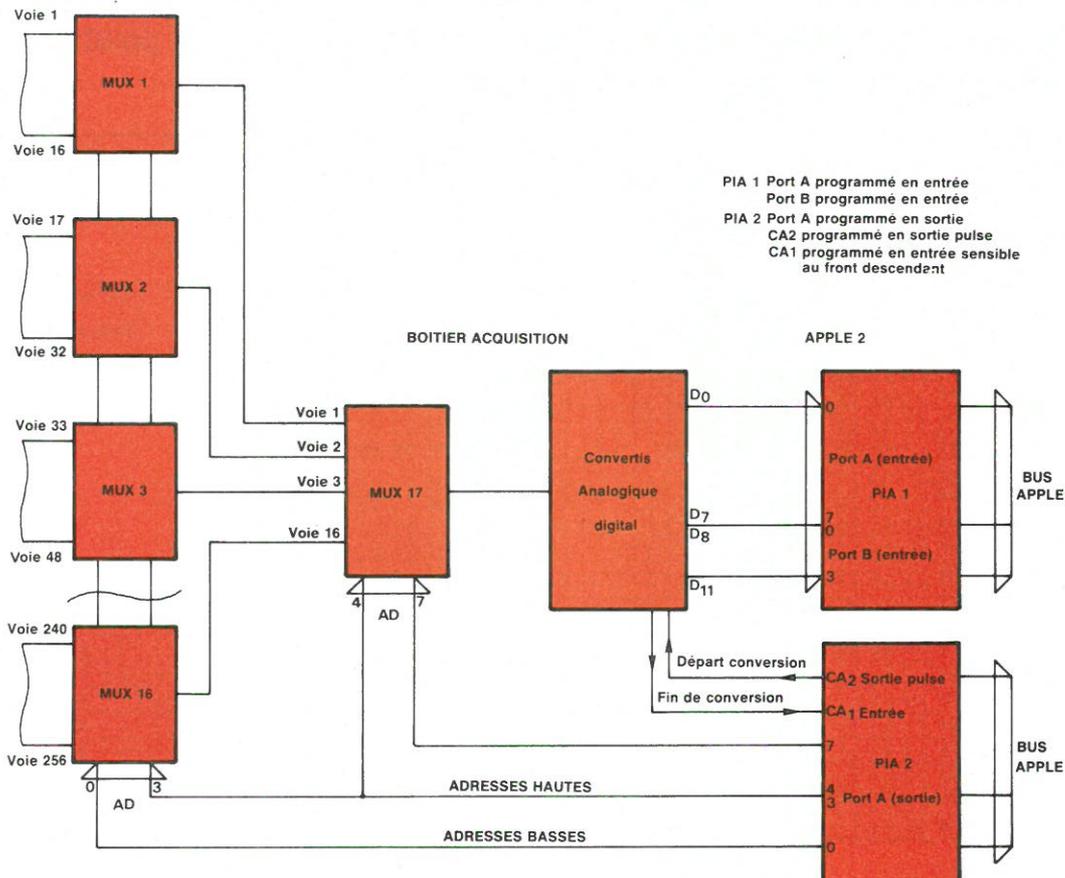


Fig. 2. - Circuit d'acquisition.

Enfin, ce micro-ordinateur est l'un des plus répandus sur le marché et l'un des moins chers.

Le choix du calculateur étant arrêté, il nous fallait réaliser le circuit d'acquisition. Nous avons employé 17 multiplexeurs analogiques de 16 voies vers une, suivis d'un circuit de conversion analogique-digitale (fig. 2). Le convertisseur A/D est un 12 bits (bien que, pour cette application, 4 bits soient suffisants), ce qui permet d'employer ce circuit d'acquisition à d'autres réalisations nécessitant une meilleure définition. (Seuls les 4 bits de poids le plus fort sont ici utilisés.) L'interface entre le calculateur et le circuit d'acquisition sera réalisé par une carte entrée-sortie parallèle, programmée comme l'indique la figure 3.

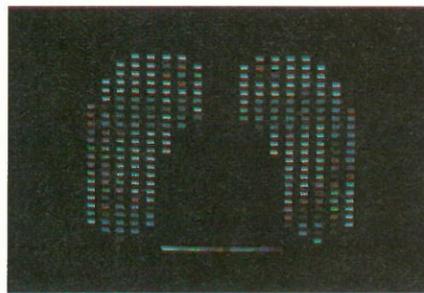


Programmes

L'originalité du programme consiste à créer l'empreinte correspondant aux 254 points de mesure sur l'écran en langage Basic. Une fois cette empreinte constituée, on fait appel à un programme en langage machine qui va explorer systématiquement chaque octet de la page vidéo basse résolution et qui va regarder si cet octet est nul ou non nul. Si l'octet est nul, nous n'avons pas affaire à un point de l'empreinte ; on s'intéresse alors à l'octet suivant. Si cet octet est différent de 0, c'est un point à considérer : on fait alors appel à un sous-programme de conversion analogique/digitale, en ayant adressé la voie analogique adéquate. Cette valeur est ensuite affichée au point détecté. L'exploration de la page vidéo se poursuit jusqu'à trouver un autre octet non nul, auquel cas le même processus se déclenche.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de ce programme, regardons les registres internes et les modes d'adressage du microprocesseur 6502 (fig. 4).

Nous remarquons deux registres « index », c'est-à-dire que leur contenu est susceptible de s'ajouter à une adresse. Le registre X est utilisé comme index d'écran. Celui-ci nous servira à repérer les octets faisant partie de l'empreinte grâce à l'adressage indexé (LDA \$ 400,x par exemple) et, ensuite, à les restituer sur l'écran (STA \$ 400,x). Le registre Y nous servira à repérer les points du capteur, de sorte que chacun d'eux soit affiché à la place correspondante sur l'écran.



Quelques précautions indispensables

Première remarque

On s'aperçoit rapidement que, si la mesure d'un point nous donne une valeur nulle, celui-ci est affiché, mais est ignoré au passage suivant : en

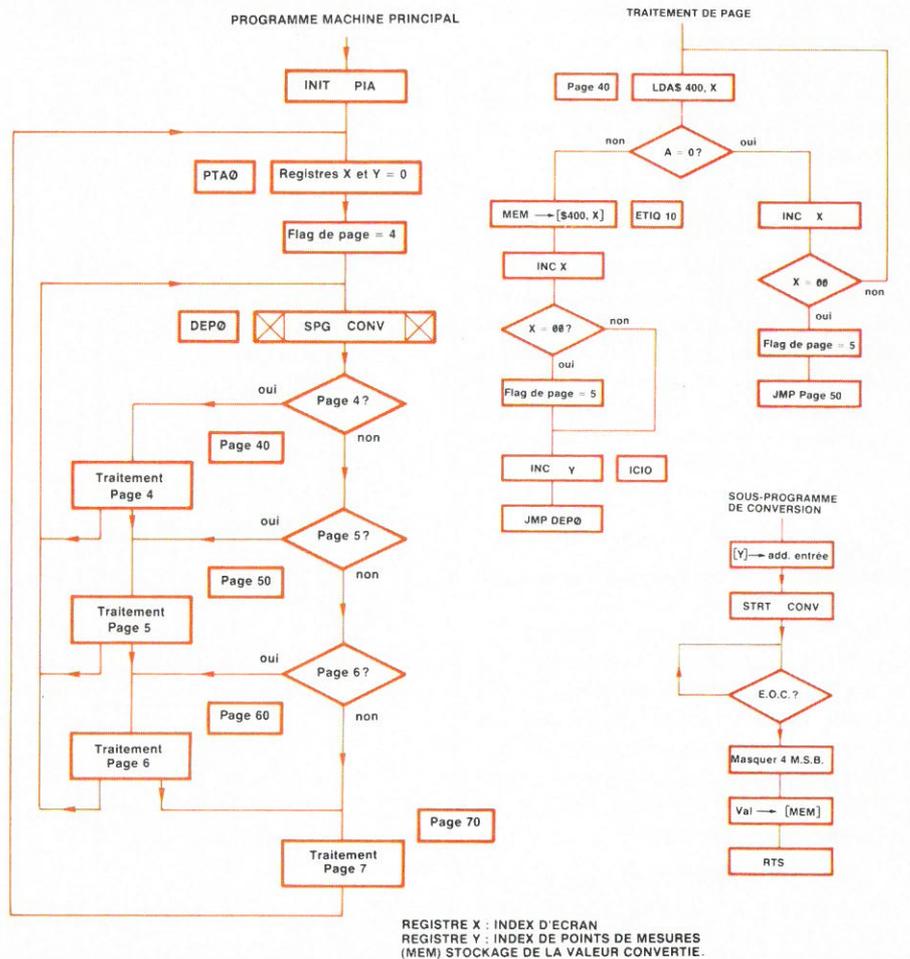


Fig. 3. - Organigrammes.

effet, ce point disparaît car le moyen de détecter celui-ci est justement de regarder si sa valeur est nulle ou non nulle. Pour pallier cet inconvénient, nous avons le choix entre deux solutions :

- supprimer un niveau de couleur ;
- transférer l'empreinte ailleurs qu'en page vidéo (par exemple en \$ 1400 - \$ 1700) de façon à explorer uniquement cette « copie » (LDA \$ 1400,x...), repérer les cases avec l'index X et stocker les points de mesure avec le même index mais cette fois-ci en page vidéo (STA \$ 400,x...). La page « copie » étant seulement lue, il est impossible de faire disparaître les points. Cette deuxième solution permet en outre d'afficher des indications en page vidéo (échelle des couleurs par exemple) sans que ces indications soient considérées par le programme comme des points de l'empreinte.

Deuxième remarque

Pour mettre la page « basse résolution » à zéro avant de créer l'empreinte, il n'est pas possible d'utiliser le programme utilitaire en langage machine situé en - 1998 car celui-ci n'affecte pas un certain nombre d'octets (\$ 477 - \$ 47 F, \$ 4F7 - \$ 4FF, etc.). Ceux-ci n'apparaissent pas sur l'écran mais font partie de l'espace mémoire \$ 400 - \$ 7FF. Il est indispensable de mettre tout cet espace mémoire à zéro.

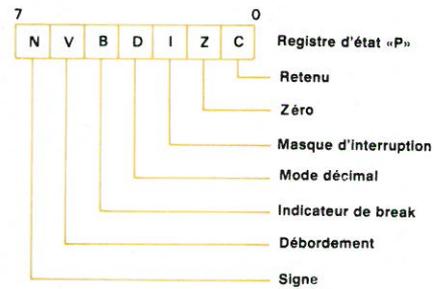
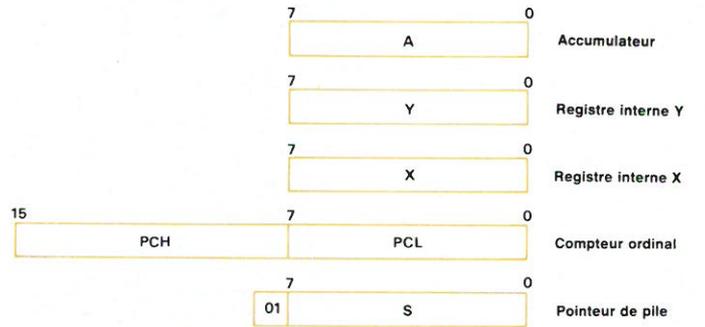
Troisième remarque

La continuité d'adressage de la page vidéo basse résolution n'étant pas en concordance avec la continuité des lignes (fig. 1) il a été nécessaire de câbler les points de mesure de la semelle, sur le circuit de multiplexage d'entrée, dans l'ordre de balayage des lignes d'écran.

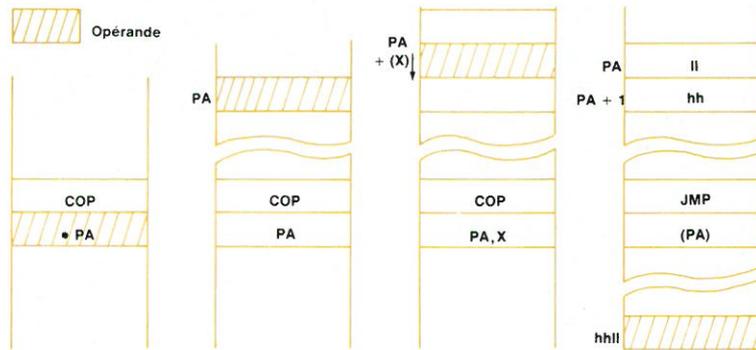
Conclusion

Le dispositif que nous venons de présenter permet de visualiser 30 images par seconde. La définition des images et la discrimination des niveaux de couleurs sont tout à fait satisfaisantes (fig. 5) sous réserve d'employer une carte interface RVB et un moniteur vidéo de qualité.

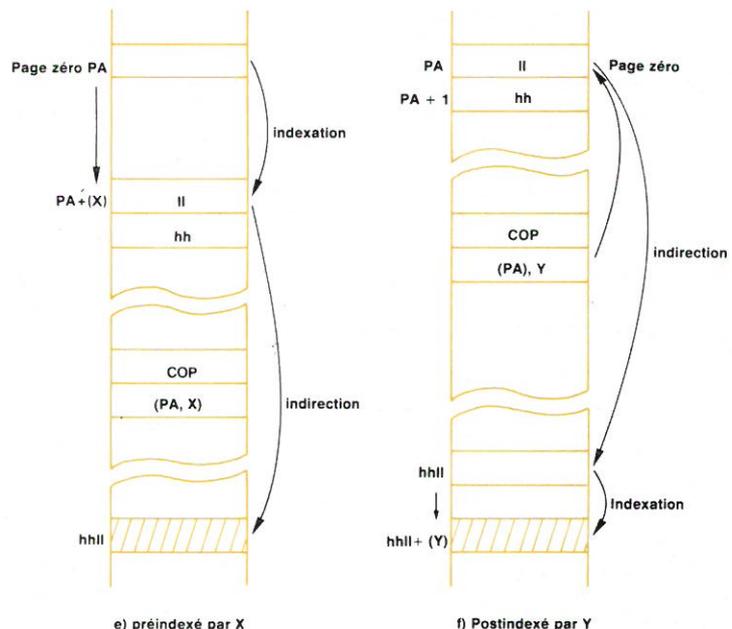
Cette réalisation peut facilement être adaptée à d'autres applications nécessitant une dynamique relativement élevée pour un investissement modeste. En particulier, le problème



Registres internes du 6502



a) immédiat b) absolu c) indexé d) indirect



e) préindexé par X f) Postindexé par Y

Fig. 4. - Registres internes et modes d'adressage du microprocesseur 6502.

```

**END OF PASS 1
**END OF PASS 2

0800      1  : *****
0800      2  : *** ANALYSE D'EMPREINTE
0800      3  : *****
4000      4  : ORG $4000
4000      5  PG4  EGU $04
4000      6  PG5  EGU $05
4000      7  PG6  EGU $06
4000      8  PG7  EGU $07
4000      9  FLG  EGU $21F0
4000     10  MEM  EGU $300
4000 A900   11  BAS  LDA #000
4002 A200   12  LDX #000
4004      13  : *****
4004      14  : -INITIALISATION PIA
4004      15  : *****
4004 A900   16  INIT  LDA #000
4006 8D9DC0 17  STA $C09D
4009 A9FF   18  LDA #FF
400B 8D9CC0 19  STA $C09C
400E A904   20  LDA #04
4010 8D9DC0 21  STA $C09D
4013 A900   22  LDA #00
4015 8D9E00 23  STA $C09B
4018 8D9AC0 24  STA $C09A
401B A904   25  LDA #04
401D 8D9E00 26  STA $C09B
4020      27  : *****
4020 8D0003 28  STA MEM
4023      29  : *****
4023      30  : -PROG. DE TRANSFERT
4023      31  : ***D'EMPREINTE***
4023 A904   32  PTA  LDA #PG4
4025 8DF021 33  STA FLG
4028 A200   34  LDX #00
402A A000   35  LDY #00
402C A904   36  DEP  LDA #PG4
402E 4DF021 37  EOR FLG
4031 F010   38  BEQ PAGE4
4033 A905   39  LDA #PG5
4035 4DF021 40  EOR FLG
4038 F02F   41  BEQ PAGE5
403A A906   42  LDA #PG6
403C 4DF021 43  EOR FLG
403F F04E   44  BEQ PAGE6
4041 D073   45  BNE PAGE7
4043 8D0004 46  PAGE4 LDA $400,X
4046 D00D   47  BNE ETI01
4048 EB     48  INX
4049 E000   49  CPX #000
404B D0F6   50  BNE PAGE4
404D A905   51  LDA #PG5
404F 8DF021 52  STA FLG
4052 4C6940 53  JMP PAGE5
4055 AD0003 54  ETI01 LDA MEM
4058 9D0014 55  STA $1400,X
405B EB     56  INX
405C E000   57  CPX #000
405E D005   58  BNE ICI
4060 A905   59  LDA #PG5
4062 8DF021 60  STA FLG
4065 CB     61  ICI  INY
4066 4C2C40 62  JMP DEP
4069 8D0005 63  PAGES5 LDA $500,X
406C D00D   64  BNE ETI02
406E EB     65  INX
406F E000   66  CPX #00
4071 D0F6   67  BNE PAGE5
4073 A906   68  LDA #PG6
4075 8DF021 69  STA FLG
4078 4CBF40 70  JMP PAGE6
407B AD0003 71  ETI02 LDA MEM
407E 9D0015 72  STA $1500,X
4081 EB     73  INX

4082 E000   74  CPX #00
4084 D005   75  BNE LA
4086 A906   76  LDA #PG6
4088 8DF021 77  STA FLG
408B CB     78  LA   INY
408C 4C2C40 79  JMP DEP
408F 8D0006 80  PAGE6 LDA $600,X
4092 D00D   81  BNE ETI03
4094 EB     82  INX
4095 E000   83  CPX #000
4097 D0F6   84  BNE PAGE6
4099 A907   85  LDA #PG7
409B 8DF021 86  STA FLG
409E 4CB640 87  JMP PAGE7
40A1 AD0003 88  ETI03 LDA MEM
40A4 9D0016 89  STA $1600,X
40A7 EB     90  INX
40A8 E000   91  CPX #000
40AA D006   92  BNE HERE
40AC AD0700 93  LDA PG7
40AF 8DF021 94  STA FLG
40B2 CB     95  HERE INY
40B3 4C2C40 96  JMP DEP
40B6 8D0007 97  PAGE7 LDA $700,X
40B9 D00B   98  BNE ETI04
40BB EB     99  INX
40BC E000  100  CPX #000
40BE D0F6  101  BNE PAGE7
40C0 4CF040 102  JMP PTA00
40C3 AD0003 103  ETI04 LDA MEM
40C6 9D0017 104  STA $1700,X
40C9 EB    105  INX
40CA E000  106  CPX #000
40CC D003  107  BNE ADUI
40CE 4CF040 108  JMP PTA00
40D1 CB    109  ADUI INY
40D2 4C2C40 110  JMP DEP
40D5      111  : *****
40D5      112  : -SFG. DE CONVERSION A/D
40D5      113  : *****
40D5 8C9CC0 114  CONV  STY $C09C
40D8 A92C  115  LDA #2C
40DA 8D9DC0 116  STA $C09D
40DD AD9CC0 117  LDA $C09C
40E0 A9FF  118  VOIE  LDA #FF
40E2 10FC  119  BPL VOIE
40E4 AD9CC0 120  LDA $C09C
40E7 AD9AC0 121  LDA $C09A
40EA 290F  122  AND #0F
40EC 8D0003 123  STA MEM
40EF 60    124  RTS
40F0      125  : *****
40F0  A90E  126  PTA00 LDA #0E
40F2  A200  127  LDX #00
40F4      128  : *****
40F4      129  : -AFFICHAGE DE L'ECHEL
40F4      130  : ***DES COULEURS***
40F4  9DDC07 131  TAD  STA $7DC,X
40F7  69FF  132  ADC #FF
40F9 EB    133  INX
40FA E010  134  CPX #10
40FC D0F6  135  BNE TAD
40FE A904  136  PTA0 LDA #PG4
4100 8DF021 137  STA FLG
4103 A200  138  LDX #00
4105 A000  139  LDY #00
4107      140  : *****
4107      141  : -PROGRAMME BINAIRE
4107      142  : *****PRINCIPAL*****
4107 48    143  DEPO  PHA
4108 20D540 144  JSR CONV
410B 68    145  PLA
410C A904  146  LDA #PG4
410E 4DF021 147  EOR FLG
4111 F010  148  BEQ PAGE40
4113 A905  149  LDA #PG5

4115 4DF021 150  EOR FLG
4118 F02F  151  BEQ PAGE50
411A A906  152  LDA #PG6
411C 4DF021 153  EOR FLG
411F F04E  154  BEQ PAGE60
4121 D078  155  BNE PAGE70
4123 8D0014 156  PAGE40 LDA $1400,X
4126 D00D  157  BNE ETI010
4128 EB    158  INX
4129 E000  159  CPX #000
412B D0F6  160  BNE PAGE40
412D A905  161  LDA #PG5
412F 8DF021 162  STA FLG
4132 4C4941 163  JMP PAGE50
4135 AD0003 164  ETI010 LDA MEM
4138 9D0004 165  STA $400,X
413B EB    166  INX
413C E000  167  CPX #000
413E D005  168  BNE ICIO
4140 A905  169  LDA #PG5
4142 8DF021 170  STA FLG
4145 CB    171  ICIO INY
4146 4C0741 172  JMP DEPO
4149 8D0015 173  PAGE50 LDA $1500,X
414C D00D  174  BNE ETI020
414E EB    175  INX
414F E000  176  CPX #000
4151 D0F6  177  BNE PAGE50
4153 A906  178  LDA #PG6
4155 8DF021 179  STA FLG
4158 4C6F41 180  JMP PAGE60
415E 9D0005 181  ETI020 LDA MEM
4161 EB    182  STA $500,X
4162 E000  183  INX
4164 D005  184  CPX #000
4166 A906  185  BNE LA0
4168 8DF021 186  STA FLG
416B CB    187  LA0  INY
416C 4C0741 188  JMP DEPO
416F 8D0016 189  PAGE60 LDA $1600,X
4172 D00D  190  BNE ETI030
4174 EB    191  INX
4175 E000  192  CPX #000
4177 D0F6  193  BNE PAGE60
4179 A907  194  LDA #PG7
417B 8DF021 195  STA FLG
417E 4C9B41 196  JMP PAGE70
417F 4C9B41 197  STA FLG
4181 AD0003 198  ETI030 LDA MEM
4184 9D0006 199  STA $600,X
4187 EB    200  INX
4188 E000  201  CPX #000
418A D005  202  BNE HEREO
418C A907  203  LDA #PG7
418E 8DF021 204  STA FLG
4191 CB    205  HEREO INY
4192 C09C  206  CPY #9C
4194 D062  207  BNE PIF
4196 CB    208  INY
4197 EB    209  INY
4198 4C0741 210  PIF  JMP DEPO
419B 8D0017 211  PAGE70 LDA $1700,X
419E D008  212  BNE ETI040
41A0 EB    213  INX
41A1 E000  214  CPX #000
41A3 D0F6  215  BNE PAGE70
41A5 4CFE40 216  JMP PTA0
41A8 AD0003 217  ETI040 LDA MEM
41AB 9D0007 218  STA $700,X
41AE EB    219  INX
41AF E000  220  CPX #000
41B1 D003  221  BNE ADUI0
41B3 4CFE40 222  JMP PTA0
41B6 CB    223  ADUI0 INY
41B7 4C0741 224  JMP DEPO
225  END

```

de la reconnaissance dynamique de forme peut être abordé avec un dispositif de ce type, à partir de capteurs de diverse nature (capteur de déplacement, optique, etc.).

J.-M. Jullian

Bibliographie

Documentation Apple II ; La pratique de l'Apple II, vol. III - L'assembleur 6502.

```

*****
* SYMBOL TABLE -- V 1.5 *
*****
LABEL. LOC. LABEL. LOC. LABEL. LOC.

```

** ZERO PAGE VARIABLES:

** ABSOLUTE VARIABLES/LABELS

PG4	0004	PG5	0005	PG6	0006	PG7	0007	FLG	21F0	MEM	0300
BAS	4000	INIT	4004	PTA	4023	DEP	402C	PAGE4	4043	ETI01	4055
ICIO	4065	PAGE5	4069	ETI02	407B	LA	408B	PAGE6	408F	ETI03	40A1
HERE	40B2	PAGE7	40B6	ETI04	40C3	ADUI	40D1	CONV	40D5	VOIE	40E0
PTA00	40F0	TAD	40F4	PTA0	40FE	DEPO	4107	PAGE40	4123	ETI010	4135
ICIO	4145	PAGE50	4149	ETI020	415B	LA0	416B	PAGE60	416F	ETI030	4181
HEREO	4191	PIF	419B	PAGE70	419B	ETI040	41AB	ACUFE	41B6		

SYMBOL TABLE STARTING ADDRESS:6000
SYMBOL TABLE LENGTH:015A

JLIST

1	REM *****	20	DATA 2,14,0,16,0,22,0,40,0,	14	60	FOR Y = YINF TO YSUP STEP 2
2	REM ***ANALYSE D'EMPREINTE	4	2,2,44,6,42,12,	4	65	PLOT X,Y
3	REM *****	40		40	70	NEXT Y
4	REM *** CHARGER LE PROG. BINAIRE	25	REM *** EFFACER L'ESPACE MEM	25	75	NEXT X
5	PRINT CHR\$(4):"BLOAD PERUB L X PUB.\$4000"	30	DIRE \$400-\$800	30	76	REM *****
6	REM *** EFFACER L'ESPACE MEM	30	DIRE \$1400-\$1800	30	77	REM ++ CREATION EMPREINTE
8	FOR X = 5120 TO 6144: POKE X,0	35	NEXT X	35	78	REM ++ PIED DROIT ++
9	NEXT X	38	REM *** MODE GRAPH.BASSE RES	38	79	REM *****
10	DATA 12,40,6,42,2,44,0,42,0	40	DL,NON MIXTE	40	80	FOR X = 22 TO 36 STEP 2
		45	GR : POKE - 16302,0	45	85	READ YINF,YSUP
		46	COLOR= 15	46	90	FOR Y = YINF TO YSUP STEP 2
		47	REM ++ CREATION EMPREINTE	47	95	PLOT X,Y
		48	REM ++ PIED GAUCHE ++	48	100	NEXT Y
		49	REM *****	49	105	NEXT X
		50	FOR X = 2 TO 16 STEP 2	50	106	REM *** APPEL PROG. BINAIRE
		55	READ YINF,YSUP	55	107	CALL 16384
					110	END

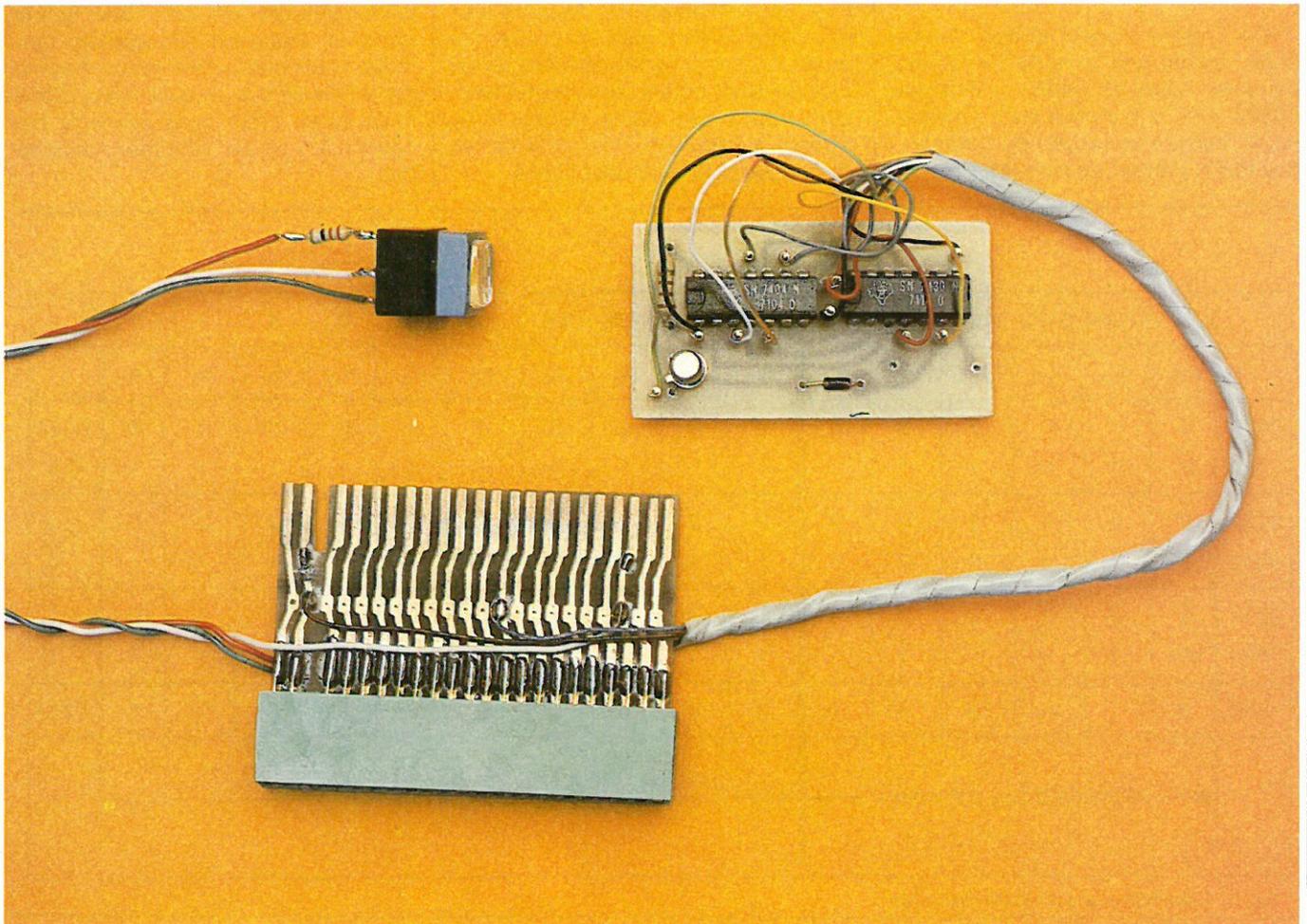
*Micro
informatique*

17 K de RAM pour le prix de 16 !

Presque tous les utilisateurs de ZX 81 sont d'accord pour reconnaître qu'en dehors de la stricte initiation à la programmation, la mise en œuvre d'un module 16 K RAM (ou plus) s'impose pour la plupart des utilisations courantes.

Il est intéressant de remarquer que la mise en service d'une extension mémoire déconnecte automatiquement le boîtier RAM 1 K interne, par forçage à 1 de sa broche de sélection.

Dès lors, pourquoi ne pas tenter de lui redonner vie grâce à un petit montage très simple, qui introduit par la même occasion certains avantages plus que notables... ?



Organisation de la mémoire du ZX 81

Le ZX 81 est un ordinateur exceptionnellement économique, et ce résultat n'a pu être obtenu par ses créateurs que grâce à une totale maîtrise des coûts d'étude et de production.

S'il faut reconnaître qu'aucun compromis n'a été accepté sur le plan de la qualité, il est tout aussi certain que de nombreuses mesures simplificatrices ont été prises lors de la conception des circuits.

En particulier, le schéma de la partie logique contenue dans le fameux « chip Sinclair » a été simplifié autant qu'il était humainement possible. Cela explique certaines « bizarreries » dans le comportement de la machine, qui passent totalement inaperçues lors d'une utilisation « sage », mais qui apparaissent lorsque l'on cherche à pousser le ZX dans ses derniers retranchements ! Par exemple, le manuel nous apprend que la mémoire morte (ROM) occupe les adresses mémoire 0 à 8191, mais que la mémoire vive (RAM) se place entre 16384 et 17407 (ou 32767 avec le module 16 K).

Ce « plan d'occupation » laisse dans l'ombre une zone de 8 K octets comprise entre les adresses 8192 et 16383. Une exploration de ce mystérieux intervalle au moyen de commandes PEEK permet de constater que le

contenu de la ROM apparaît une seconde fois entre ces deux limites.

La raison de ce phénomène tient en ce que le signal de sélection du boîtier ROM (nommé ROMCS) n'est autre que celui présent sur la ligne d'adresse A₁₄. Seulement, A₁₄ reste à zéro jusqu'à l'adresse 16383 alors que la ROM se termine à 8191 !

Les ingénieurs de chez Sinclair ont visiblement préféré perdre 8 K octets d'espace mémoire, et bénéficier ainsi de l'économie de quelques portes dans leur circuit intégré spécifique, à moins qu'ils n'aient eu une autre idée en attente, telle qu'un Basic « étendu » de 16 K ?

Quoi qu'il en soit, nous allons découvrir, avec l'aide de la **figure 1**, que cette zone abandonnée n'est pas forcément perdue pour tout le monde !

Il est indispensable de construire de tels tableaux dès que l'on entreprend des interventions sur l'organisation de la mémoire d'un ordinateur.

Le microprocesseur Z 80 possède seize « lignes d'adresse » notées A₀ à A₁₅, et permettant donc de sélectionner jusqu'à 64 K adresses. Rien n'empêche de se représenter cette sélection de différentes façons, et notamment en imaginant que les lignes A₁₀ à A₁₅ servent à identifier un bloc de 1024 octets parmi les 64 existants, alors que les lignes A₀ à A₉ servent à « balayer » les 1024 octets de chaque bloc ainsi sélectionné.

Ainsi, la ROM 8 K pourrait être imaginée comme composée de huit blocs de 1024 octets, identifiés par les combinaisons suivantes de A₁₅, A₁₄, A₁₃, A₁₂, A₁₁, et A₁₀ :

000000
000001
000010
000011
000100
000101
000110
000111

Pour sa part, la RAM 1 K serait identifiée uniquement par la combinaison : 010000, alors que le premier bloc de 1024 octets de la zone inutilisée correspondrait à la combinaison : 001000

En réalité, le « chip Sinclair » se contente de sélectionner la ROM lorsque A₁₄ est à zéro, et la RAM lorsque A₁₄ est à un. Si nous décidions, par un câblage approprié, de modifier ce choix, nous pourrions « déplacer » le bloc de 1024 octets constitué par le boîtier de RAM n'importe où dans la zone adressable par le Z 80, puisque ce boîtier lui-même ne dispose que des lignes d'adresse A₀ à A₉ (voir schéma du ZX 81), lesquelles, nous l'avons vu, ne servent qu'à son « balayage », sans aucun lien avec la place occupée par les 1024 octets dans le « plan d'occupation mémoire ». Eh bien, c'est exactement le genre d'exercice auquel nous allons nous livrer, avec, nous allons le découvrir, un certain nombre d'avantages.

	32768	16384	8192	4096	2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	
	A ₁₅	A ₁₄	A ₁₃	A ₁₂	A ₁₁	A ₁₀	A ₉	A ₈	A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	
0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	ROM
8191	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	8 K
8192	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1 K zone libre 8 K
9215	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
9216	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	zone libre 8 K
16383	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
16384	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	RAM

← sélection blocs 1 K-octets → ← balayage zone 1 K-octets →

Fig. 1. - Localisation de la zone mémoire utilisée.

La modification proposée

Il aurait été permis de supposer que le bloc 16 K prévu pour augmenter la capacité mémoire du ZX 81 n'était muni, en fait, que de 15 K octets de RAM venant en complément des 1 K octets d'origine.

En réalité, le bloc d'extension contient bien 16 K octets, mais la mémoire disponible après son raccordement est toujours de 16 K octets !

L'explication est simple : par la broche 2A de son connecteur, le module 16 K impose un niveau +5 V à la broche RAMCS du boîtier 1 K RAM, ce qui le met complètement hors service. A côté de cela, le bloc 16 K élabore son propre signal RAMCS à partir des lignes d'adresse du Z 80, dont il dispose en totalité. Il existe de nombreux avantages à remettre en service, moyennant certains artifices, le boîtier 1 K normalement « laissé pour compte »...

En premier lieu, il n'est pas désagréable de disposer de 17 K octets pour le prix de 16 !

Cependant, l'intérêt essentiel de la manipulation est qu'il est possible de « déplacer » ce bloc de 1024 octets « récupérés », pour le placer dans la fameuse zone inutilisée de 8 K octets. En effet, cette zone est entièrement ignorée par le Basic, et seuls des POKE et des PEEK permettront de communiquer avec elle, un peu à la manière des espaces mémoire placés au-dessus de RAMTOP. Comme ces derniers, ce nouveau bloc de RAM ne pourra pas être sauvegardé sur cassette, mais son contenu pourra toujours être transféré, pour les besoins de la cause, dans une zone accessible à la routine SAVE.

En revanche, le point le plus intéressant est que notre bloc « ajouté » est totalement à l'abri des procédures d'initialisation du ZX 81.

On sait que le microprocesseur Z 80 commence toujours son premier programme à l'adresse 0, notamment lors de la mise sous tension du ZX 81. On peut appeler ce programme dit « d'initialisation » en frappant, n'importe quand, la commande suivante :

RAND USR 0 newline

De cette façon, on aura tôt fait de se rendre compte que cela efface tout ce qui pourrait se trouver en mémoire, même au-dessus de RAMTOP.

Par contre, notre zone de 1 K octet

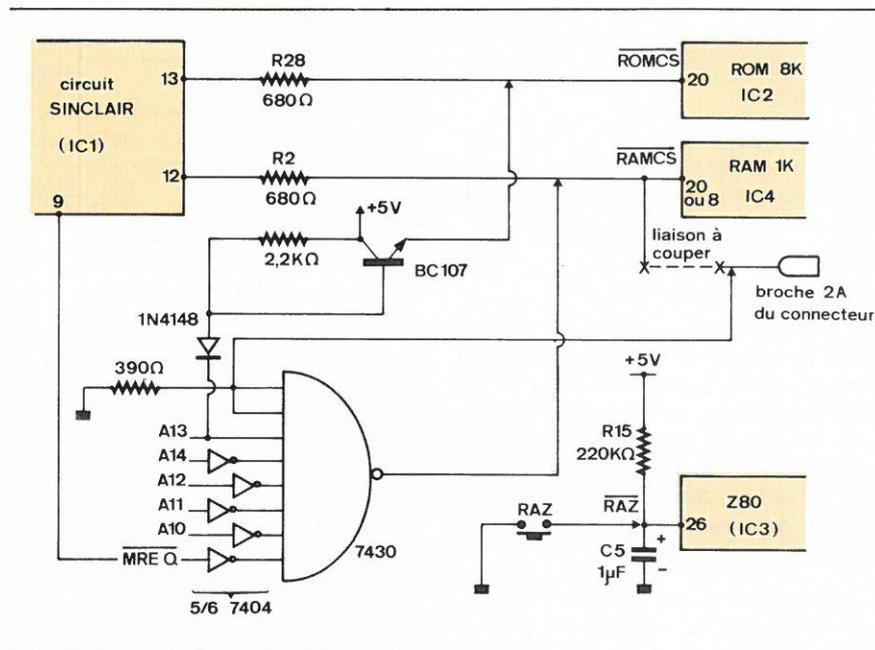


Fig. 2. — Schéma de principe de l'adaptation.

« protégée » survit à toute tentative d'effacement, que ce soit par le programme d'initialisation, par NEW, ou par le chargement d'un programme ! Seule une coupure d'alimentation pourra en venir à bout.

Nous disposons donc là d'un espace exceptionnellement sûr, pour ranger des données importantes, ou surtout des programmes en langage machine.

En effet, quiconque s'est livré aux joies de la programmation en assembleur sur le ZX 81 sait forcément que le lancement d'un tel programme avant sa mise au point complète débouche neuf fois sur dix sur un blocage de la machine obligeant à couper le courant. Une solution consiste à monter un poussoir de remise à zéro de l'unité centrale (en parallèle sur C5 — fig. 2 —), mais son utilisation efface toute la mémoire !

La zone protégée dont nous vous proposons la création est tout à fait à l'abri des remises à zéro de l'unité centrale. Aussi, en cas de blocage de la machine, on peut revenir au curseur en utilisant ce poussoir de RAZ, puis lister, modifier, et relancer à loisir le programme en cours de mise au point. Une fois cette mise au point terminée, on pourra transférer le programme dans une zone plus habituelle, par exemple dans une instruction REM. La figure 1 montre que pour obtenir les résultats escomptés, il suffit d'empêcher la sélection de la ROM lorsque A₁₃ est à un, afin de libérer la zone inutilisée de 8 K octets, et de valider le boîtier 1 K RAM lors-

que la combinaison suivante sera réalisée :

- module 16 K en place,
- A₁₃ = 1,
- A₁₀, A₁₁, A₁₂, A₁₄ = 0,
- MREQ = 0.

Le signal MREQ indique que l'unité centrale a besoin d'échanger des informations avec la mémoire, et rentre toujours dans la composition de signaux tels que RAMCS ou ROMCS.

On notera que A₁₅ n'est pas utilisée, car ce n'est qu'avec des blocs d'extension de capacité supérieure à 16 K octets que cette ligne pourrait passer à un niveau haut, et de tels blocs possèdent souvent des zones protégées, rendant notre modification inutile. On remarquera aussi qu'en l'absence de bloc 16 K, la RAM interne se bloque, empêchant la machine de fonctionner, afin de signaler cet oubli à l'opérateur.

Réalisation pratique

Les fonctions logiques à réaliser étant très simples, le montage n'utilise que deux boîtiers TTL très courants, et quelques composants annexes. Le schéma de la figure 2 ne fait que concrétiser les conditions logiques précédemment énoncées.

La mise en œuvre pratique de la modification devra se dérouler en deux étapes.

- D'une part, la construction d'un

petit module sur un circuit imprimé gravé et câblé conformément au plan de la figure 3.

● D'autre part, la modification du ZX 81 en vue de l'incorporation de ce module dans son boîtier (il reste suffisamment de place libre, notamment sous le clavier). (1)

Il est nécessaire de couper, avec un outil tranchant mais précis, une piste du circuit imprimé d'origine, située sur la face « composants » de la carte. Il s'agit de la piste reliant la résistance R_2 , la broche 20 du boîtier RAM (ou les broches 8 des deux boîtiers RAM selon la version dont on dispose), à la broche 2A du connecteur arrière (couper au ras de cette broche).

Cela terminé, il pourra être intéressant de souder sur la carte de petits plots à souder ou à wrapper, aux points suivants, faciles à repérer au moyen du schéma du ZX 81 :

- ROMCS après R_{28} ,
- RAMCS au niveau du ou des boîtiers de RAM (après R_2),
- broche 2A du connecteur,
- A_{10} , A_{11} , A_{12} , A_{13} , A_{14} , MREQ,
- +5 V et masse.

Il ne reste plus, alors, qu'à raccorder le module à ces différents points, et à passer aux essais, non sans avoir monté le très utile poussoir de RAZ du Z 80 en parallèle avec C_5 .

Mise en service

Cette adaptation effectuée, le ZX 81 doit fonctionner (avec son module 16 K), comme si rien n'avait été fait.

Les choses changent, cependant, si l'on entre le petit programme de la figure 4.

Lancé sur un ZX 81 non modifié, ce programme échoue à ses trois tentatives de POKE, et déclenche, à la ligne 60, l'effacement complet de la mémoire, puisque l'adresse 8192 est une sorte de « fantôme » de l'adresse 0.

Sur un ZX 81, modifié comme il a été expliqué, les lignes 20, 30, et 40 du programme chargent dans la zone protégée le court programme machine suivant :

8192 JP 8192,

qui est aussitôt lancé par la ligne 60, après appui sur NEWLINE. Or, il s'agit d'un programme « en boucle », incapable de s'arrêter seul. Habituellement, un tel programme bloque la

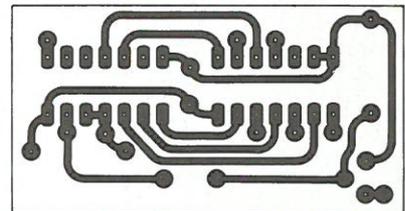
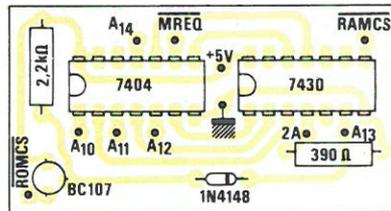
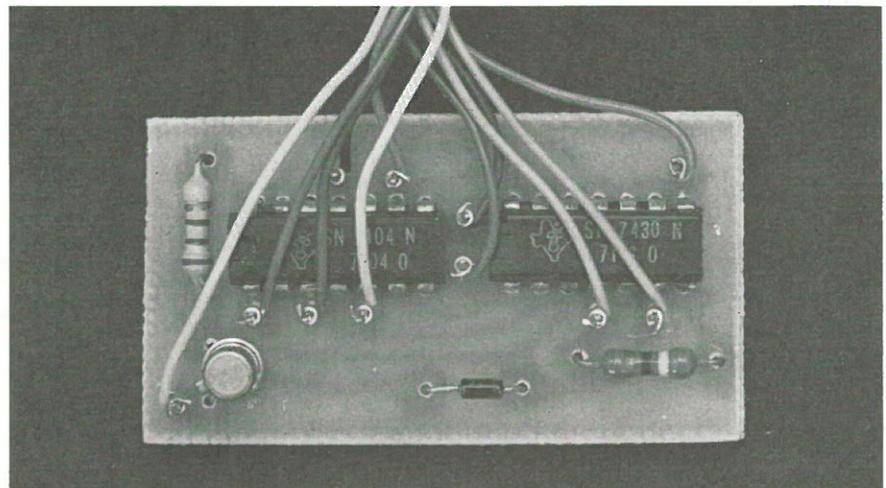
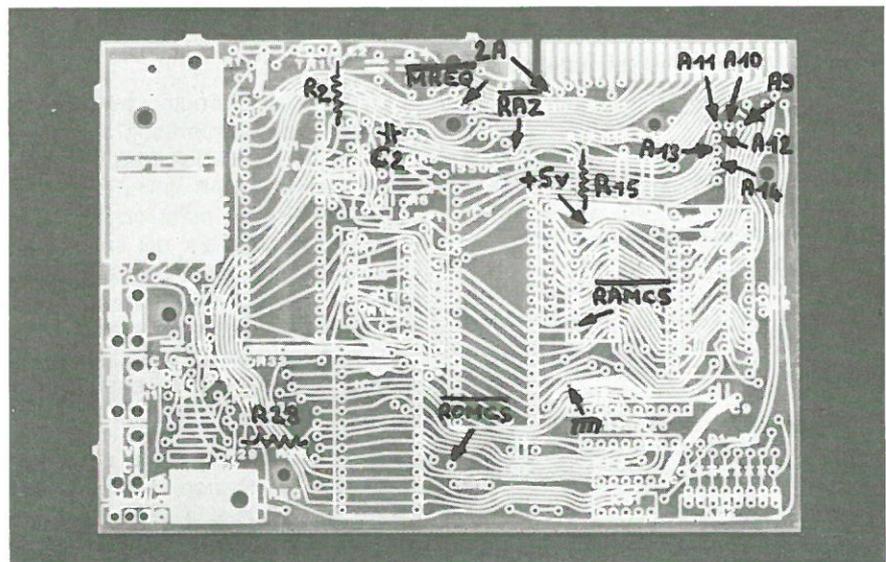


Fig. 3.



Le module achevé.



Repérage des branchements à effectuer sur le circuit imprimé après coupure des deux pistes mentionnées dans le texte.

```

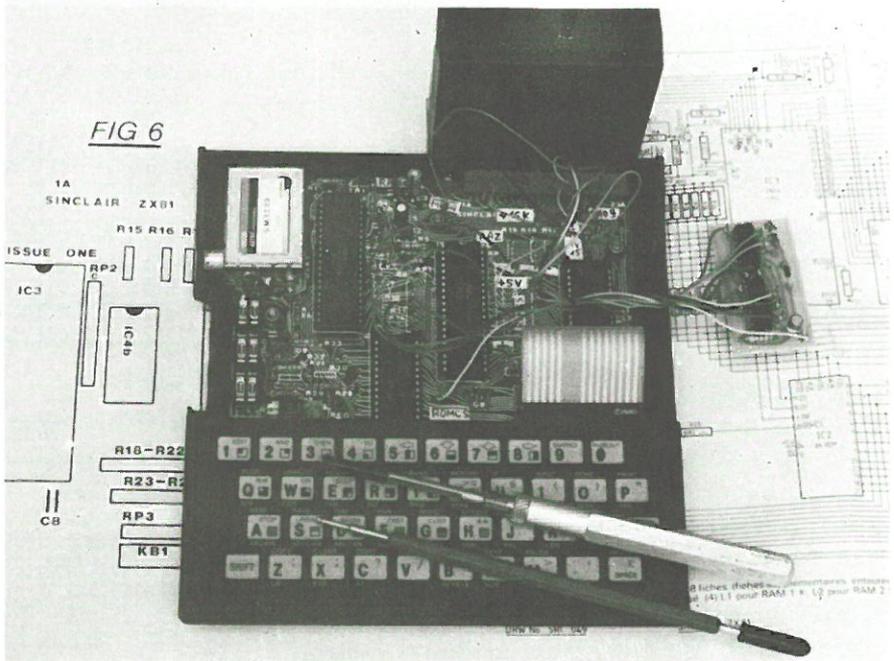
10 REM ESSAI ZONE PROTEGEE
20 POKE 8192,195
30 POKE 8193,0
40 POKE 8194,32
50 INPUT A$
60 RAND USA 8192
70 REM COPYRIGHT 1982
    
```

Fig. 4. - Le programme d'essai du montage.

Si 250 octets ne suffisent pas à l'opérateur, rien n'est plus simple que de dupliquer la ligne 10 autant de fois que nécessaire au moyen de la fonction EDIT, ainsi qu'en témoigne la figure 9.

Une fois l'espace nécessaire ainsi réservé, il est alors possible de transférer, grâce aux fonctions PEEK et POKE, des routines machine préalalement mises au point dans la zone protégée, dans les lignes REM ainsi créées. Il deviendra facile de les lister, et surtout de les sauvegarder sur cassette. Bien sûr, cette pratique exige un emploi massif de l'adressage relatif, puisque les adresses absolues ne seront plus les mêmes après le transfert.

P. Gueulle

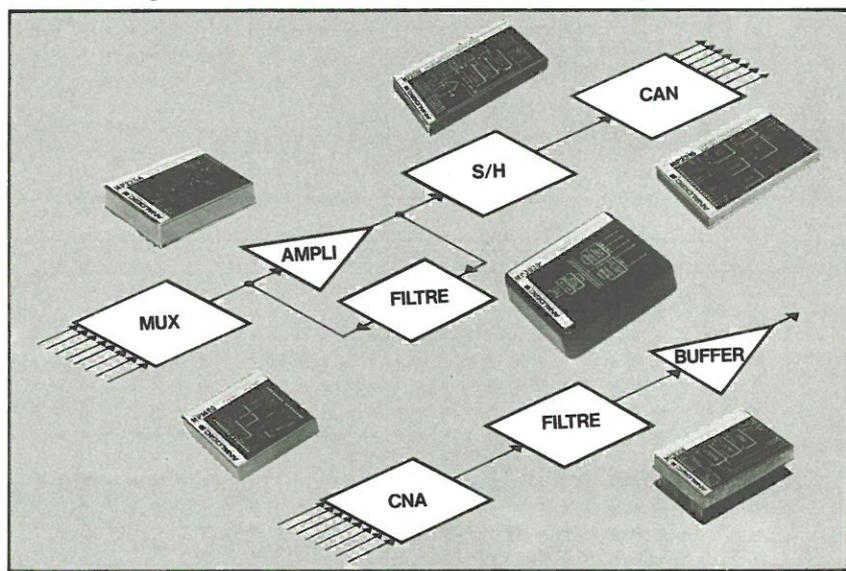


(1) On pourrait également adapter ce petit module sans modification interne du ZX 81, au moyen d'un double connecteur mâle-femelle intercalé entre l'ordinateur et le module 16 K, et au niveau duquel seraient réalisés les branchements nécessaires, sans oublier la coupure du circuit de la broche 2A.

L'adaptation achevée grâce à l'emploi d'un outillage de wrapping très simple (des soudures pourraient également convenir, bien que leur enlèvement puisse poser certains problèmes).
N.B. : La coquille supérieure du boîtier de ce ZX 81 a été sciée pour faciliter l'accès au circuit interne alors que le clavier reste en place.

ANALOGIC ■ MODULES

la performance en acquisition de données



- Amplis
- Filtres
- Multiplexeurs
- Echantillonneurs-bloqueurs
- Convertisseurs A/N 10 à 17 bits
- Convertisseurs N/A 12 à 18 bits

KONTRON ÉLECTRONIQUE

B.P. 99 6, rue des Frères Caudron
78140 Vélizy Villacoublay
Tél. : (3) 946.97.22
Télex : 695673

CB bigépub 444

Applications

Un simulateur de mémoires REPRON pour le laboratoire

Cette étude décrit un montage simulateur de mémoires REPRON, facile à construire et d'un emploi particulièrement simple, pouvant rendre des services appréciables dans un laboratoire où l'on cherche à mettre au point des appareils utilisant la logique programmée.

Sa conception est originale par rapport aux appareils équivalents du marché, et l'expérience prouve qu'il rend presque les mêmes services avec, comme avantages, la simplicité et un coût bien moindre.

L'appareil est destiné principalement aux mémoires de types 2716 et 2732, très répandues sur le marché.

Principe

Cet article décrit un montage relativement simple à construire, peu onéreux, et ne nécessitant aucune mise au point, destiné à simuler des mémoires reprogrammables 2716 et 2732 ou éventuellement des mémoires mortes 2316 et 2332.

Il peut s'avérer très utile lors de l'étude de programmes destinés à être figés dans une application particulière à base de microprocesseur. Une fois la mémoire vive de l'appareil chargée avec le programme à tester, celui-ci se comporte comme la REPRON qu'il doit simuler. Il suffit pour cela de l'insérer à sa place sur le support qui lui est normalement destiné dans l'application envisagée. Cette méthode évite les multiples cycles de programmation et d'effacement aux rayonnements ultraviolets lorsque des modifications au programme étudié s'avèrent nécessai-

res, ce qui procure à la fois une plus grande souplesse et un gain de temps non négligeable.

De tels simulateurs sont commercialisés mais restent assez chers. Celui proposé ici revient à trois cents francs environ en rendant des services analogues ou presque. Il faut toutefois reconnaître que certaines fonctions ne sont pas disponibles (modification d'un octet isolé ou duplication de REPRON, par exemple). Mais ceci ne constitue pas vraiment un handicap, car le chargement complet de 4 K-octets est quasiment instantané si l'on utilise, pour ce faire, un port de sortie parallèle du micro-ordinateur de développement des programmes. Ceci est d'ailleurs pratiquement indispensable car le chargement manuel, bien qu'envisageable, serait une opération longue, fastidieuse, et source d'erreurs. Elle n'est praticable que pour des programmes ne dépassant pas une centaine d'octets. Dans ce cas,

un montage auxiliaire peut être adapté au module décrit.

Un des avantages de cet appareil est que toutes les connexions requises pour le chargement s'effectuent par le socle 24 broches de simulation et que leur nombre est réduit (8 pour les données et 2 pour le contrôle).

Deux interrupteurs miniatures, montés sur la carte, permettent de choisir respectivement :

- la fonction remplie (chargement ou simulation),
- la capacité de la mémoire simulée : soit un bloc de 4 K-octets correspondant à une 2732, soit deux blocs de 2 K-octets correspondant à deux 2716.

Le schéma logique complet est représenté à la figure 1. Le cœur du montage est constitué de deux mémoires vives C.MOS de 2 K-octets chacune (μ PD 446-2), compatibles du

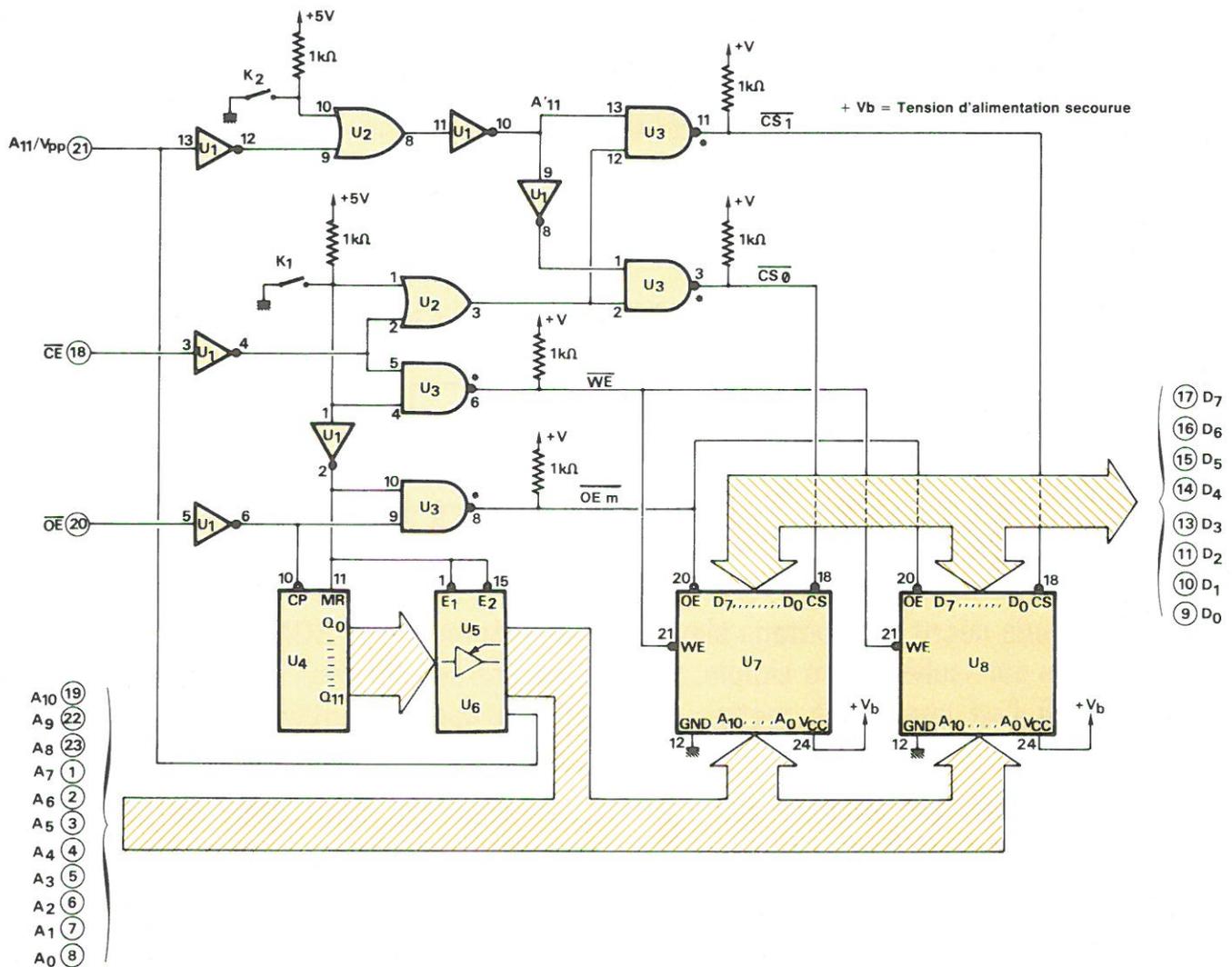


Fig. 1. — Schéma logique du simulateur. les numéros circlés sont ceux du socle 24 broches correspondant aux numéros 2716 et 2732. Circuits intégrés : U₁ = 74LS04 ; U₂ = 74LS32 ; U₃ = 74LS38 ; U₄ = CD4040 ; U₅-U₆ = 74LS365 ou 367 ; U₇-U₈ = μ PD446-2.

point de vue du brochage et surtout des temps d'accès avec les REPRAM courantes. Leur alimentation est secourue par un accumulateur cadmium-nickel de manière à assurer la sauvegarde des programmes chargés pendant un temps relativement long, puisqu'alors la consommation totale du montage est de l'ordre de 25 μ A.

Détaillons maintenant les deux modes de fonctionnement possibles en commençant par la simulation (lecture seule).

L'interrupteur K₁ doit être fermé. Les amplificateurs 74LS365 sont alors dans l'état haute impédance et les adresses provenant du socle 24 broches arrivent directement aux mémoires. Seul A₁₁ subit un traitement particulier. Pour la simulation d'une 2732, K₂ doit être fermé. Ainsi,

A'₁₁ est égal à A₁₁ (fig. 1) et permet la sélection de l'une ou l'autre des mémoires selon son niveau logique. Par contre, dans le cas de la simulation d'une 2716, la broche 21 correspondant à + 5 V d'après les spécifications de cette mémoire. Ainsi, si K₂ est ouvert, A'₁₁ est à 0 en permanence et seul CS₀ peut être activé. Si, par contre, K₂ est fermé, A'₁₁ est à 1 en permanence et seul CS₁ peut être activé. Ceci permet une commutation aisée entre deux 2716 imaginaires, si les 4 K-octets ont été préalablement chargés avec deux programmes.

Remarquons qu'en mode « simulation » aucune écriture ne peut se produire dans les mémoires car le niveau logique sur WE est maintenu à 1 tant que K₁ est fermé. Les signaux arrivant sur CE (broche 18) et sur OE (bro-

che 20) ont le même effet que celui qu'ils auraient sur une mémoire EPROM.

Fonctionnement

Voyons maintenant le fonctionnement en mode chargement (écriture seule). L'interrupteur K₁ doit être ouvert, mais ceci uniquement après que le système a été retiré du support où il était embroché durant la simulation. En effet, l'ouverture de K₁ a pour effet immédiat d'autoriser le fonctionnement des 74LS365, chargés de transmettre les signaux d'adresses aux mémoires.

De manière à éviter les 12 connexions nécessaires, ceux-ci sont fournis par un compteur binaire

12 bits C.MOS de type CD4040, qui était, par ailleurs, maintenu à zéro durant la simulation.

Les broches 18 et 20 du socle de liaison changent également de fonctions. Un niveau 0 sur la broche 18 autorise l'écriture de l'octet présent sur les broches de données dans l'une ou l'autre des deux mémoires. Chaque front montant sur la broche 20 fait avancer le compteur d'adresses d'une position à la suivante.

Remarquons que si K_2 est ouvert, l'écriture n'est possible que dans l'une des deux mémoires car seul CS0 peut être activé, puisque A'_{11} se trouve à 0 en permanence. Cette configuration pourra être retenue en permanence si l'on désire simuler une seule 2716. K_2 devra, par contre, être fermé lors du chargement si l'on désire simuler deux 2716 ou en permanence dans le cas d'une 2732.

Un récapitulatif des signaux de commande envoyés aux mémoires est donné tableau 1.

K_1	CE	A'_{11}	CS1	CS0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	1
0	1	X	1	1
1	X	0	1	0
1	X	1	0	1

K_1	CE	WE
0	X	1
1	0	0
1	1	1

K_1	OE	OEm
0	0	0
0	1	1
1	X	1

$K_1 = 0$: mode simulation
 $K_1 = 1$: mode programmation

Tableau 1
 Tables de vérité des principaux signaux logiques produits.

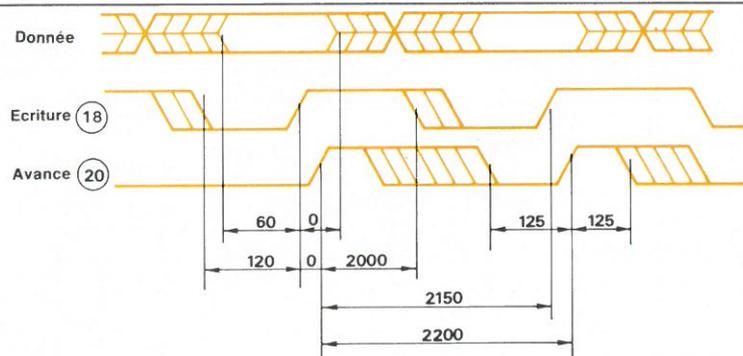


Fig. 3. - Chronogrammes relatifs à la programmation (K_1). Les valeurs indiquent les temps minima requis, exprimés en nano secondes.

L'alimentation

Venons-en à la dernière partie du simulateur proprement dit, constituée par l'alimentation secourue par batterie. Elle est d'un type légèrement différent de celles rencontrées habituellement dans des montages analogues. Son premier rôle est de fournir aux mémoires une tension aussi voisine que possible de 5 V quand le système est en fonctionnement normal, tout en rechargeant la batterie. Le second est d'alimenter les mémoires sous une tension supérieure à 2 V avec un débit réduit quand le + 5 V est absent, de façon à assurer la sauvegarde des données inscrites. La consommation propre de l'alimentation elle-même doit être alors quasiment nulle pour assurer une autonomie aussi longue que possible.

C'est la première fonction qui nous a conduit à abandonner le schéma

habituel avec transistor ballast NPN (fig. 2a). En effet, la tension V_{ce} aux bornes du transistor peut difficilement être rendue inférieure à 0,6 V même si le $V_{ce\text{sat}}$ indiqué par le constructeur est beaucoup plus faible. Ceci tient au fait que pour obtenir cette tension $V_{ce\text{sat}}$, la base du transistor devrait pouvoir être portée à plus de 5 V (5,6 V environ), ce qui nécessiterait une source de tension auxiliaire. Le montage tel qu'il est représenté permet d'obtenir au mieux V_b de l'ordre de 4,4 à 4,5 V.

Le schéma de la figure 2b, utilisant

un transistor PNP, permet de bien meilleures performances puisque la tension V_b , obtenue lorsque le 5 V est présent, est supérieure à 4,9 V et qu'elle ne descend au-dessous des 4,75 V fatigantes que pour un débit d'environ 150 mA avec les valeurs des composants indiquées, ce qui dépasse largement la consommation totale du montage (50 à 70 mA environ selon les conditions de fonctionnement). C'est donc ce second schéma qui a été retenu. Tout transistor PNP courant au silicium convient pourvu qu'il puisse fournir l'intensité suffisante.

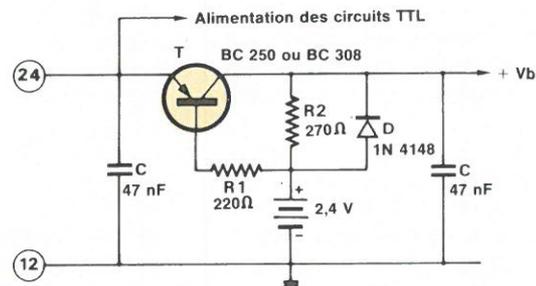
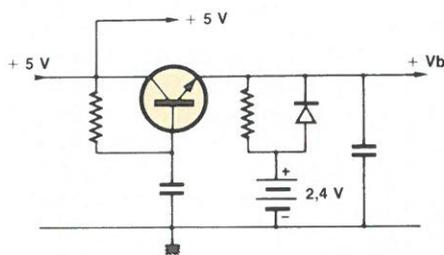


Fig. 2a (à gauche) et 2b (à droite).

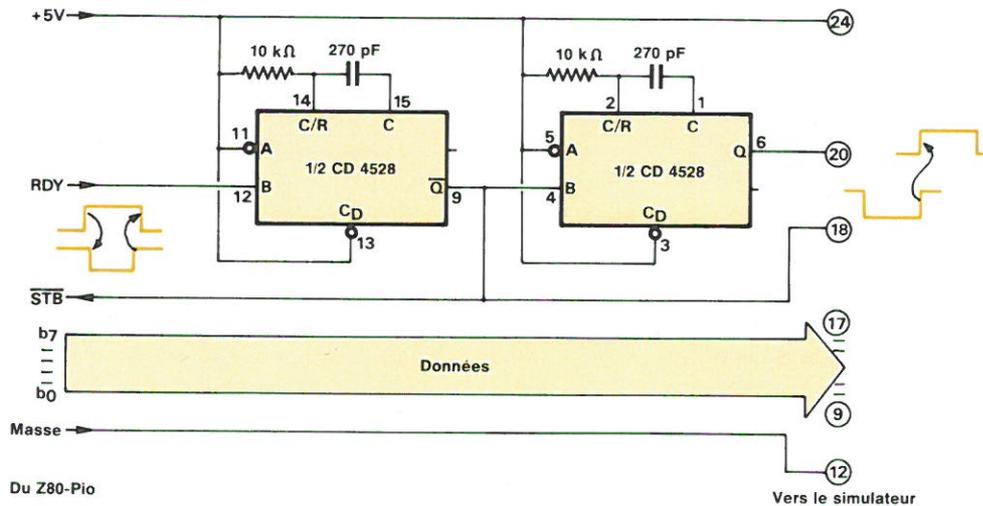


Fig. 4. – Dispositif de chargement du simulateur par un port de sortie du micro-ordinateur utilisant un double monostable CD4528.

Procédure d'utilisation

Passons maintenant à la procédure d'utilisation de base en mode « chargement » (l'utilisation en simulation de REPRO se passant de commentaires).

Le montage étant alimenté (+ 5 V présent sur la broche 24), mettre un niveau logique 1 sur la broche 18 et un niveau 0 sur la broche 20. Ouvrir alors l'interrupteur K_1 pour passer dans le mode chargement. L'adresse initiale envoyée à la mémoire est 0. Présenter l'octet à y écrire sur les broches de données (9 à 17), puis donner une impulsion négative sur la broche 18. L'octet est alors inscrit en mémoire. Une impulsion positive sur la broche 20 permet de passer à l'adresse suivante. Quand la mémoire est chargée, fermer K_1 . On peut alors insérer le module sur le support de la mémoire à simuler.

Les chronogrammes relatifs au chargement sont donnés à la figure 3. Certains des temps indiqués, supérieurs à $2 \mu\text{s}$, sont dus à la lenteur du compteur d'adresses CD4040. Il est constitué de 12 bascules montées en cascade et le temps de propagation typique inter-étages étant de 150 ns, il faut prévoir un temps de stabilisation des adresses suffisant avant d'envoyer l'impulsion d'écriture aux mémoires. Toutefois, ceci ne pose aucun problème, même pour un chargement automatique, car ce temps est de l'ordre de grandeur de celui mis par un microprocesseur pour exécuter une seule instruction.

Ceci nous amène tout naturelle-

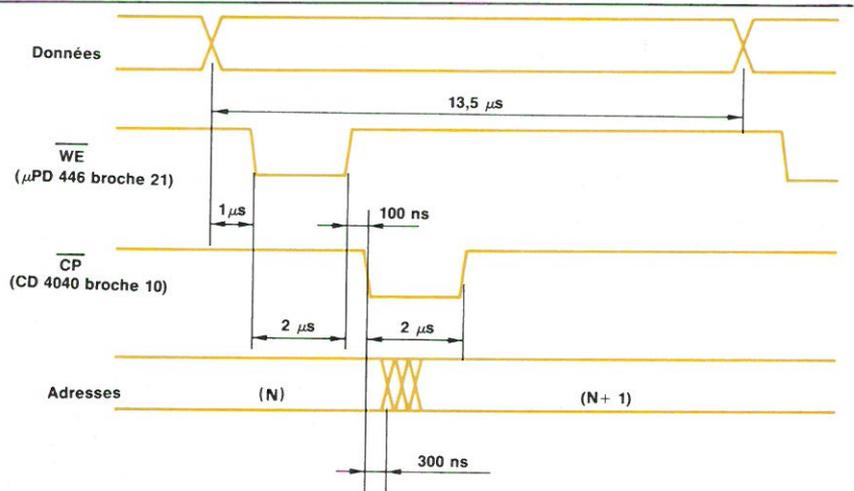


Fig. 5. – Chronogrammes relevés lors du chargement de la mémoire, à l'aide du dispositif préconisé (l'horloge du Z80 est à 2 MHz).

ment à décrire un montage auxiliaire, représenté à la figure 4, permettant le chargement par un seul port de micro-ordinateur si celui-ci est muni de signaux de dialogue ou d'un port plus un bit de contrôle dans le cas contraire.

Nous utilisons comme port de sortie sur notre ordinateur un Z80-PIO (ou MK 3881 chez Mostek) mais le même système peut certainement être adapté à d'autres composants sans problème majeur.

Si le port est programmé en mode 0, (sortie avec signaux de dialogue), chaque fois qu'un octet est écrit sur le port par le Z 80, un signal d'état RDY (ready) passe au niveau 1 pour signaler ce fait au périphérique. Ce dernier peut alors faire repasser RDY à 0 en envoyant un front montant sur l'entrée de contrôle STB (strobe).

Dans notre montage, le front montant de RDY déclenche un monostable d'une durée de $2 \mu\text{s}$ environ dont la sortie Q est utilisée à trois usages. Elle produit le signal STB, le signal d'écriture sur la broche 18 du simulateur, et déclenche un second monostable (également de $2 \mu\text{s}$) qui produit le passage à l'adresse suivante si l'on relie sa sortie Q à la broche 20 du simulateur.

La figure 5 indique les chronogrammes obtenus par cette méthode et permet de se rendre compte que les temps requis (indiqués à la figure 3) sont parfaitement respectés, donc que la mémoire peut être chargée sans erreur par ce procédé.

Un sous-programme particulièrement simple remplissant ce rôle est donné à la figure 6. Il a été rédigé pour un Z 80 en mnémoniques Zilog.

		0001	:			
		0002	:			
		0003	:			
		0004	:			
		0005	:			
1000		0006	:	ORG	1000H	
1000	0005	0007	SORTIE	EQU	5	; Port utilisé
1000	0007	0008	CTRL	EQU	SORTIE + 2	; Contrôle du port 5
		0009	:			
1000	2000	0010	ADEB	EQU	2000H	; 1 ^{re} ad. à transférer
1000	3000	0011	AFIN	EQU	3000H	; Dernière adresse + 1
		0012	:			
1000	3E0F	0013	INIT	LD	A, OFH	; Programmation du port 5
1002	D307	0014		OUT	(CTRL), A	; En sortie avec dialogue
		0015	:			
1004	210020	0016		LD	HL, ADEB	; Pointeur d'adresse courante
1007	110030	0017		LD	DE, AFIN	
100A	0E05	0018		LD	C, SORTIE	
100C	EDA3	0019	BOUCLE	OUTI		; Envoyer l'octet
100E	B7	0020		OR	A	; Le chargement de la
100F	ED52	0021		SBC	HL, DE	; mémoire vive est-il
1011	19	0022		ADD	HL, DE	; terminé ?
1012	38F8	0023		JR	C, BOUCLE	; Sinon continuer
1014	C9	0024		RET		; Si oui, retourner

Fig. 6. - Exemple de sous-programme pouvant être utilisé pour le chargement de la mémoire vive du simulateur.

Réalisation

Le montage auxiliaire de chargement a été réalisé sur un petit circuit imprimé (6 cm x 6,5 cm). La liaison à l'ordinateur est assurée par un support de circuit intégré 16 broches, muni d'un câble plat véhiculant les signaux logiques et l'alimentation (masse et + 5 V). Un support 24 broches permet évidemment la liaison au simulateur (fig. 7).

Ce dernier a été câblé sur une plaque d'époxy à trous métallisés carrée, de 7,5 cm de côté. La liaison aux socles 24 broches utilisés en chargement et en simulation est assurée par un câble plat, muni d'une fiche mâle 24 broches, fabriquée à partir d'un support de circuit intégré ordinaire.

La réalisation d'un circuit imprimé est possible mais ne permettrait sans doute pas, avec des moyens courants, d'accroître la densité de composants. Son étude ne se justifie donc que si l'on désire construire plusieurs simulateurs identiques, le temps de son élaboration se trouvant alors compensé par une plus grande rapidité de câblage.

La batterie est formée de deux éléments Voltabloc VB10, montés en série. D'autres accumulateurs, ou même une pile ordinaire de 3 V pourraient convenir également. Dans ce dernier cas, il faudrait supprimer la résistance R_2 de 270 Ω , destinée uniquement à la recharge.

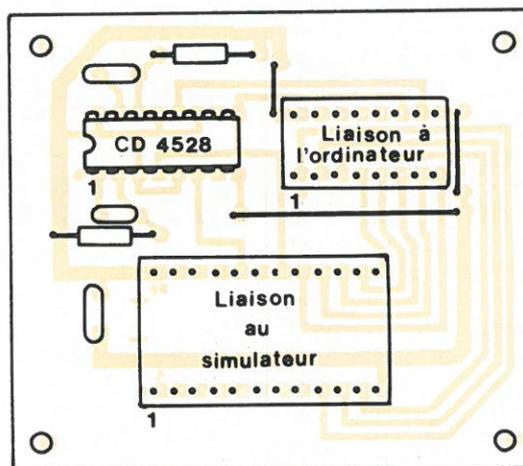
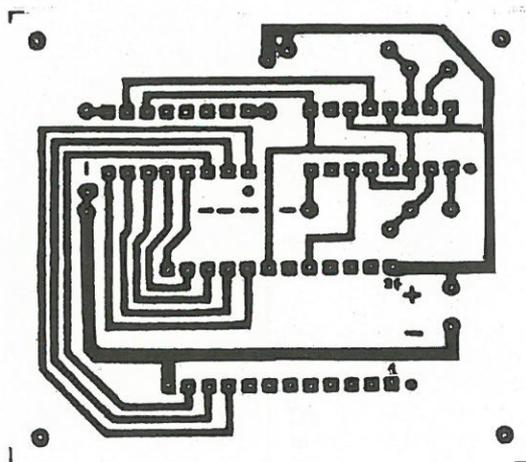


Fig. 7

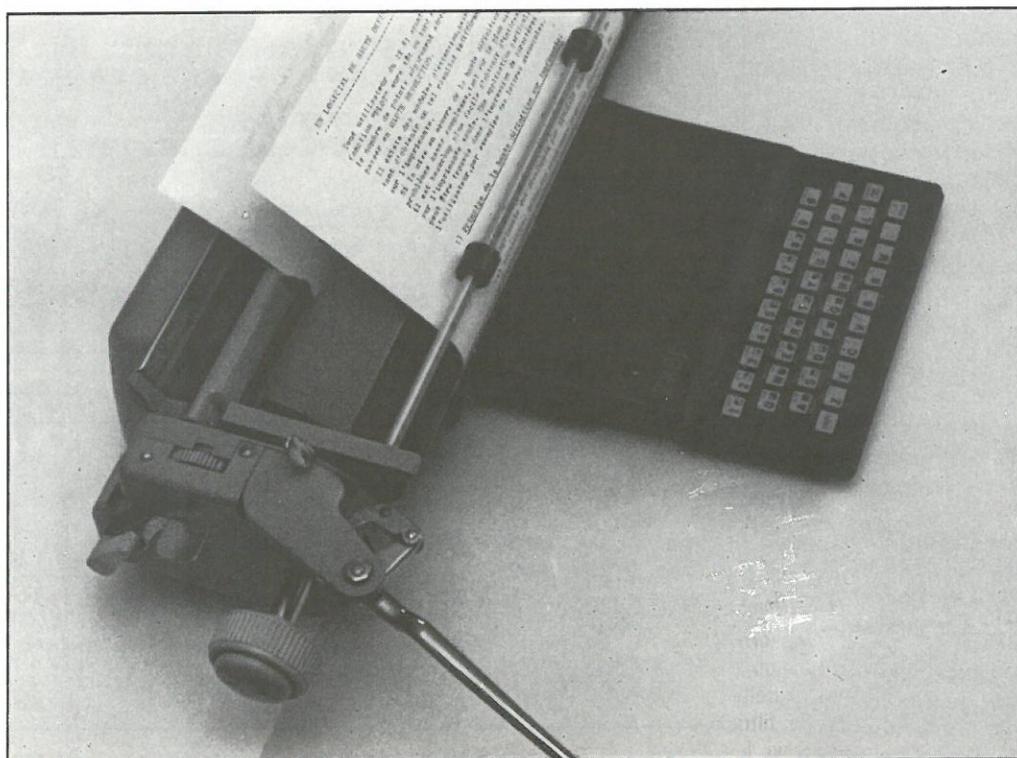
*Micro
informatique*

Un logiciel de haute définition pour le ZX 81

Tout utilisateur du ZX 81 ayant pratiqué quelque temps la fonction « PLOT » aura tôt ou tard ressenti le besoin d'augmenter le nombre de points séparément adressables, c'est-à-dire de passer en haute résolution.

Il existe des modules d'extension, passablement onéreux, permettant d'obtenir un tel résultat indifféremment sur l'écran TV ou sur l'imprimante.

Si la mise en œuvre de la haute définition sur écran pose des problèmes assez complexes, tant sur le plan matériel que logiciel, il est beaucoup plus facile d'obtenir d'intéressants résultats sur l'imprimante seule. Une application particulièrement utile peut être trouvée dans l'impression de caractères définis par l'utilisateur, par exemple des lettres minuscules.



La haute définition sur imprimante

L'idée de base de l'obtention de graphiques haute résolution sur imprimante est développée par *Sinclair* dans le manuel consacré à cet accessoire. Hélas, les programmes proposés comportent des erreurs les rendant inutilisables sans de sérieuses rectifications. Par ailleurs, l'intérêt pratique des figures qu'ils peuvent tracer reste bien mince.

Nous connaissons de véritables artistes de la haute définition qui ont réussi à obtenir des résultats étonnants en améliorant considérablement ces ébauches de logiciels (voir fig. 1).

Le principe de la méthode consiste à extraire de la ROM la routine LPRINT, et à la recopier en RAM avec quelques modifications judicieuses, lui permettant d'aller chercher les modèles des caractères à imprimer non plus dans le générateur de la ROM, mais dans des adresses de la RAM accessibles à l'utilisateur.

Tous les programmes « haute définition » que nous avons eu l'occasion d'essayer construisent un gigantesque tableau de 8 K-octets contenant les 65536 points dont se compose une image « HD », puis le transmettent à la routine d'impression, ligne-à-ligne.

Dans ces conditions, il faut compter au bas mot vingt minutes de calculs (en mode rapide !) avant qu'un début de résultat n'apparaisse sur le papier.

En outre, l'encombrement mémoire est pléthorique, et les programmes restent fort compliqués.

Pour notre part, nous avons délibérément abandonné (faute de patience peut-être) la solution consistant à construire en mémoire une image complète avant de l'imprimer, pour ne nous occuper que d'une ligne d'imprimante à la fois, mais de bout en bout (temps nécessaire : cinq à dix secondes).

Un tel choix simplifie considérablement le programme, libère une grande partie de la mémoire, mais nuit à la création de graphismes « pleine page ».

Notre méthode se trouve plutôt à l'aise lorsqu'il s'agit d'imprimer des lignes de caractères précédemment définis tout à fait librement par l'utilisateur (notamment des lettres minuscules

mais, pourquoi pas, des caractères grecs, cyrilliques, ou des symboles tout à fait quelconques : le nombre de combinaisons possibles compte vingt chiffres !...)

Quelques exemples simples

Notre *programme n° 1* représente ce qu'il est possible de faire de plus simple dans le domaine de la « haute définition papier » : ses lignes 10 à 140 suffisent à construire et à lancer

la routine LPRINT modifiée, alors que les lignes 200 et suivantes constituent le programme d'application proprement dit.

Pour bien comprendre ce qui va suivre, il est essentiel de savoir qu'une ligne imprimée se compose de 32 caractères, formés chacun de 64 points (selon une grille de 8 x 8 points, voir figures). Pour définir entièrement une ligne imprimée, il faut donc 256 octets (32 colonnes x 8 octets par caractère).

Or, la routine LPRINT modifiée (implantée de l'adresse 31744 à

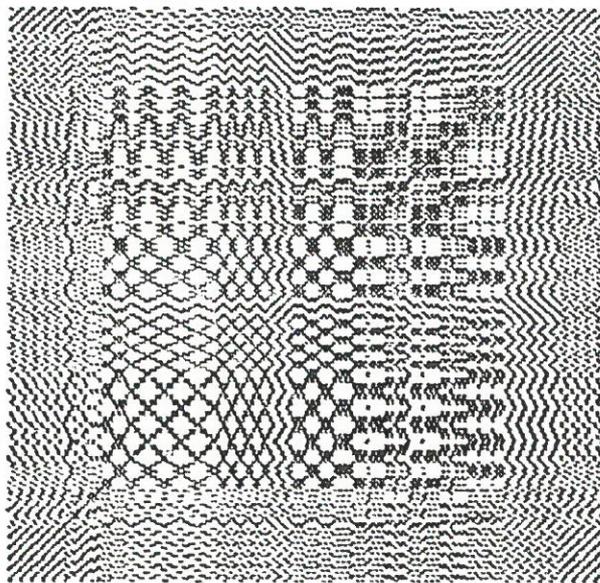
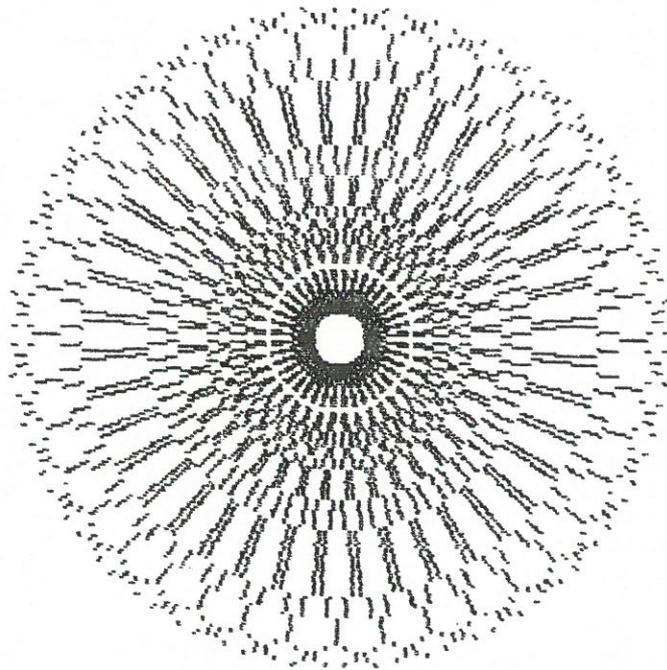


Fig. 1. — Deux exemples de graphiques haute-résolution obtenus sur imprimante (doc. Daniel Guillermin).

convient les fameuses adresses 32255 et suivantes.

Le nouveau générateur de caractères est construit sous la forme d'une longue chaîne A\$, que les lignes 200 à 240 remplissent, lors de la toute première exécution du programme, avec le contenu du jeu de caractères d'origine.

Cela fait, la machine offre à l'opérateur de « redessiner » les caractères de son choix : un seul ou davantage, voire tous, la liberté est totale et le dialogue très clair.

Avant toute chose, il faut définir les formes à programmer sur du papier quadrillé. La **figure 2** donne l'exemple du jeu de lettres minuscules que nous avons composé, et dont le détail graphique apparaît à la **figure 3**.

Une procédure d'acquisition très élaborée, utilisant les lignes 460 à 610, accélère considérablement le travail : un quart d'heure environ suffit à entrer tout le jeu de minuscules !

Le modèle de chaque caractère doit être entré de la façon suivante :

La machine attend successivement huit chaînes de huit caractères, dans lesquelles des espaces représenteront les « cases blanches », et tout autre caractère (notamment un point) les « cases noires ». Notons que, la chaîne M\$ étant dimensionnée, le fait de presser NEWLINE avant la fin affecte automatiquement des blancs aux cases manquantes. Après chaque entrée de ligne, le modèle est tracé en noir sur fond gris, à des fins de vérification. En cas d'erreur, il suffit de recommencer le caractère défectueux.

A titre d'exemple pratique, la façon la plus rapide d'entrer le caractère « a » est la suivante :

```

CARACTERE A MODIFIER ? O/N
O
QUEL CARACTERE ?
A newline
ENTRER LE MODELE
newline
newline
= = ... newline
= = = = . newline
= = ... newline
= . = = . newline
= = ... newline
newline
SAUVEGARDE ALPHABET ? O/N
etc., (N.B. le signe = représente l'espace).
```

abcdefghijklmnopqrstuvwxyz

qwertyuiopasdfghjklzxcvbnm

informatique individuelle

Fig. 2

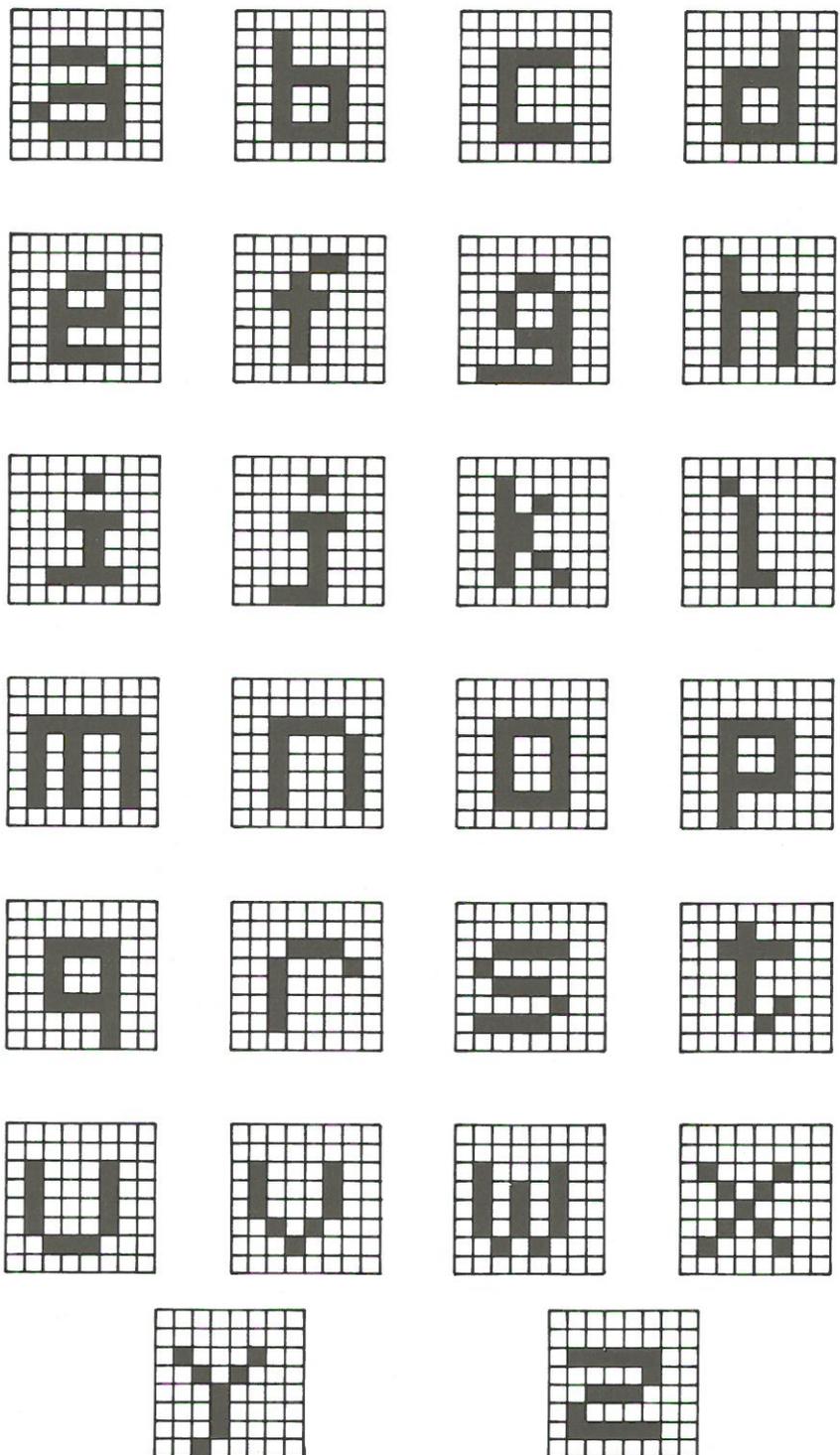


Fig. 3.

Après chaque redéfinition de caractère, on peut déclencher une sauvegarde du programme sur cassette. Lors de son rechargement, il se lancera seul, et proposera de nouvelles modifications. En cas de réponse négative, il demandera une chaîne (curseur L entre guillemets) dont la longueur ne devra pas dépasser 32 caractères. Dès l'appui sur NEW-LINE, la ligne sera affichée à l'écran de façon normale, puis imprimée sur papier dans le jeu de caractères défini lors de l'enregistrement de la cassette.

Ce programme transforme donc le ZX 81 en une machine à écrire dont tous les caractères peuvent être dessinés à loisir par l'utilisateur !

Bien entendu, rien n'oblige à se cantonner dans le domaine des lettres ou des chiffres : la figure 4 montre comment peuvent être symbolisés un petit chien, ou des flèches verticales.

Le choix est vaste, puisque le nombre total de symboles différents qu'il est possible de définir est donné par la formule :

$$N = 256^8 \text{ soit } 256 \times 256 \times \dots \times 256 \text{ huit fois.}$$

Faites donc le calcul...

Bien sûr, toutes les combinaisons possibles n'offrent pas forcément un grand intérêt, mais on conviendra que bien des axes de recherches sont ouverts !

P. Gueulle

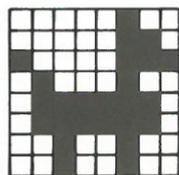
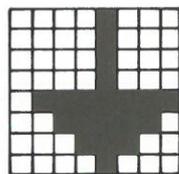
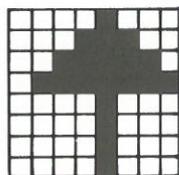


Fig. 4

```

5 REM HAUTE DEFINITION PAPIER
10 POKE 16300,124
20 FAST
30 FOR F=0 TO 112
40 POKE 31744+F,PEEK (2161+F)
50 NEXT F
60 POKE 31800,63
70 POKE 31857,201
80 SLOW
90 GOTO 200
100 FOR F=0 TO 31
110 POKE 16444+F,F
120 NEXT F
130 RAND USR 31744
140 RETURN
200 FAST
210 LET A$=""
220 FOR F=7680 TO 8191
230 LET A%=A%+CHR$ PEEK F
240 NEXT F
245 GOTO 400
250 CLS
260 SLOW
265 DIM B$(32)
270 INPUT B$
275 PRINT B$
280 FAST
290 FOR F=1 TO 32
300 FOR N=1 TO 8
310 POKE 32255+N+8*(F-1),CODE A
$(N+8*CODE B$(F))
320 NEXT N
330 NEXT F
340 GOSUB 100
350 GOTO 260
360 REM
370 REM
400 CLS
405 SLOW
410 PRINT "CARACTERES A MODIFIE
?) ? O/N"
420 IF INKEY$="N" THEN GOTO 260
430 IF INKEY$="O" THEN GOTO 450
440 GOTO 420
450 CLS
460 PRINT "QUEL CARACTERE ?"
470 INPUT C$
480 CLS
490 PRINT "ENTRER LE MODELE"
492 PRINT
495 DIM M$(8)
500 FOR N=1 TO 8
510 INPUT M$
520 FOR F=1 TO 8
530 IF CODE M$(F) <> 0 THEN PRINT
CHR$ 128;
540 IF CODE M$(F)=0 THEN PRINT
CHR$ 8;
550 NEXT F
570 LET A$(N+8*CODE C$)=CHR$ (1
28*(CODE M$(1) <> 0)+64*(CODE M$(2)
<> 0)+32*(CODE M$(3) <> 0)+16*(COO
E M$(4) <> 0)+8*(CODE M$(5) <> 0)+4*
(CODE M$(6) <> 0)+2*(CODE M$(7) <> 0)
)+(CODE M$(8) <> 0))
600 PRINT
610 NEXT N
615 PRINT AT ,0,0;"

620 FOR F=0 TO 100
630 NEXT F
640 CLS
650 PRINT "SAUVEGARDE ALPHABET
?) O/N"
660 IF INKEY$="O" THEN GOTO 680
670 IF INKEY$="N" THEN GOTO 400
675 GOTO 660
680 SAVE "HDP"
690 GOTO 400
700 REM COPYRIGHT 1983

```

Programme 5 : on prendra le maximum de précautions lors de la frappe (en mode rapide) de la ligne 570... le cœur du programme.

Applications

Un régulateur à découpage avec une boucle de régulation par transformateur

Ce régulateur à découpage se singularise par une boucle de régulation qui comporte un transformateur afin d'assurer l'isolement galvanique entre le secteur et la sortie en tension régulée. Il se distingue également par un circuit de découpage en configuration double transfert direct (« forward »). Ce convertisseur peut fournir en sortie 5 V sous 50 A, son rendement est de 75 % et sa fréquence de commutation de 40 kHz. Sur l'entrée secteur, une commutation permet de l'utiliser entre 99 et 230 V.

Le circuit à découpage

L'utilisation de deux transistors dans une configuration (fig. 1) à double transfert direct d'énergie permet d'utiliser des transistors dont la tension maximum entre l'émetteur et le collecteur peut être de 400 V seulement, alors que le cas d'un dispositif à un seul transistor impose un composant qui doit tenir 800 V au moins. Le réseau d'aide à la commutation n'absorbe pas la totalité de l'énergie stockée dans l'inductance de fuite du transformateur ; les diodes D_5 et D_6 (fig. 2) se chargent de retourner cette énergie à l'entrée, augmentant ainsi le rendement de l'ensemble. Le transformateur se trouve simplifié, car l'enroulement de récupération n'est pas nécessaire dans ce type de configuration. La présence d'une inductance en sortie permet un filtrage de la tension plus aisé que dans le cas d'une configuration en récupération d'énergie (« fly-back »). Enfin l'utilisation de deux transistors divise par

deux la dissipation des transistors, puisque chacun d'eux ne travaille que la moitié de la période.

Il y a cependant quelques inconvénients : deux transistors sont nécessaires, le coût est plus important. Le rapport cyclique est réduit à 50 %, afin de permettre la récupération de l'énergie inductive du transformateur.

Les transistors

Le courant maximum émetteur-collecteur des transistors est de 3,33 A. En effet, la puissance de sortie de ce convertisseur est de 250 W et le rendement de 75 %, la puissance à l'entrée doit être de 333 W. Pour une tension minimum de 200 V le courant d'entrée se détermine par la relation :

$$I_e = \frac{333}{200} \times 0,5 = 3,33 \text{ A}$$

(0,5 correspond au rapport cyclique maximum). Le courant efficace cor-

respondant est égal à la moitié du courant crête carré :

$$\frac{3,33}{2} = 1,67 \text{ A}$$

La moitié seulement de la tension d'entrée alternative redressée est appliquée entre collecteur et émetteur des transistors, ce qui conduit, compte tenu du montage, à une tension maximum lorsque le transistor est bloqué de :

$130 \times 2 \times \sqrt{2} = 368 \text{ V}$. Avec un BV_{CEO} de 400 V, le transistor UMT 13007 convient à cet usage. Son $V_{CE(sat)}$ est de 2 V à 5 A et son temps de descente de 400 ns, lorsque les conditions de commande de base sont remplies.

Le circuit d'aide à la commutation

Le circuit d'aide à la commutation comprend un réseau : résistance-

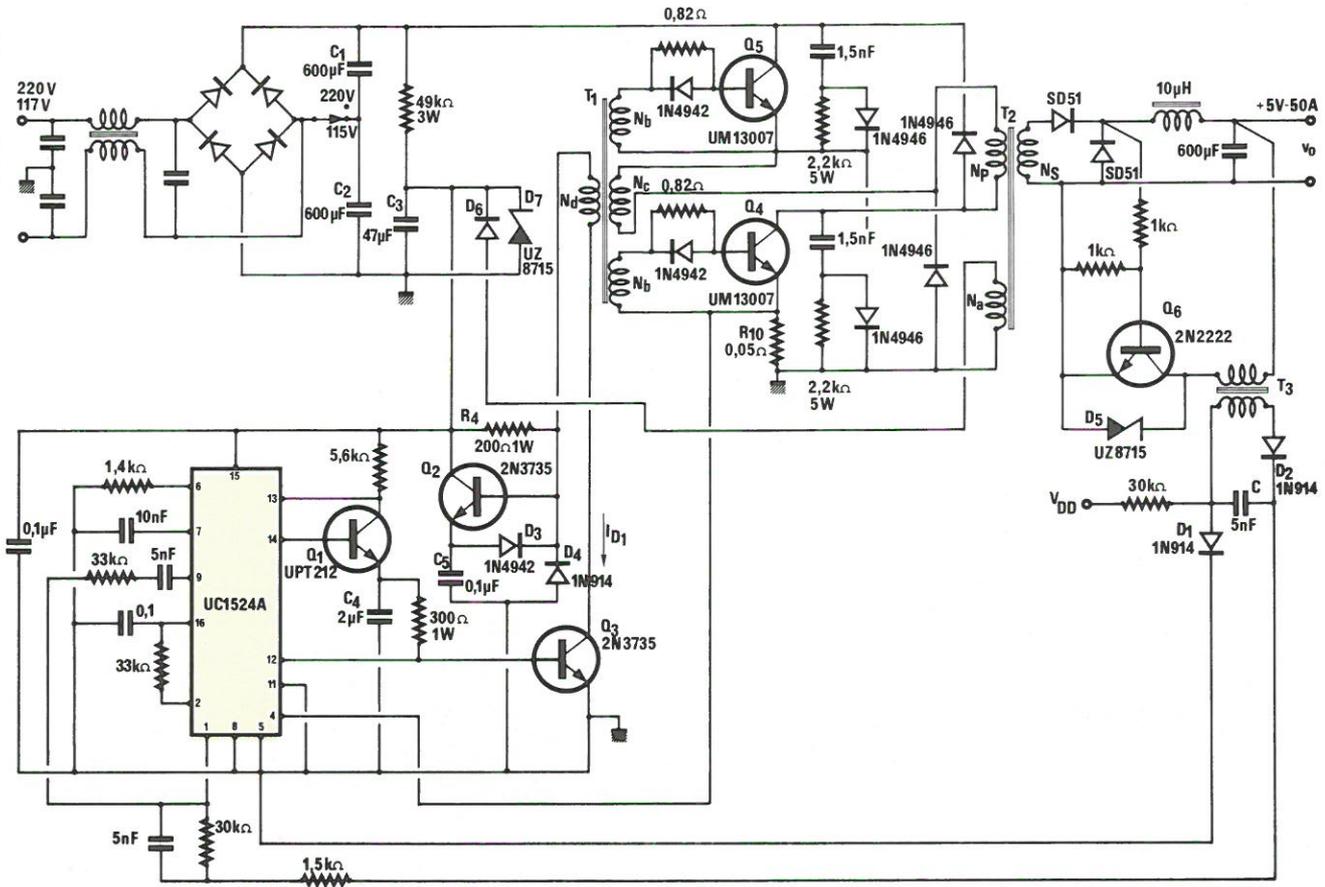


Fig. 1.

condensateur-diode, disposé entre collecteur et émetteur de chaque transistor. Il a pour but de faire fonctionner chacun des transistors dans les limites de leur aire de sécurité. Les condensateurs C_3 et C_4 absorbent les surtensions au moment du blocage des transistors (fig. 3). Les résistances R_2 et R_3 permettent la décharge des condensateurs en consommant l'énergie emmagasinée (ce qui évidemment réalise quelques pertes).

Condensateurs et résistances se calculent au moyen des relations immédiatement déduites de leur utilisation.

$$C_3 = C_4 = \frac{I_{CM} t_f}{2 V_e(\max)}$$

$$= \frac{3,33 \times 0,4 \cdot 10^{-6}}{2 \times 380} = 0,00175 \mu\text{F}$$

La décharge du condensateur doit se faire en une durée moitié de celle de la conduction d'un transistor. Cette durée se calcule au moyen de la relation :

$$t_{on(\min)} = \frac{D(\max) V_e(\min)}{f V_e(\max)}$$

$$= \frac{0,5 \times 200}{40\,000 \times 380} = 6,58 \mu\text{s}$$

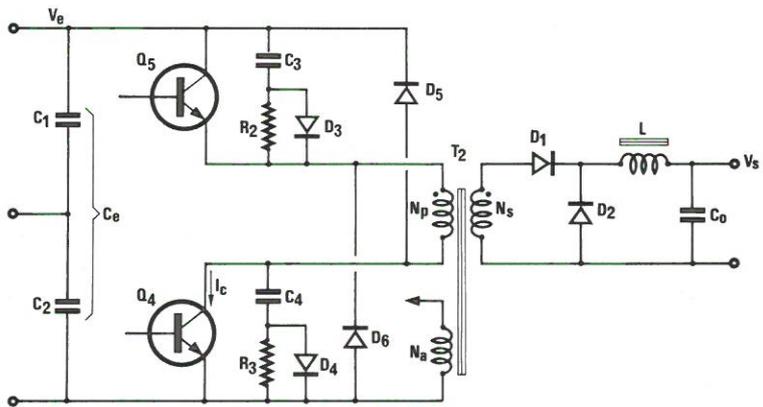


Fig. 2.

$$R_2 = R_3 = \frac{t_{on(\min)}}{2 C_3}$$

$$= \frac{6,58 \times 10^{-6}}{2 \times 1,5 \times 10^{-6}} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

Chaque résistance dissipe une puissance maximum de :

$$P = \frac{1}{2} C_2 V_e^2(\max)$$

$$f = \frac{1,5 \times 10^{-6}}{2} \times 380^2 \times 40\,000$$

$$= 4,3 \text{ W}$$

La valeur de 380 V est la tension maximum absolue qui peut être atteinte entre collecteur et émetteur de chaque transistor.

Le filtre de sortie

Les composants du filtre de sortie doivent posséder des caractéristiques qui lui permettent de satisfaire à deux fonctions, d'une part se charger pendant la période de conduction des

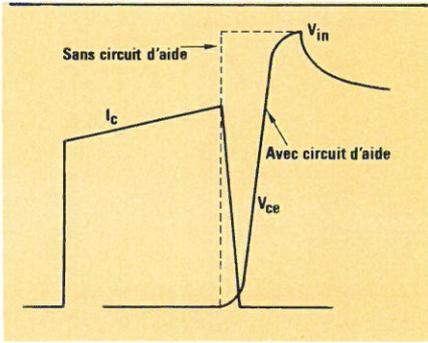


Fig. 3.

transistors, et d'autre part restituer l'énergie emmagasinée pendant la période de blocage et permettre un filtrage suffisant de la tension de sortie. Ces deux fonctions conduisent à la détermination de la valeur de l'inductance et de celle du condensateur. Le schéma équivalent du filtre et les diverses formes des signaux sont donnés à la figure 4.

Le calcul de la valeur de l'inductance de sortie s'effectue à partir de la durée maximum du blocage des transistors :

$$D_{(min)} = D_{(max)} \frac{V_{e(min)}}{V_{e(max)}} = 0,5 \frac{200}{380} = 0,263$$

$$t_{off(max)} = \frac{1 - D_{(min)}}{f} = \frac{1 - 0,263}{40\,000} = 18,4 \mu s$$

$$I_{L(max)} = 2 I_{0(min)} = 2 \times 5 = 10 \text{ A}$$

$$L = \frac{(V_s + V_F) t_{off(max)}}{I_{L(max)}} = \frac{(5 + 0,6) 18,35}{10} = 10 \mu H$$

avec V_F : tension aux bornes de D_1

Pour mémoire, rappelons que cette dernière relation est déduite de la loi :

$$V = L \frac{di}{dt}$$

Pour calculer la valeur du condensateur de sortie, on se donne une tension crête à crête d'ondulation de 0,1 V.

A partir des expressions classiques $Q = I \cdot t = CV^2$, la relation suivante permet de calculer cette valeur de capacité :

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{2 \times 2 \times 2 \times f \times v_o} = \frac{10}{8 \times 40\,000 \times 0,1} = 312 \mu F$$

Bien que l'on ait fixé la valeur de la tension d'ondulation et calculé en conséquence les valeurs de l'induc-

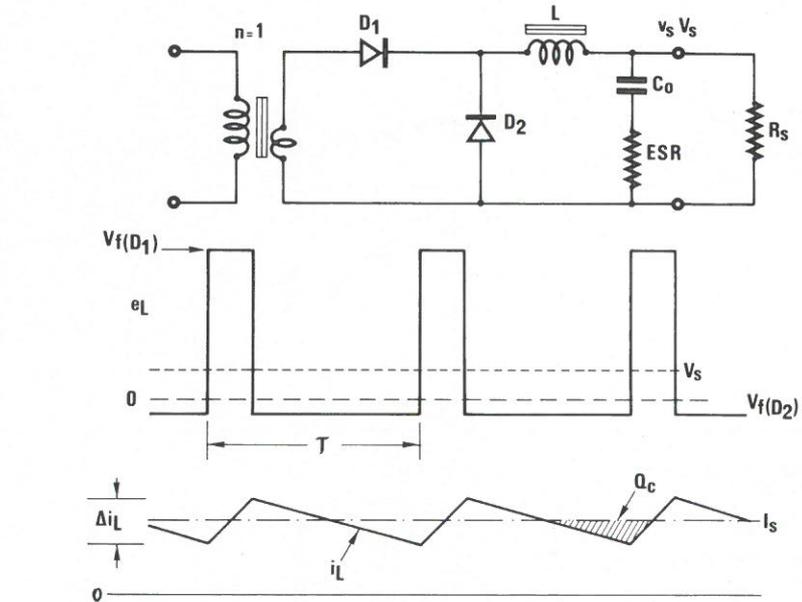


Fig. 4.

tance et de la capacité, la tension d'ondulation dépend également de la résistance équivalente série du condensateur (ESR). Cette résistance ne doit pas être supérieure à :

$$ESR = \frac{v_o}{I_{L(max)}} = \frac{0,1}{10} = 0,01 \Omega$$

Pour obtenir une résistance série inférieure à cette valeur, il faut disposer plusieurs condensateurs en série dont la valeur totale de la capacité doit être largement supérieure à la valeur calculée. La réalisation proposée utilise trois condensateurs au tantale du type Mallory THF 227 MO 10 P1G en parallèle. La fréquence de résonance du filtre est alors de 2 kHz. Si l'on emploie un condensateur électrolytique de 14 000 μF du type Mallory CGO 143 M10 R2 C3 PL, la fréquence de résonance se réduit à 425 Hz. Notons que cette fréquence de résonance, qui dépend de la valeur du condensateur et d'une certaine manière de la résistance ESR, peut modifier les paramètres de la boucle de régulation.

La boucle de régulation

Il ne suffit pas, pour assurer une bonne régulation de la tension de sortie, de connecter sans précaution une fraction de cette tension, à la broche, prévue à cet effet, du circuit de commande. Encore faut-il tenir compte des gains de l'ensemble, boucle comprise ; sinon, des instabilités peuvent naître et détruire le régulateur dès sa mise sous tension.

Le régulateur employé dans cette alimentation est le circuit *Unitrode* UC1524 A qui possède en particulier une limitation de courant de commande par impulsion, ce qui n'était pas le cas de son cousin le régulateur UC 1524. De plus, ce régulateur peut débiter un courant de 220 mA et supporter une tension de 60 V. Il permet en outre une régulation, dans le meilleur des cas, de $\pm 1\%$.

Pour déterminer une boucle de régulation stable, il faut déterminer les gains et la phase du modulateur à dent de scie, du circuit de puissance à découpage et du filtre de sortie. Dans le circuit du régulateur, la commande du rapport cyclique s'effectue par la comparaison d'une tension de contrôle V_c à la tension de la dent de scie V_d de 2,5 V. Le rapport cyclique ne dépassant pas 50 %, il est donné par la relation :

$$D = 0,5 \frac{V_c}{V_d}$$

La tension de sortie est fonction de D et du rapport de transformation, qui, dans le cas de ce convertisseur, est de 15,33.

La fonction de transfert est donc :

$$V_s = \frac{V_e}{n} D = \frac{V_e V_c}{2 n V_d}$$

La différentiation par rapport à V_c permet de calculer le gain de l'ensemble :

$$G = \frac{V_e}{2 n V_d} = \frac{380}{15,33 \times 5} = 4,95 = 13,2 \text{ dB}$$

Le filtre de sortie contribue à cette fonction de transfert, en introduisant deux pôles et une décroissance de gain de 12 dB par octave. La phase passe par 180° ce qui causera des instabilités sans correction de la fonction de transfert de la boucle (fig. 5). Pour une bonne stabilité de l'ensemble, le gain de la boucle a été choisi de telle sorte qu'il soit de 0 dB à une fréquence moitié de la fréquence de commutation, avec une marge de phase suffisante. Notons que le gain de la boucle doit être voisin de 0 dB à 1 kHz pour éviter l'instabilité due à la phase de 180°. Avec le circuit de la figure 6, on obtient les diagrammes de gain et de phase de la figure 7. Pour que l'ensemble ait un gain de 0 dB à 20 kHz, il faut que l'amplificateur d'erreur ait un gain de + 26,8 dB, compensant exactement le gain négatif de la fonction de transfert des éléments de contrôle. Ce gain est donné par le rapport des résistances R₃ et R₄ :

$$A_{v1} = 26,8 \text{ dB} = 21,9$$

En choisissant R₃ de 33 kΩ, pour minimiser la charge, on détermine R₂ :

$$\frac{R_2 + R_3}{A_{v1}} = \frac{33\,000}{21,9} = 1\,500 \, \Omega$$

Le gain à 1 kHz est déterminé par R₁, R₂ et R₃ :

$$A_{v2} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} = \frac{A_{v1} \times 1 \text{ kHz}}{20 \text{ kHz}}$$

R₁ = 28,6 kΩ (on utilise 30 kΩ).

Les deux zéros à 1 kHz permettent d'obtenir la courbe définitive de la figure 5. Les valeurs des condensateurs se déterminent simplement au moyen des relations :

$$f_1 = \frac{1}{2 R_1 C_1} = \frac{1}{2 R_3 C_2} = 1 \text{ kHz}$$

C₁ = 0,0053 μF et C₂ = 0,0048 μF.

La présence d'un pôle à 20 kHz, créé par C₁, R₁ et R₂ stabilise le gain de l'amplificateur d'erreur.

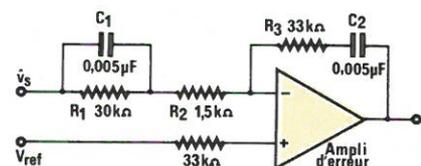


Fig. 6.

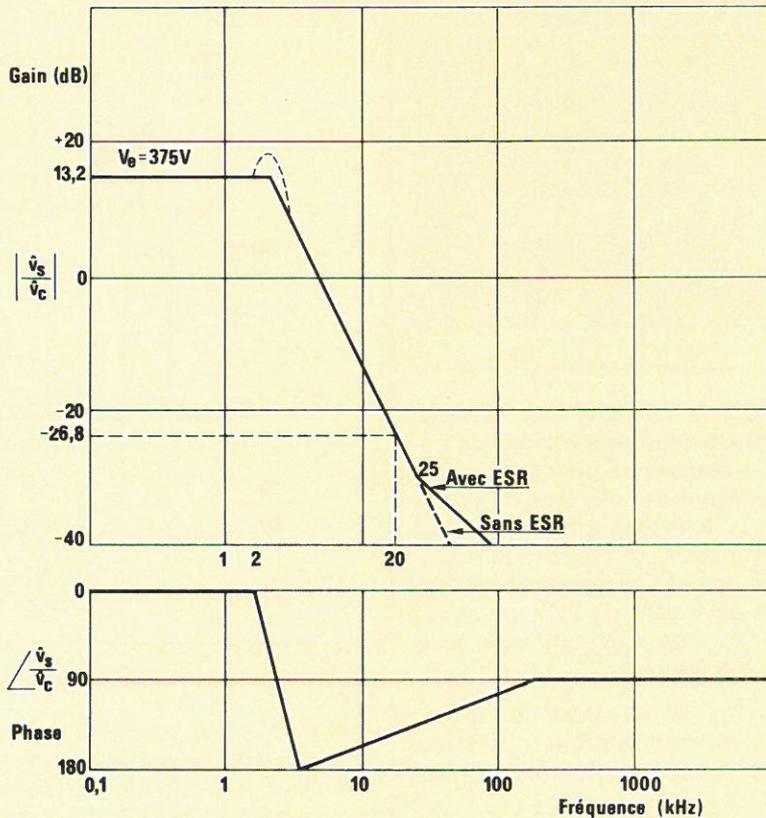


Fig. 5.

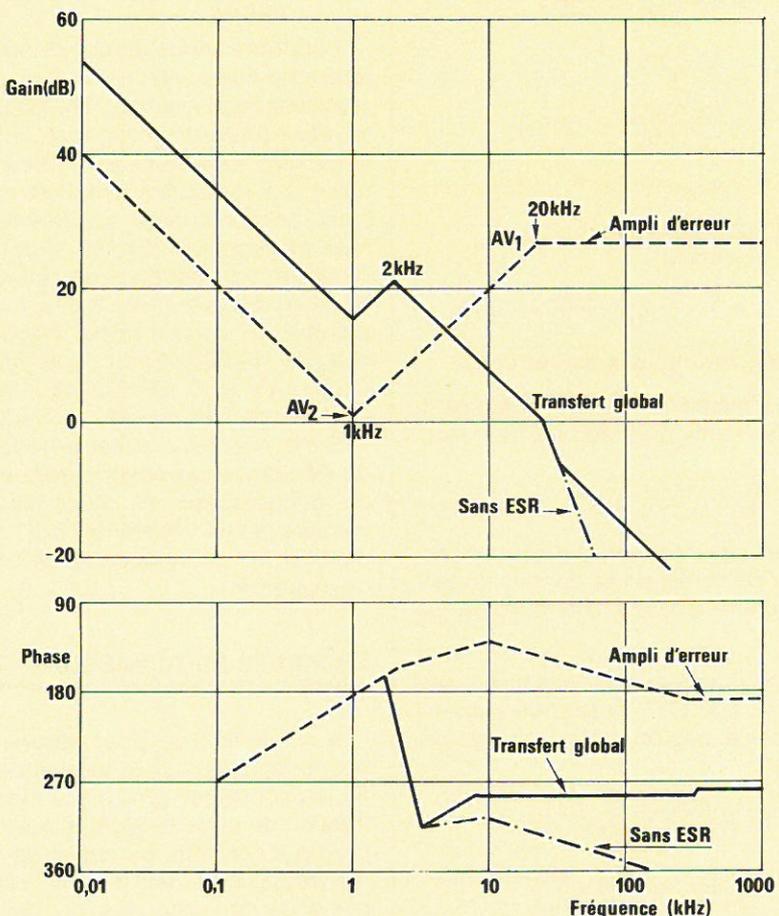


Fig. 7.

L'isolement galvanique de la boucle

Ce convertisseur à découpage possède un isolement galvanique de la boucle qui se veut original. En effet, habituellement, cet isolement est fait de différentes façons, par un dispositif optocoupleur ou par une alimentation du circuit de commande par transformateur-secteur, alors que, dans le cas qui nous intéresse, l'alimentation du circuit de commande est réalisée d'une manière simple directement sur le secteur, d'où la nécessité d'isoler la sortie du régulateur de l'entrée amplificateur d'erreur.

Un petit transformateur, fonctionnant sur la fréquence de l'alimentation, assure l'isolement. La tension de sortie est découpée par le transistor Q_6 à la fréquence de celle de l'alimentation puisque sa base est commandée à partir des créneaux positifs disponibles après la diode de redressement de sortie. Au secondaire du transformateur de rapport unité (primaire et secondaire de 14 tours chacun de fil AWG 32 sur un tore de ferrite 204 T250 3E2A) la diode D_2 redresse la tension qui est filtrée par un condensateur. La diode D_1 , compense le coefficient de température de la diode D_2 .

La commande de base

La base des transistors de puissance est commandée par le transformateur T_1 , et les deux transistors Q_2 , Q_3 . Il s'agit là d'une commande proportionnelle au courant collecteur des transistors de puissance (fig. 8). Le rapport des courants de base et des courants collecteurs est déterminé par le rapport des enroulements b et c du transformateur. Dans le cas d'un courant fixé par la commande de base, le transistor de puissance supporte le maximum de courant quel que soit le courant collecteur. Avec une commande proportionnelle, le courant de base est toujours optimum quel que soit le courant collecteur. La commande proportionnelle ne nécessite qu'une faible puissance. Pendant la durée de conduction du transistor de puissance, l'intensité de base est générée par le courant collecteur à travers l'enroulement du transformateur. Le circuit de commande ne donne que des impulsions qui rendent le transistor de puissance conducteur ou bloqué. Lorsque le transistor Q_3 est saturé, le transistor Q_4 est bloqué. Le

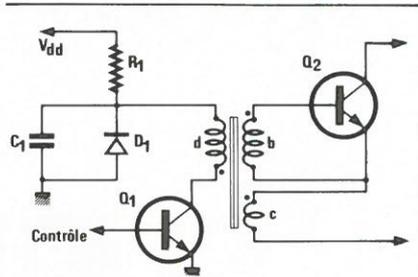


Fig. 8

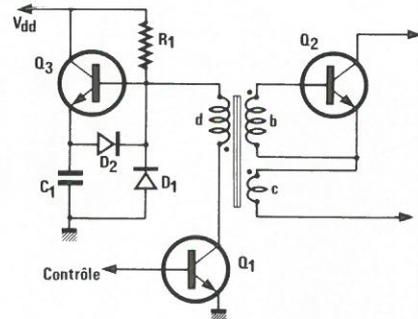


Fig. 9.

condensateur se décharge, la tension aux bornes des autres enroulements du transformateur tend vers zéro. Lorsque Q_3 se bloque, une impulsion positive est transmise à la base du transistor de puissance qui devient conducteur. Le courant de base est

ensuite entretenu par le courant collecteur qui traverse l'enroulement c du transformateur. Pendant cette durée, le condensateur s'est chargé à la tension d'alimentation. Lorsque Q_3 se bloque à nouveau, le condensateur se trouve connecté aux bornes du primaire, induisant une impulsion négative aux bornes des secondaires et Q_4 se bloque.

Le circuit tel qu'il est décrit n'est pas capable de fonctionner à une fréquence supérieure à quelques kilohertz, car le condensateur se charge pendant la période de conduction du transistor et la constante de temps est trop importante. Dans le circuit décrit à la figure 9, la charge de la capacité s'effectue rapidement grâce à un transistor monté en base commune. Pendant la durée de conduction de Q_3 , le courant à travers R_4 est multiplié par le gain en courant du transistor Q_2 , chargent ainsi rapidement le condensateur.

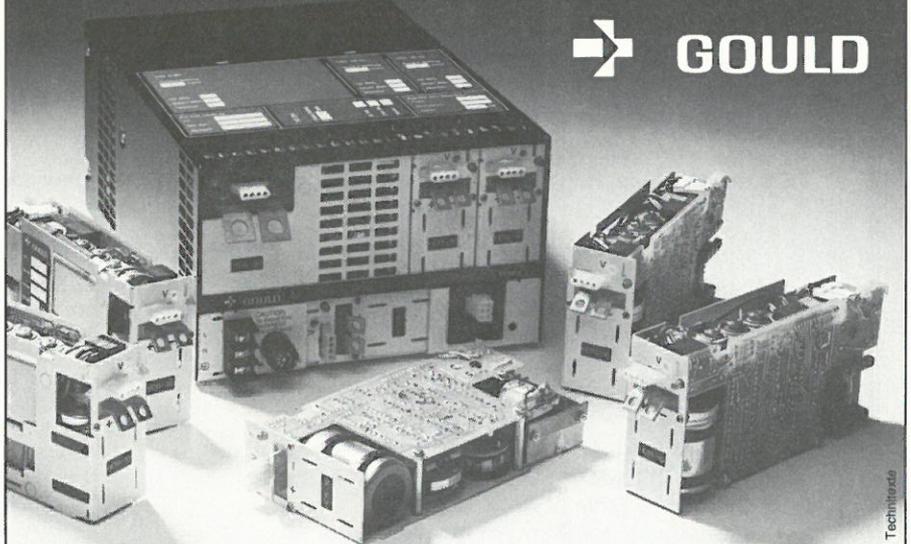
La commande de base est inhibée lors de l'établissement du courant à la première mise sous tension, par un transistor Q_1 qui, périodiquement, charge le condensateur C_4 en fonctionnement normal.

N. Chanoine
(D'après des notes
d'application Unitrode)

Alimentations.

- Alimentations d'équipements de 25 à 750 W : 1800 variantes (régulation série ou à découpage - châssis ouverts ou boîtiers modulaires) • Convertisseurs C.C. isolés.

 GOULD



Gould Instruments SAF. BP 115-91162 Longjumeau Cedex. Tél. 16 (6) 934.10.67.

*Micro
informatique*

Contrôle de processus par micro-ordinateur

Dans cet article, l'auteur aborde l'étude de l'extension d'un micro-ordinateur pour la mesure et le contrôle de processus.

L'aspect matériel y est largement développé pour permettre d'adapter l'étude à un autre équipement ou comprendre un matériel existant.

Par ailleurs, les programmes élémentaires permettent le test et la mise en œuvre des cartes proposées ; la conclusion donne une application de synthèse : commande d'un processus.

Cette application s'appuie sur trois cartes. Une première, l'interface bus, donne accès aux bus du micro-ordinateur et distribue aux autres cartes un bus local simplifié. Sur ce bus se branchent les cartes d'application, ici une carte « convertisseur digital-analogique » et une carte « convertisseur analogique-digital 16 voies ». La réalisation et les programmes de gestion de ces cartes sont suivis par une application de régulation PI.

Le système a été réalisé et testé sur CBM (2008, 3032, 4032) et pourra être repris avec de légères modifications pour tout autre micro-ordinateur.

Réalisation de la carte d'interface Bus

Cette carte recevra une partie des signaux du bus CBM et créera notre « bus local », distribué ensuite à toutes nos cartes d'interface.

Principe

La figure 1 rappelle l'organisation fonctionnelle du CBM. La zone 8800, 8FFF est libre ; aussi choisissons-nous cet espace pour implanter logiquement nos extensions. La zone mémoire morte, si elle n'est pas occupée physiquement par des boîtiers est aussi disponible entre 9000 et E7FF, mais il faudrait modifier des «strappa-

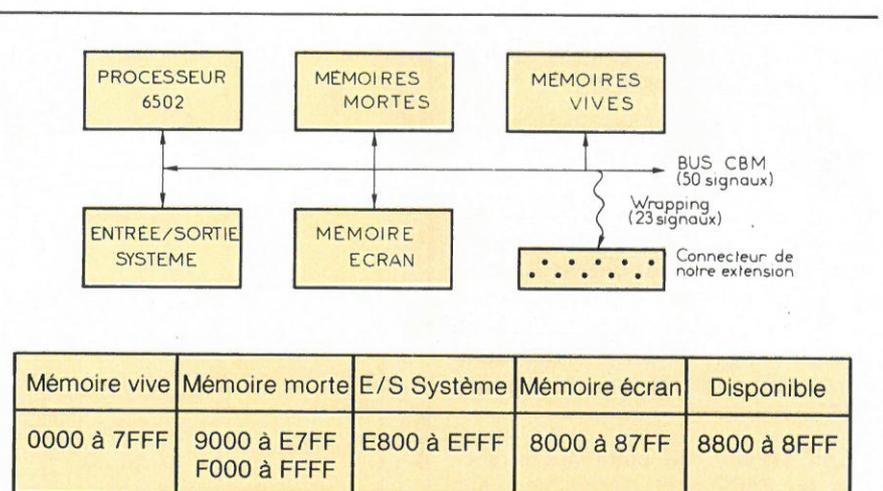


Fig. 1. - Organisation du CBM (en haut) ; plan mémoire du CBM (en bas).

ges » de la carte micro-ordinateur. Notre choix évite toute modification de cette nature. Parmi les 50 signaux du bus CBM nous en avons choisi 23. Une plaquette, fixée au châssis de nos CBM, reçoit par wrapping ces signaux et les rend accessibles sur un seul connecteur 50 broches. Un câble plat, 23 signaux et 27 masses, les transportera à la carte interface.

Les signaux choisis sont :

- les données : D₇ à D₀ ;
- adressage : SEL 8/ qui décode l'espace 8000 à 8FFF, A₁₁, A₁₀, A₅ à A₀ ;
- commandes : RW qui est à 1 si le 6502 exécute une lecture, et RW/ Ø₂ horloge 1 MHz qui synchronise les transferts sur Ø₂ à 1 Reset/IRQ/NMI.

Un brin du câble est encore disponible, tout en conservant les fils de masse, qui font écran entre deux signaux voisins.

Analyse du schéma

La carte de la figure 2 assure l'amplification des signaux, la sélection de l'extension et la sélection locale des cartes de cette extension.

Les données sont échangées par un amplificateur bidirectionnel LS245 ; le sens de l'échange est fixé par RW. Cet amplificateur ne sera actif que si E/ est bas, c'est-à-dire si l'extension est sélectionnée.

Le décodage des adresses se fera en deux étapes :

- reconnaître une adresse concernant l'extension : nous avons attribué l'espace 8C00 à 8FFF à notre extension en décodant A₁₁ et A₁₀ par le décodeur LS139 activé par SEL8/ bas. Ce décodage sorti à la broche 7 autorise le travail de l'amplificateur de bus et de l'autre décodeur ;
- choisir un élément de l'extension : ce deuxième décodage traite A₄ et A₅ et distribue quatre commandes de sélection. Chaque élément de l'extension recevra une de ces commandes et les quatre adresses basses A₃ à A₀, se comportant ainsi comme un bloc de 16 mémoires. Cet espace est suffisant pour loger un périphérique complexe (convertisseur, récepteur IEEE...) par carte.

Les signaux de commandes propres au 6502 sont disponibles, afin d'utiliser les interfaces des familles 6800 et 6500, mais nous avons aussi créé les signaux standards de lecture

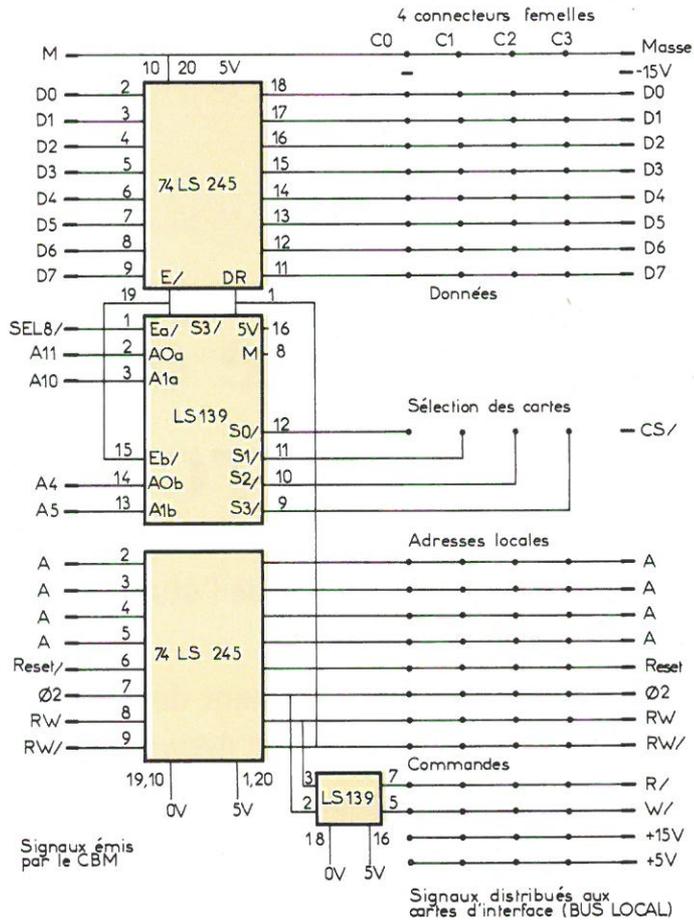
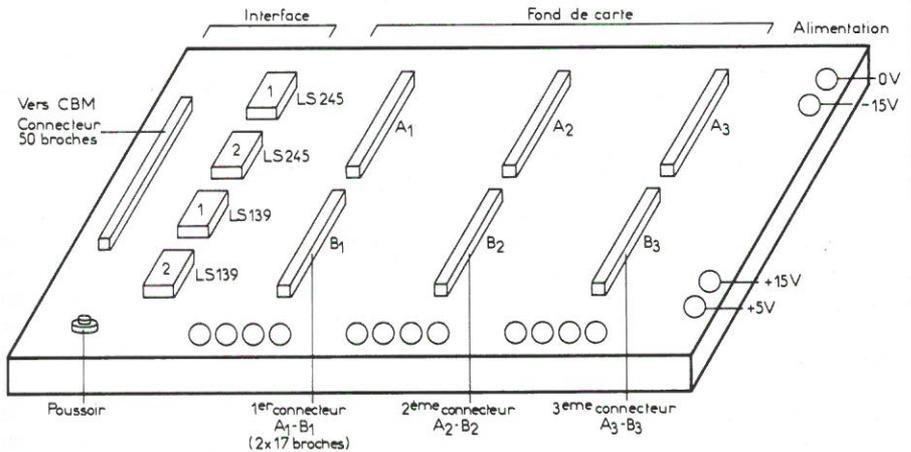


Fig. 2. - Interface CBM et extension.



Adresse	Connecteur 0 CS0/	Connecteur 1 CS1/	Connecteur 2 CS2/	Connecteur 3 CS3/
Hexa	8F00 à 8F0F	8F10 à 8F1F	8F20 à 8F2F	8F30 à 8F3F
Décimal	36608 à 36623	36624 à 36639	36640 à 36655	36656 à 36671

Fig. 3. - En haut, croquis de l'extension (avec trois connecteurs) ; en bas, adresses des connecteurs.

(R/ = Ø₂.RW/) et d'écriture (W/ = Ø₂.RW).

Le bus local distribué à quatre connecteurs (en fait trois dans notre application) est donc constitué de huit données, une sélection connecteur, quatre adresses, commandes, masse; une alimentation extérieure fournit les tensions + 5, + 15 et - 15 V.

La figure 3 résume les adresses associées aux connecteurs.

Test de l'interface

Le programme P₁, exécuté sans mettre l'amplificateur de bus de données, permet de vérifier l'excitation correcte de E/, les signaux de commande, et l'arrivée des données; il suffit de synchroniser un oscilloscope par E/. Les chronogrammes normaux sont donnés à la figure 4. En remplaçant STA 8F00 par LDA 8F00 (code AD 00 8F) nous vérifions la bonne gestion des transferts vers le CBM. L'amplificateur de données peut être installé.

Le programme P₂, exécuté en implantant le module décrit à la figure 5 sur le connecteur 0, permet une vérification complète des transferts vers le CBM. Le circuit LS 245 de ce module met l'état des interrupteurs sur le bus de données lors de l'instruction LDA 8F00 qui crée R/ et CSO/ bas.

Carte convertisseur, digital-analogique

Les composants utilisés

Le circuit AD 7524 (fig. 6) intègre un convertisseur 8 bits à sortie courant et un registre d'entrée. Le mot à convertir est enregistré par le CDA lors de la commande (CS/=0, W/=0). Les amplificateurs de sortie assurent la conversion courant tension et la mise à l'échelle choisie de - 10 à + 10 V.

La carte

Elle comporte deux voies analogiques identiques; chaque voie reçoit W/ et un signal de sélection crée par la sélection carte et A₁ afin de distinguer les 2 voies. En notant BASE l'adresse du connecteur recevant la carte, les adresses des voies seront BASE (ou BASE + 1) et BASE + 2 (ou BASE + 3).

PROGRAMME P1			
Adresses	Code	Mnémonique	Commentaire
033A	58	CLI	; interdire interruption
033B	8D 00 8F	STA 8F00	; écrire sur connecteur 0
033E	49 FF	EOR FF	; compléter données émises
0340	4C 3B 03	JMP 033B	; recommencer

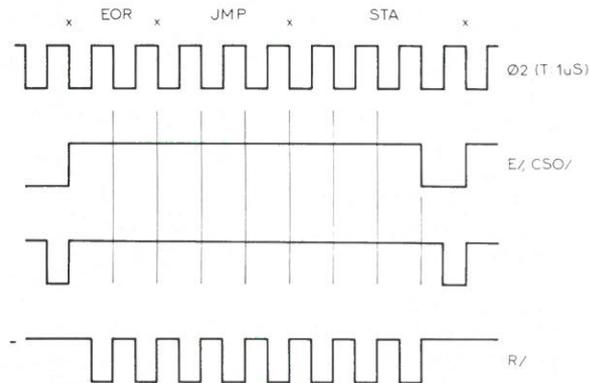


Fig. 4. - Chronogrammes d'exécution de P1.

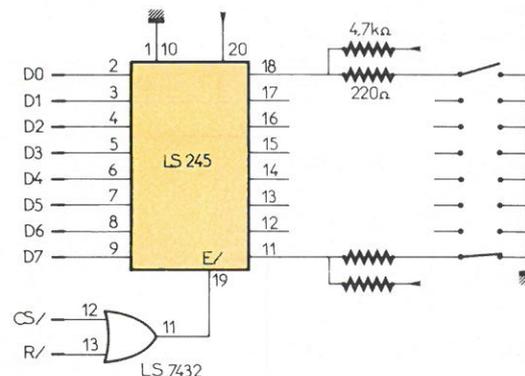


Fig. 5. - Module de test.

Gestion des CDA

Chaque voie est logiquement une mémoire. Toute instruction du langage machine ou du Basic écrivant en mémoire permet donc d'émettre une tension. Le programme P₃ donne un exemple en langage machine; le point d'arrêt (BREAK) permet lors des essais de définir l'accumulateur du 6502 qui est ensuite copié dans les deux CDA. P₄ est l'équivalent, mais rédigé en Basic. Comme le convertisseur travaille en binaire décalé, à la tension désirée A, la ligne 20 associe N, équivalent décimal de l'octet à créer, par la relation :

$$N = (10 + A).256/20$$

Les deux programmes supposent la carte implantée sur le connecteur 1.

Carte convertisseur analogique-digital

Les composants utilisés

Le circuit ADC 0816 intègre (fig. 7) un convertisseur 8 bits à approximations successives et un multiplexeur analogique 16 voies non différentielles. Une conversion sera déclenchée par une impulsion positive sur START et ALE; les niveaux présents alors sur AD₃... AD₀ définissent le numéro de la voie à convertir. La conversion dure environ 120 µs avec une horloge à 500 kHz. La sortie EOC passe à zéro 16 µs après l'ordre de conversion et bloque l'échantillonneur. La mesure, codée en binaire décalé, sera obtenue sur D₇... D₀ par la mise à 1 de la commande TSC.

La carte

La commande de conversion est créée par W/ si la carte est adressée (CS/ = 0) ; les adresses A₃, A₀ définissent la voie à mesurer. La commande de lecture est créée par R/ si la carte est adressée. L'horloge du 6502, après division par 2, cadence la conversion. Les amplificateurs convertissent les signaux d'entrée supposés compris entre -10 et +10 V en 0/5 V compatible avec le circuit. Cet étage d'entrée sert aussi de protection et est inverseur.

Gestion du CAD

Ici encore, les voies sont logiquement des mémoires. Une écriture d'adresse convenable assure le déclenchement, tandis qu'une lecture permet la saisie de la mesure. Le programme P₅, assure la mesure régulière et l'affichage des 16 voies analogiques.

Application : commande d'un processus

Modèle analogique

La figure 8 représente le modèle classique de la commande PI. Le régulateur, à partir de la consigne c(t) et de la mesure m(t) élabore une commande décrite par l'équation.

$$u(t) = K(c-m) + L \int_0^t (c-m) dx$$

avec K action proportionnelle et L action intégrale.

En échantillonnant à intervalles h, les commandes successives peuvent s'écrire :

$$u(t+h) = K.c(t+h) - K.m(t+h)$$

$$+ L \int_0^t (c-m) dx$$

$$+ L \int_t^{t+h} (c-m) dx$$

en admettant c - m sur l'intervalle h et en notant y l'intégrale de 0 à t la nouvelle commande, u⁺, s'écrit à partir des nouvelles mesures c⁺, m⁺ :

$$u^+ = K.(c-m)^+ + L.h.(c-m)^+ + y$$

Réalisation

Le CBM, associé aux interfaces précédentes, permet d'acquérir la mesure, de calculer u et de créer cette commande. Certes, le calcul en Basic interprété est lent mais permet un échantillonnage à 250 ms, compatible

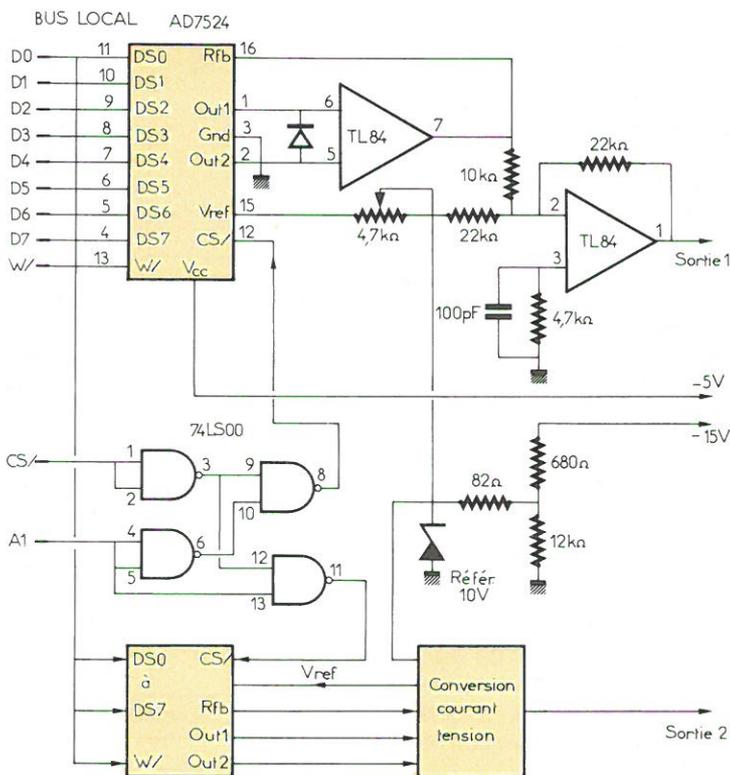


Fig. 6. - Carte double-convertisseur digital / analogique.

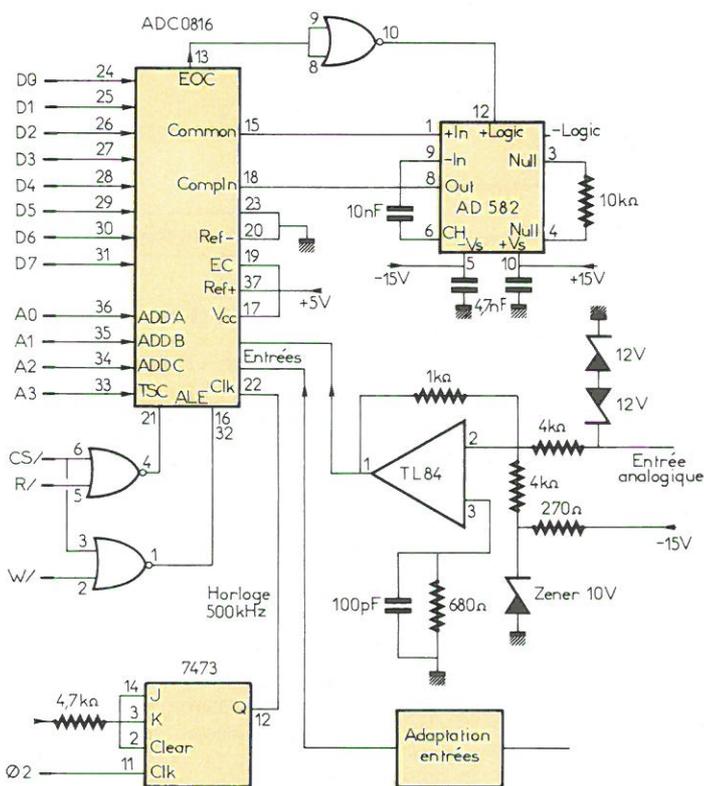


Fig. 7. - Carte convertisseur analogique / digital (16 voies, 8 bits).

avec de nombreux processus. En particulier nous avons testé la commande PI sur un simulateur analogique (premier ordre, constante de temps 5 secondes ; trois constantes de temps en série...) et sur une régulation de vitesse (constante de temps de 0,8 seconde). La commande P a été testée sur des processus ayant une intégration (régulation de position). Le programme P₆ décrit l'algorithme PI ; l'acquisition est faite par le sous-programme langage machine. La courbe de la figure 9 est la réponse d'un premier ordre à un échelon, la figure 10 montre la sortie du CDA et les commandes successives calculées pour commander le processus.

La réponse peut être améliorée en évitant la saturation de l'action intégrale, cause d'un retard supplémentaire, par une instruction :

```
85 IF YN - 10 THEN YN = -10:IF YN
10 THEN YN = S
```

Conclusion

L'ensemble présenté permet d'aborder la gestion de signaux en temps réel à partir d'un micro-ordinateur simple et d'une extension peu coûteuse, facilement réalisable. L'emploi du Basic limite les performances dynamiques mais permet l'étude simple de nombreux phénomènes. Le programmeur plus expérimenté pourra implanter les traitements, additions et multiplications, en langage machine afin de réaliser des échantillonnages rapides. Pour un autre micro-ordinateur, seule la carte interface bus est à reprendre car les cartes CAD et CDA sont logiquement des mémoires.

D. Dubos
I.U.T. d'Angers

L'auteur remercie MM. Bonneau et Mujica, stagiaires de formation continue (DUT), qui ont matérialisé cette étude.

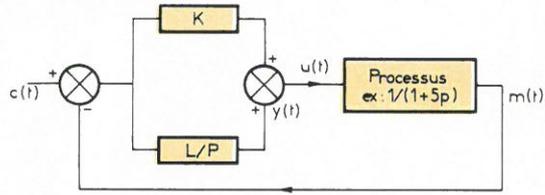


Fig. 8. - Régulation PI.

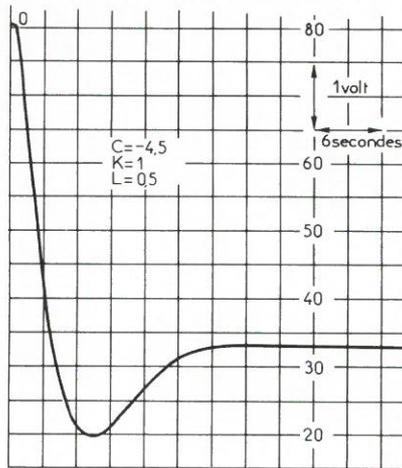


Fig. 9. - Réponse à un échelon (sortie du processus).

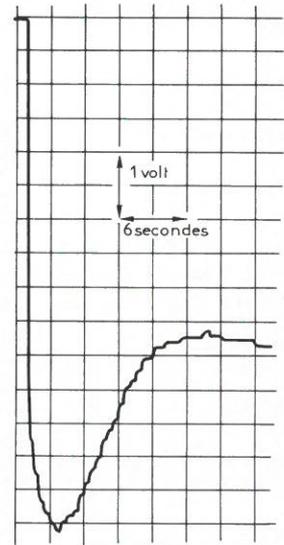


Fig. 10. - Commande appliquée par CDA (mode PI, échelon de consigne).

PROGRAMME P3	GESTION CDA (implanté en connecteur 1)	
033A	58	CLI ; interdire interruptions (facultatif)
033B	00	BREAK ; point d'arrêt définir registre A
033C	8D 11 8F	STA 8F11 ; émettre vers CDA1
033F	8D 12 8F	STA 8F12 ; émettre vers CDA2
0342	4C 3B 03	JMP 033B ; continuer
PROGRAMME P4	GESTION CDA	Commentaires
10	INPUT "TENSION=" ; A	A sera compris entre - 10 et 10-20/256
20	LET N = (A + 10) * 256 / 20	créer le binaire codant A
30	POKE(36625), N : POKE(36626), N	le transmettre aux CDA
40	GOTO 10	
PROGRAMME P5	GESTION CAD	Commentaires
10	FOR I = 0 TO 15	
20	LET H = TI	initialiser temps CBM
30	POKE(36608 + I), 0	déclencher mesure voie n° 1
40	IF TI < H + 60 GOTO 40	attente de 1 seconde
50	LET N = PEEK(36608 + I)	lire mesure
60	LET V = -10 + 20 * N / 256 : PRINT(-V)	afficher la mesure en volts
70	NEXT I	explorer les 16 voies
80	GOTO 10	indéfiniment
PROGRAMME P6	REGULATEUR PI	
10	INPUT "C,K,L": C,K,L	définir consigne, action P, action I
20	LET S = 10 - 20 / 256	définir la limite de commande positive
30	LET YN = 0 : LET EN = 0	
40	LET H = TI	
50	SYS 826	ou mettre POKE(36608), 0 pour déclencher
60	LET M = 10 - (20 / 256) * PEEK(36608)	lire la voie 0, mesure du processus
70	LET EN = M - C	calcul écart
80	LET YN = YN + L * EN * 0.5	calcul intégrale 0.5 = T échantillonnage
90	LET U = K * EN + YN	calcul commande
100	IF U < -10 THEN U = -10	limiter la commande
110	IF U > S THEN U = S	
120	POKE(36626), (U + 10) * 255 / 20	l'émettre vers le processus
130	IF TI > H + 30 GOTO 130	attendre 0.5 secondes
140	GOTO 40	
à compléter par le code machine : qui déclenche le CAD		
033A	8D 00 8F	STA 8F00 ; déclencher CAD
033D	A0 FF	LDY FF ; créer un délai
033F	88	DEY ; pendant la conversion
0340	D0 FD	BNE -3
0342	60	RTS ; retour

Applications

Déviations verticale en circuit intégré pour récepteurs TV-C

Le « catalogue » des circuits intégrés complexes pour applications TV ne cesse de s'enrichir. Le téléviseur « sur une carte » n'est plus une fiction, mais un prochain témoignage de l'évolution de la technique.

Un nouvel exemple nous en est donné avec le TEA 2020, conçu par Thomson-Efcis pour les circuits de déviation des téléviseurs couleur, équipés de tubes auto-convergeants 30 AX et S 4.

Ainsi qu'on pourra le constater au travers de l'étude ci-après, le TEA 2020 intègre un grand nombre de sous-fonctions et de circuits de protection qui simplifient d'autant la circuiterie externe.

Un circuit intégré

« nouvelle génération »

Le circuit TEA 2020 intègre la fonction complète de balayage vertical, avec un minimum de composants externes, et ceci pour des téléviseurs de salon ou portables, avec des tubes de 90 ou 110 °.

Le circuit comprend :

- une alimentation stabilisée et compensée en température, permettant d'obtenir les seuils de référence, et un courant constant pour le générateur de rampes. Grâce à cela, l'amplitude de l'image sera stable en dépit des variations possibles de la tension d'alimentation ;
- un générateur de rampe, stable en fréquence et en température, qui peut être synchronisé à la fin de la période dans une fenêtre égale au quart de la période de l'oscillateur libre. La fréquence de celui-ci est fixée par une résistance externe, une autre fixe l'amplitude de la rampe ;
- un générateur d'impulsions de suppression, délivrant une

impulsion stable en largeur, celle-ci étant déterminée par une résistance externe, pendant le retour ;

- un système de sécurité du dispositif de suppression qui agit en l'absence de courant de déviation ou dans le cas d'un court-circuit en sortie de l'étage de puissance ;
- un amplificateur de puissance accessible par deux entrées ; l'entrée non-inverseuse étant polarisée intérieurement à partir de la tension d'alimentation, cet étage peut délivrer directement un courant maximum de 5 A crête-à-crête. De plus, un dispositif lui assure une protection totale lorsque l'amplificateur « push-pull » de sortie travaille en dehors de la zone permise, ou en cas d'échauffement. Une compensation interne permet le contrôle de la stabilité du système ;
- un générateur de retour qui permet d'obtenir un courant de retour inférieur à 1,2 mA, en doublant la tension de sortie ($2 \times V_{CC}$). On peut ainsi travailler avec de faibles tensions d'alimentation tout en ayant un meilleur rendement.

Le circuit est encapsulé dans un boîtier type CB 215 à 17 broches, qui assure une bonne dissipation, sa résistance

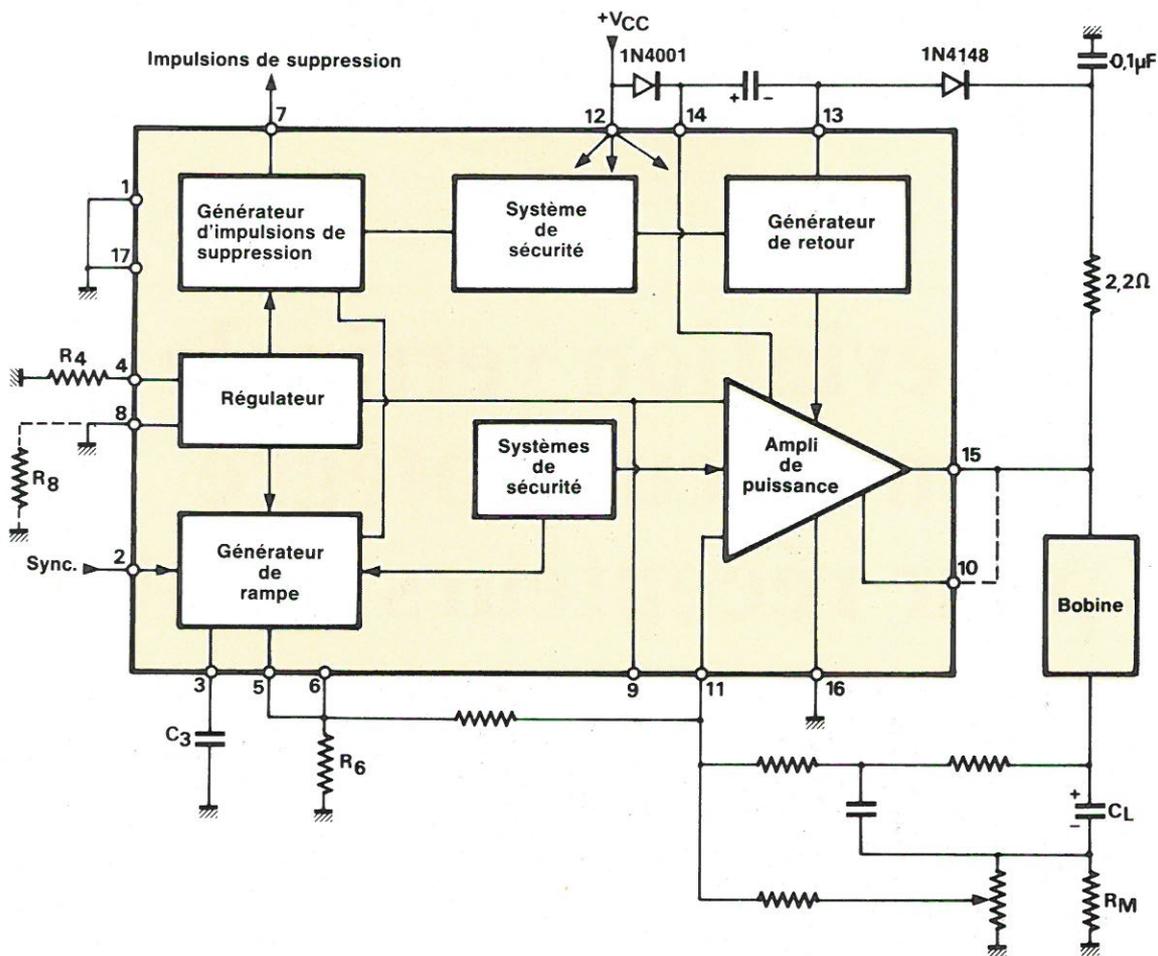


Fig. 1.

thermique maximale étant de $3\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$, et permet de travailler avec des températures de jonctions basses.

Le schéma synoptique interne est donné par la figure 1.

Les valeurs maximales des paramètres sont données par le tableau 1.

La dissipation maximale se déduit des paramètres suivants (fig. 2) :

– résistance thermique jonction/air ambiant :
 $R_{th}(j-a) = 35\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$,

– résistance thermique jonction/boîtier :
 $R_{th}(j-c) = 3\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Le schéma de principe du circuit est donné à la figure 3.

Description interne du circuit

Générateur de rampe

L'oscillateur (fig. 4) est du type à relaxation. Le condensateur C_3 est chargé par un courant constant I_0 délivré par l'alimentation stabilisée interne et déterminé par les valeurs des résistances R_4 et R_8 .

Les transistors T_{11} et T_{12} sont montés en suiveurs de tension, et reproduisent la tension de charge du condensateur C_3 aux bornes 5 et 6.

La broche 5, prise séparément, est une sortie basse impédance délivrant le signal en dents de scie requis, dans certaines applications, pour la correction droite-gauche du

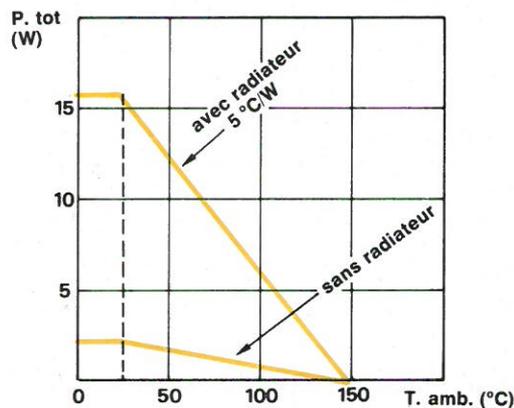


Fig. 2.

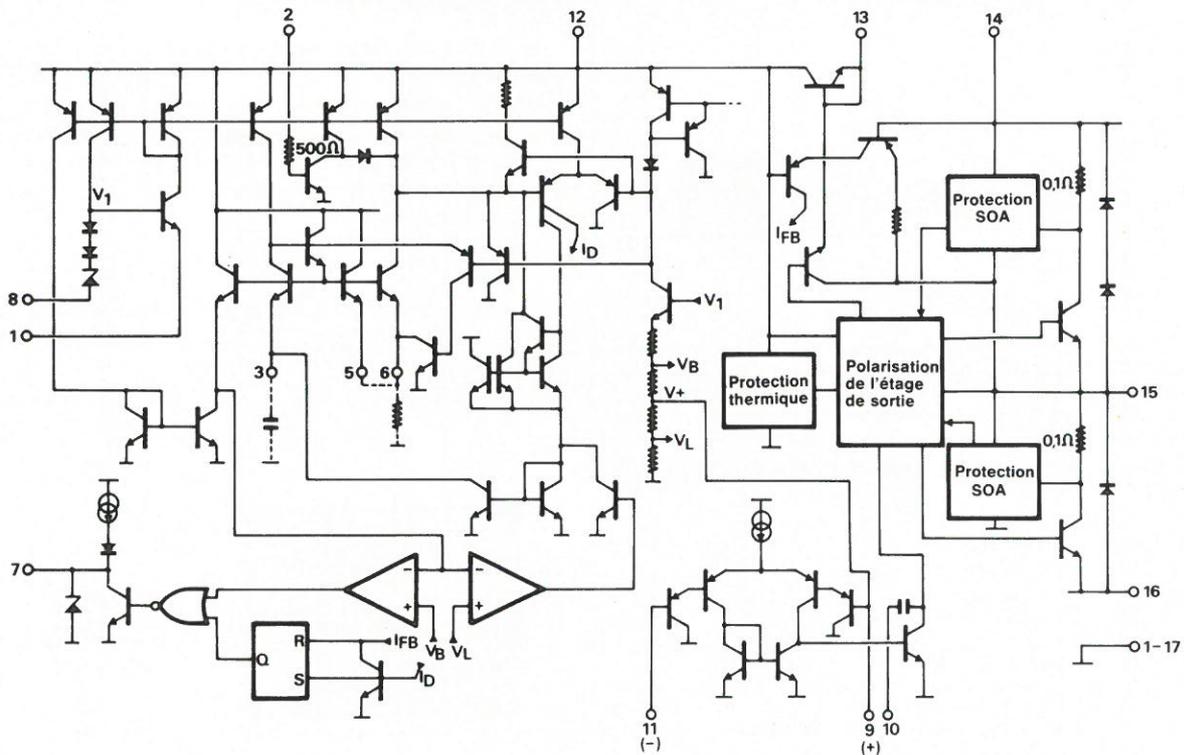


Fig. 3.

tube. Dans le cas d'une utilisation séparée des bornes 5 et 6, la valeur de la résistance R_6 doit être doublée. Les caractéristiques électriques de l'oscillateur restent alors inchangées.

La tension de charge du condensateur C_3 croît linéairement et est reproduite aux bornes 5 et 6. Cette tension crée un courant croissant dans la résistance R_6 , proportionnellement à sa valeur. Le courant croît jusqu'à une valeur égale à la somme des courants I_2 et I_3 qui sont globalement proportionnels à I_0 .

A ce moment, les générateurs I_2 et I_3 ne peuvent plus délivrer de courant dans R_6 , et le transistor T_{20} entre en conduction. Celui-ci forme avec T_{22} un thyristor qui, en

conduisant, déclenche le retour. Le générateur I_0 entre alors à son tour en conduction, déchargeant le condensateur C_3 , toujours proportionnellement à I_0 , jusqu'au niveau bas de tension (V_L). Ce dernier est une fraction de la tension stabilisée disponible sur la borne 4.

Ce niveau bas, comparé à V_3 par l'intermédiaire du suiveur de tension formé par T_9 , actionne le comparateur C_L qui bloque le thyristor. Le condensateur C_3 recommence alors un nouveau cycle de charge.

La tension délivrée par les bornes 5 et 6, s'exprime de la façon suivante :

$$V_{5-6} = \frac{I_0}{C_3} \cdot t + V_L$$

Tableau 1.

Paramètres	Symboles	Valeurs
Tension d'alimentation (V)	V_{CC}	35
Tension de retour crête (V)	V_{FB}	70
Courant de sortie (répétitif) (A)	I_S	$\pm 2,5$
Courant de sortie (non répét.) (A)	I_S	$\pm 3,5$
Température de stockage ($^{\circ}C$)	T_{stg}	$-40 / + 150$
Température de jonction ($^{\circ}C$)	T_j	$-40 / + 150$
Courant de retour sur la borne B		
- répétitif (A)	I_{FB}	± 2
- non répétitif (A)	I_{FB}	± 3

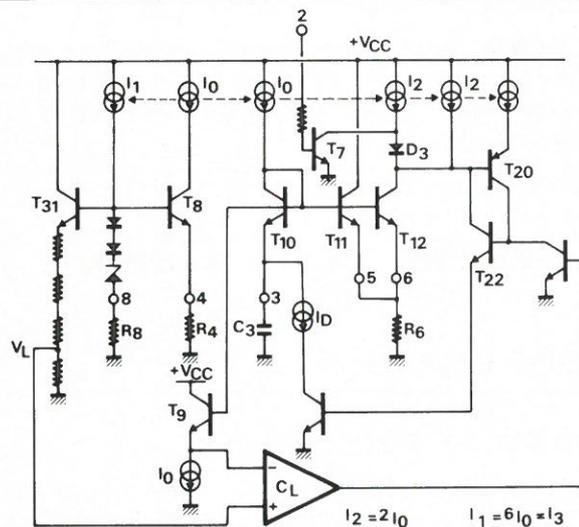


Fig. 4.

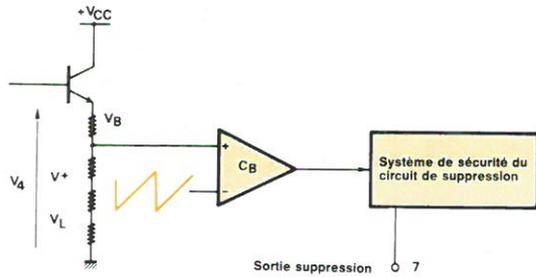


Fig. 5.

Cette tension en dents de scie commande l'étage de puissance.

Sachant que :

$$I_0 = \frac{6,4}{R_4 - 6 R_8}, \quad V_L = 0,156 \cdot V_4$$

$$\text{et } V_4 = \frac{6,4}{1 - 6 \frac{R_8}{R_4}}$$

On peut déterminer les valeurs de T_0 , période de l'oscillateur libre :

$$T_0 = 16 R_{5-6} \cdot C_3 - 0,156 \cdot R_4 \cdot C_3$$

ainsi que l'amplitude de la tension en dents de scie disponible aux bornes 5 et 6 :

$$V_{5-6 c/c} = \frac{6,4}{R_4 - 6 R_8} \cdot T$$

avec T période d'oscillation de la rampe.

Le temps de chute de la dent de scie est proportionnel à I_0 ; il est stable en fonction de la température, et sa valeur est égale à $1/650^\circ$ du temps de montée. En mode synchronisé, où $T = 20$ ms, il sera constant quelle que soit l'amplitude et aura une valeur d'environ $30 \mu s$.

L'oscillateur, indépendant de V_{CC} , stable en fréquence et en température, délivre une tension en dents de scie aux bornes 5 et 6, déterminée en amplitude par les valeurs des résistances R_4 et R_8 , et en fréquence d'oscillation libre par la valeur de R_6 .

Un système de sécurité protège l'oscillateur des blocages intempestifs en cas d'anomalies de fonctionnement, par exemple si V_{CC} ou R_4 ont des valeurs trop faibles, où si R_8 a une valeur trop élevée.

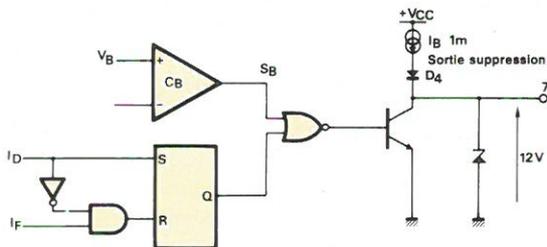


Fig. 6.

Synchronisation

Le courant I_2 est le seul sensible, à l'action d'une impulsion de synchronisation. Lorsque cette dernière est appliquée sur la borne 2, elle fait conduire le transistor T_7 qui absorbe le courant I_2 . Le thyristor travaillera alors seulement si la tension des bornes 5 et 6 est égale à $2 \cdot R_6 \cdot I_3$, déterminant ainsi la période minimum des impulsions de synchronisation :

$$T_{\min \text{ sync}} = 12 \cdot R_6 \cdot C_3 - 0,156 R_4 \cdot C_3$$

La synchronisation n'est possible que dans un intervalle localisé en fin de période, égal au quart de la période d'oscillation libre.

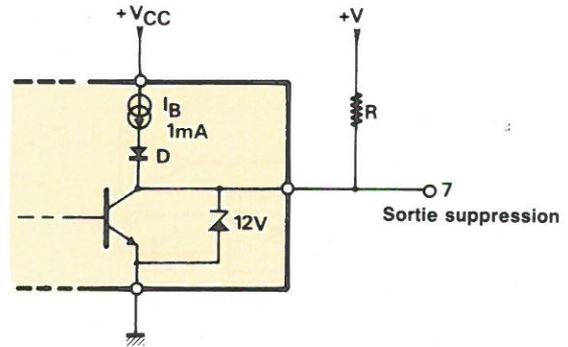


Fig. 7.

Générateur d'impulsions de suppression

Ce générateur procure une impulsion positive de 12 V sur la broche 7. Celle-ci, dont la durée est déterminée par la valeur de la résistance R_4 , sert à la suppression de l'image pendant le retour.

Le signal S_B délivré à la sortie du comparateur C_B (fig. 5), et contrôlé par le dispositif de sécurité dont nous allons parler ensuite, procure, sur la borne 7, un signal de suppression dont la valeur est déterminée par la tension V_B et par la tension en dents de scie.

La durée positive de suppression est donnée par :

$$T_B = 7,2 \times 10^{-2} R_4 \times C_3$$

Systèmes de protection du dispositif de suppression

Cet ensemble positionne automatiquement la sortie « suppression » à 1 s'il y a une quelconque anomalie dans le balayage, protégeant ainsi le tube image.

● Systèmes de protection internes

Le schéma logique est donné à la figure 6.

– I_D est l'impulsion provenant du thyristor formé par T_{20} , pendant le temps de décharge du condensateur C_3 ;

– I_F est l'impulsion délivrée par le générateur de retour pendant la première partie du retour du balayage vertical. Celle-ci indique, lorsqu'elle est présente, le cours normal des opérations de balayage. Elle assure donc un bon fonctionnement.

Le déroulement des opérations s'effectue de la façon suivante :

La sortie sur la borne 7 est donnée par l'expression :

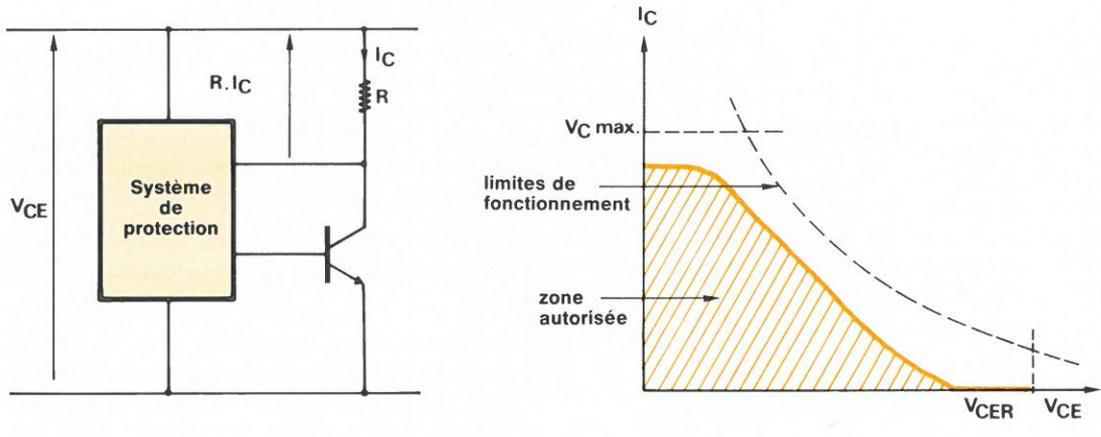


Fig. 8.

$S_7 = S_B + Q$, Q passant à l'état 1 par l'impulsion I_D au début de la décharge, et revenant à l'état 0 par l'impulsion de retour I_F .

Si I_F n'est pas présente, en cas d'anomalie dans le balayage, Q demeure à l'état 1 après l'impulsion I_D . La sortie suppression restera à l'état haut jusqu'à la complète disparition de l'anomalie.

Les conditions pour que la sortie suppression reste à l'état haut sont :

- court-circuit de la bobine de déviation,
- déconnexion de la bobine de déviation,
- court-circuit de la sortie de puissance par rapport à la masse,
- court-circuit du condensateur de liaison,
- court-circuit du condensateur C_3 de l'oscillateur,
- déconnexion du condensateur C_3 .

● **Systèmes de protection externes**

Dans le cas où la tension de balayage V_{CC} est coupée, la sortie suppression connectée à une autre tension $+V$ par l'intermédiaire d'une résistance R restera à l'état haut de 12 V, protégeant ainsi le tube-image. Dans ce cas, la diode D protégera le générateur de courant I_B , figure 7.

La résistance R limite le courant dans la diode Zener. Si $I_{Zener} = 1 \text{ mA}$, on aura :

$$R = [(+V) - 12] \times 10^3$$

où $(+V) > 12 \text{ V}$.

Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance travaille en classe B, et est particulièrement adapté aux étages de déviation verticale d'un système TV.

Etudié pour assurer un courant suffisant dans tous les types de bobines de déviation, toroïdales ou autres, celui-ci convient aux postes de télévision monochrome ou couleur, avec tubes de 90 ou 110 °.

L'entrée non-inverseuse, accessible de l'extérieur, est déjà polarisée à une tension interne de V^+ égale à $K \cdot V_4$.

L'entrée inverseuse est connectée au réseau de contre-réaction en courant et au signal d'entrée provenant des bornes 5 et 6. Elle engendre ainsi un courant de balayage

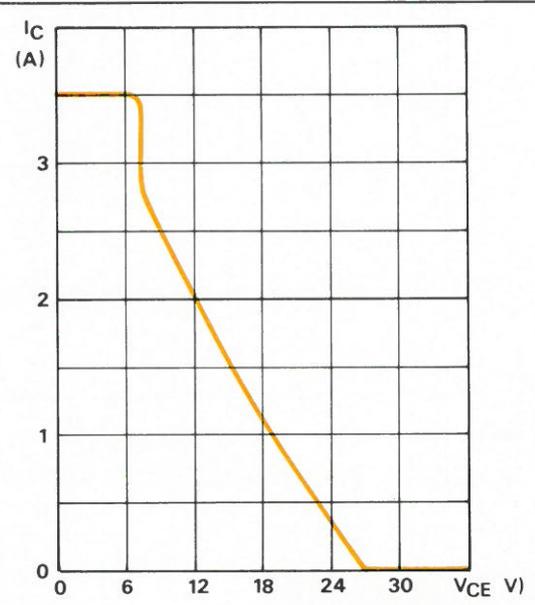


Fig. 9.

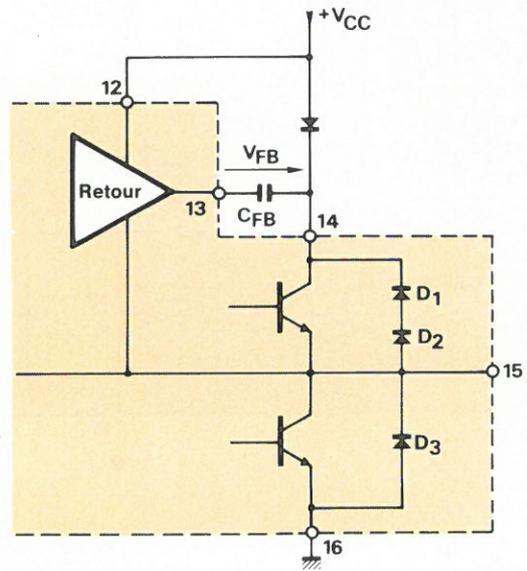


Fig. 10.

en sortie, dont le signe est inversé par rapport à la tension en dents de scie.

L'amplificateur est normalement stable en fréquence car il est compensé intérieurement. Une entrée spéciale permet cependant de substituer un réseau de compensation auxiliaire. Son rôle, aussi bien que celui du condensateur d'environ 1 nF connecté entre les entrées différentielles, sera d'éliminer les résidus de fréquence ligne à la sortie du composant. D'un autre côté, il comprend un dispositif offrant une complète protection lorsque l'amplificateur « push-pull » de sortie travaille en dehors des limites permises, ou bien en cas d'échauffement.

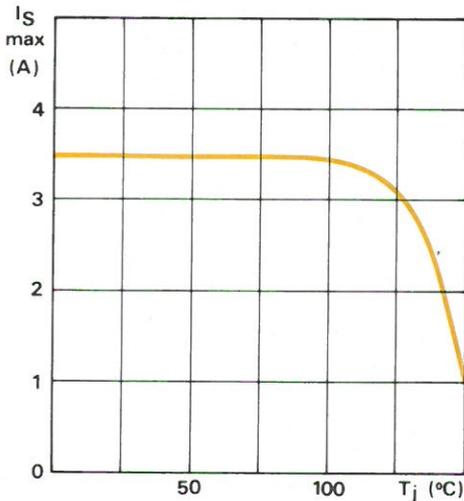


Fig. 11.

Systèmes de protection de l'étage de puissance

Puisque les caractéristiques électriques des deux transistors de sortie sont identiques, ils ont tous les deux les mêmes limites de fonctionnement. Deux systèmes similaires limiteront le fonctionnement de ces transistors à une zone de sécurité comprise dans ces limites, évitant ainsi la plupart des risques de détérioration des transistors (fig. 8)

Les informations d'entrée du système de protection sont la tension instantanée V_{CE} et le courant I_C du transistor à protéger.

L'information concernant le courant est obtenue par l'intermédiaire d'une résistance R dont la valeur est de $0,1 \Omega$ (interne au transistor). Cette faible valeur permet de garder une tension inférieure à 300 mV à ses bornes.

Le dispositif de sécurité travaille en combinant le V_{CE} et le courant I_C du transistor. Aussitôt qu'un niveau prédéterminé est atteint, il agit sur les étages commandant le transistor afin d'éviter un fonctionnement dans des conditions sévères de surtension ou d'excès de courant.

La zone autorisée de fonctionnement est stable en fonction de la température (fig. 9).

La protection contre les surtensions en sortie s'effectue de la façon suivante : si une décharge de la THT se produit sur la sortie du circuit de balayage, cette courte impulsion sera fixée à une valeur de $2 \cdot V_{CC}$, si elle est positive, par les diodes D_1 et D_2 (puisque le condensateur C_{FD} du circuit de retour est chargé à une valeur approximative de $V_{CC} - 3V_D$), ou bien mise à la masse par la diode D_3 si elle est négative (fig. 10).

D'autre part, en cas d'échauffement du circuit, un système de protection thermique limite le courant de sortie, empêchant ainsi toute action de la température sur la puce.

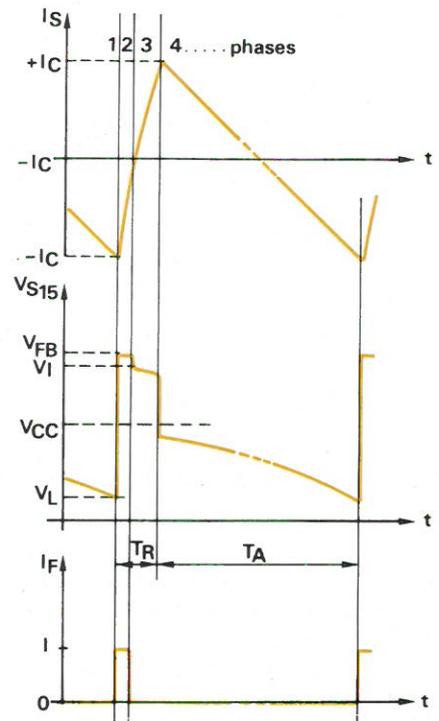
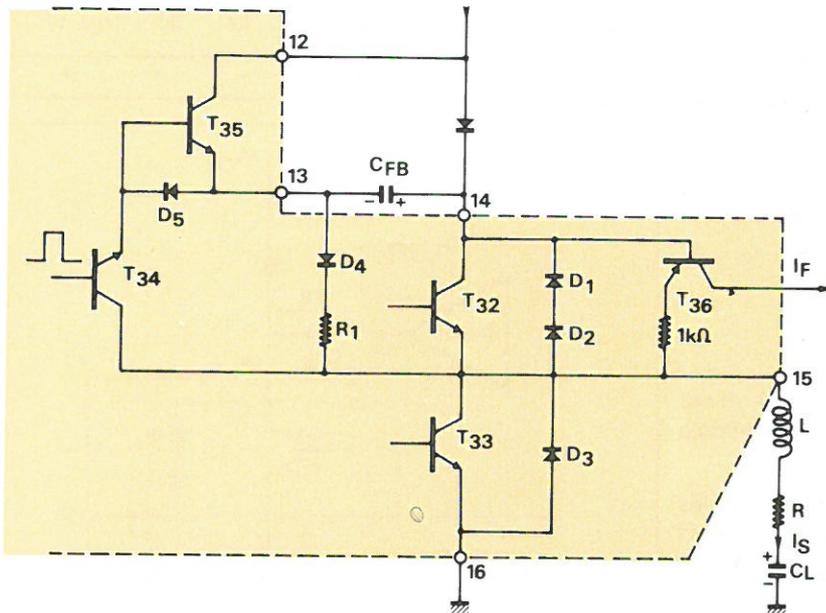


Fig. 12.

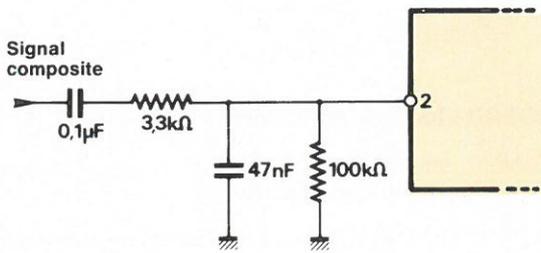


Fig. 13.

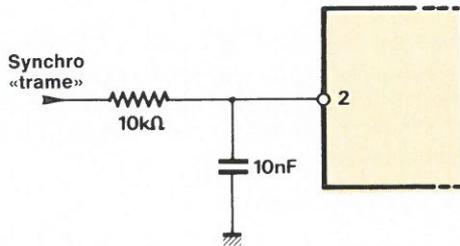


Fig. 14.

La caractéristique typique du dispositif de protection thermique est donnée à la figure 11.

Générateur de retour

L'utilisation conventionnelle consiste à alimenter l'amplificateur normalement avec une tension continue V_{CC} . Dans ce cas, la tension de retour positive est fixée à une valeur de $V_{CC} + 2V_D$, et le temps de retour est déterminé par la charge inductive. Cette arrangement convient particulièrement aux bobines toroïdales, pour des tubes image de type 20 AX ou PIL, avec un rapport L/R fixé à 1.

Pour les bobines récentes 30 AX ou A 700 X qui ont respectivement des rapports L/R de 1,6 et 2,5, il est préférable d'alimenter l'amplificateur de puissance à travers un dispositif de retour spécial qui double la tension d'alimentation pendant le retour.

La bobine est ensuite connectée sur $2 \cdot V_{CC}$, et la durée de retour du courant de $-I_C$ à $+I_C$, appelée temps de retour, avoisinera 1,2 ms. Ceci permet de travailler avec une tension d'alimentation plus faible, avec cependant un haut rendement.

Le retour peut être divisé en quatre phases avant qu'il y ait une action sur le courant de sortie.

● Portion finale de la pente du signal en dents de scie

Puisque le transistor T_{32} est polarisé pour être bloqué, le courant de sortie négatif délivré par la capacité de couplage C_L revient à la masse par le transistor T_{33} . La tension de sortie décroît de V_L à $V_{CE\text{ sat}}$. Pendant ce temps, le condensateur de retour C_{FB} est chargé à la valeur $V_{CC} - 2V_D - V_L$ à travers la résistance R_1 et la diode D_4 (fig. 12).

● Première partie du retour

Le retour à un faible seuil, de la tension en dents de scie à l'entrée, polarise le transistor T_{33} pour le blocage par l'intermédiaire d'une contre-réaction. Le courant négatif

($-I_C$) dans la bobine circulera toujours à travers les diodes D_1 et D_2 , le condensateur C_{FB} , la diode D_5 et le transistor T_{35} , jusqu'à atteindre la valeur « zéro ». La tension de sortie sera alors fixée à la valeur $V_{FB} = 2V_{CC} + V_{CE\text{ sat}}(T_{35}) - V_L$, cette tension transitoire étant causée par le changement de pente du courant de la bobine.

● Deuxième partie du retour

Une impulsion appliquée au transistor T_{34} a pour action de le faire entrer en conduction, comme d'ailleurs le transistor de retour T_{35} . Puisque le transistor de sortie T_{32} est saturé, la tension V_S a pour valeur :

$$V_{S1} = 2 \cdot V_{CC} - 2V_D - 2V_{CE\text{ sat}} - V_L$$

Le courant I_S délivré par V_{CC} et V_{CFB} circule à travers le transistor T_{35} , le condensateur C_{FB} et le transistor T_{32} . Il croît alors jusqu'à la valeur ($+I_C$) déterminée par la contre-réaction.

● Portion de début de la pente du signal en dents de scie

Lorsque $I_S = +I_C$, le transistor T_{35} est polarisé pour le blocage, le courant direct provenant de V_{CC} circule à travers la diode D_6 et le transistor T_{32} . L'amplificateur push-pull retravaille alors normalement.

Pendant la première partie du retour, $V_{CE}(T_{32}) = -2V_D$, le transistor T_{36} conduit et génère une impulsion au système de protection du dispositif de suppression. Si cette impulsion est absente, le signal de suppression demeure à l'état haut, protégeant ainsi le tube image.

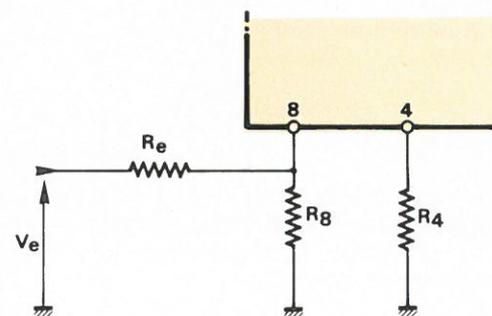
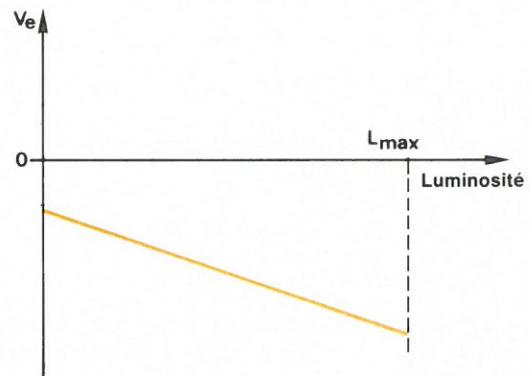


Fig. 15.

Caractéristiques du circuit TEA 2020

Générateur de rampe

● Méthodes pour déterminer la valeur des composants externes

- Pour commencer, la résistance R_4 sera déterminée en fonction de la valeur de la capacité C_3 choisie pour ajuster le temps de suppression.
- La valeur de la résistance R_6 sera ensuite calculée, fixant ainsi la fréquence d'oscillation libre.
- En dernier, la valeur de la résistance R_8 déterminera l'amplitude de la rampe présente aux bornes 5 et 6.

Remarque : pour la plupart des applications, la borne 8 sera mise à la masse. L'amplitude de la rampe sera alors déterminée par la résistance R_4 .

● Exemples

Pour le tube couleur 110° type PIL S4, ($V_{CC} = 16\text{ V}$), il faut : une période d'oscillation libre $T_o = 23,5\text{ ms}$, un temps de suppression $T_B = 1,3\text{ ms}$, avec $R_8 = 0$; on a par conséquent : $V_4 = V_R = 6,4\text{ V}$.

Calcul de R_4 :

$$T_B = 7,2 \times 10^{-2} R_4 \times C_3$$

avec : $C_3 = 0,1\ \mu\text{F}$, $R_4 = 180\text{ k}\Omega$

Calcul de R_6 :

$$T_o = 16 R_6 \times C_3 - 0,156 R_4 \times C_3$$

$$R_6 = 16,2\text{ k}\Omega \ 1\ \% \text{ pour } T_o = 23,1\text{ ms}$$

Période minimale de synchronisation :

$$T_{\text{min sync}} = 12 R_6 \times C_3 - 0,156 R_4 \times C_3 = 16,6\text{ ms.}$$

Amplitude crête-à-crête du signal présent aux bornes 5 et 6 :

$$V_{(5-6\text{ c/c})} = \frac{V_R}{R_4} \cdot \frac{T_A}{C_3}$$

avec $V_R = 6,4\text{ V}$ et $T_A = 20\text{ ms}$ ($12 R_6 \times C_3$)

donc : $V_{(5-6\text{ c/c})} = 7,1\text{ V}$

Pour un tube couleur utilisant une bobine de déviation de type 30 AX, le courant de balayage fixe l'alimentation à 26 V. D'autre part, pour les bornes 5 et 6, le circuit de contre-réaction de l'amplificateur de puissance exige l'emploi d'une tension en dents de scie faisant 10 V crête-à-crête à 20 ms.

Il faut :

$$T_o = 23,5\text{ ms}, T_B = 1,3\text{ ms}, V_{5-6\text{ c/c}} = 10\text{ V à } 20\text{ ms.}$$

Il a été montré que la valeur de la résistance R_8 déterminait l'amplitude sans changer les paramètres T_o et T_B . Les valeurs des résistances R_4 et R_6 restent les mêmes que dans le cas précédent, soit :

$$R_4 = 180\text{ k}\Omega \text{ et } R_6 = 16,2\text{ k}\Omega \text{ avec une tolérance de } 1\ \%.$$

Le calcul de R_8 se fait selon :

$$V_{(5-6\text{ c/c})} = 10\text{ V} = \frac{V_R}{R_4 - 6R_8} \cdot \frac{T_A}{C_3}$$

donc :

$$R_8 = \frac{V_{(5-6\text{ c/c})} \cdot R_4 \cdot C_3 - V_R \cdot T_A}{6 V_{(5-6\text{ c/c})} \cdot C_3} \text{ soit } R_8 = 10\text{ k}\Omega.$$

Réseau de synchronisation

Suivant les applications, deux signaux différents de synchronisation sont possibles.

– A partir d'un signal de synchronisation composite.

Soit un signal provenant, par exemple, d'un circuit intégré de type TBA 920. Celui-ci est constitué des impulsions « trame » et « ligne ». La détection de la synchronisation « trame » est effectuée par le réseau intégrateur de la figure 13.

Le réseau est calculé de telle manière que le train d'impulsions « ligne », et les diverses autres impulsions dues au bruit, donnent un signal légèrement négatif sur la borne 2. La synchronisation est active pour un signal d'entrée supérieur ou égal à 0,6 V.

– Synchronisation « trame »

Le signal provient, par exemple, d'un circuit intégré type TDA 2593. Le réseau utilisé est celui de la figure 14.

Correction automatique de format

Lorsque la luminosité de l'image croît, son amplitude croît également. Ce phénomène découle de la baisse de la THT. La solution apportée par ce type de correction est une réduction de l'amplitude du courant de balayage de la trame, lorsque la luminosité augmente.

La correction automatique agira sur l'amplitude de la rampe délivrée par le générateur correspondant. La tension de correction V_C sera appliquée aux bornes 8 ou 4, et la pente de celle-ci variera en fonction de la luminosité.

– Tension de correction à pente négative.

La correction sera apportée sur la borne 8 par l'intermédiaire d'une résistance R_e montée en série (fig. 15).

La fréquence d'oscillation libre et le temps de suppression déterminés précédemment sont indépendants de la résistance R_e et de la tension V_e .

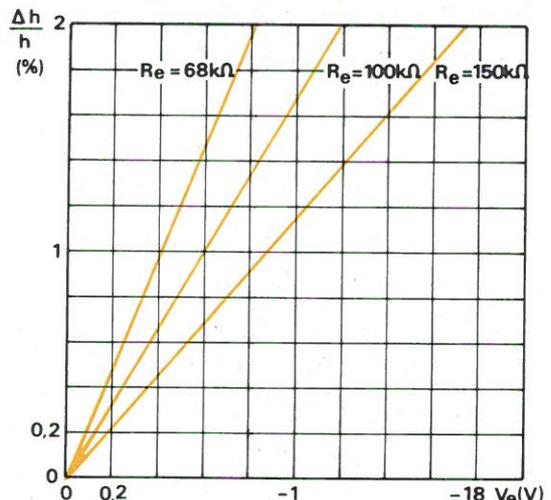


Fig. 16.

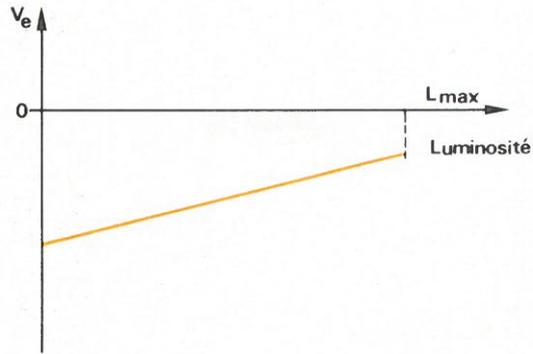
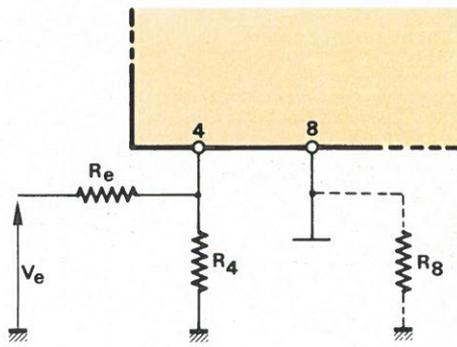


Fig. 17.

La résistance R_e détermine le gain de correction.

$$G = \frac{\Delta h}{V_e}$$

où Δh est l'amplitude en mm de l'image à corriger ;

$$K = \frac{V_{5-6 c/c}}{h}$$

est l'amplification de la tension d'entrée à travers le cadrage du balayage image.

R_e est alors déterminée par la formule suivante :

$$R_e = \frac{1 - A R_4}{A \left(\frac{R_4}{R_8} - 6 \right)} \quad \text{avec : } A = \frac{G \cdot K \cdot C_3}{T_A}$$

et $T_A = 20$ ms en fonctionnement synchronisé.

Exemples de corrections pour des applications de 30 AX : $R_4 = 180 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 12 \text{ k}\Omega$, $C_3 = 0,1 \mu\text{F}$; les valeurs sont calculées pour $T_o = 23,1$ ms, $T_B = 1,3$ ms et $V_{(5-6 c/c)} = 11,8$ V (fig. 16).

Tension de correction à pente positive.

La correction sera dans ce cas apportée à la borne 4 par l'intermédiaire d'une résistance R_e montée en série.

Ce type de correction est intéressant pour des applications ayant une faible tension d'alimentation ou une rampe de faible amplitude ($R_8 = 0$). La résistance R_e déterminera alors le gain de correction (fig. 17).

Le temps de suppression et la fréquence d'oscillation libre vont, dans ce cas, dépendre de la résistance équivalente R'_4 formée par R_e en parallèle sur R_4 . On a alors :

$$T_B = 7,2 \times 10^{-3} R'_4 \times C_3 ; T_o = 16 R_6 \times C_3 - 0,156 R'_4 C_3$$

La correction est apportée au courant de référence. La variation de un volt sur l'entrée provoquera un écart de 5 % sur le temps de suppression.

Exemples de corrections pour une application de tube PIL S4 : le calcul de R'_4 donne :

$$R'_4 = R_4 // R_e = \frac{T_B}{7,2 \times 10^{-2}} = 180 \text{ k}\Omega$$

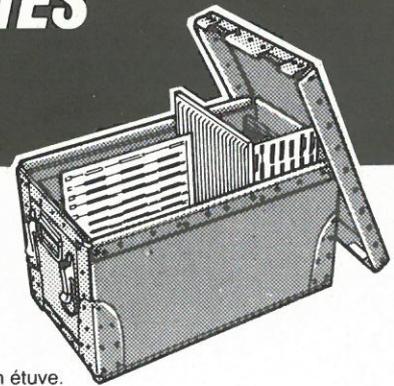
avec : $T_B = 1,3$ ms (fig. 18).

(A suivre)

J.-M. Merval, P. de Halleux

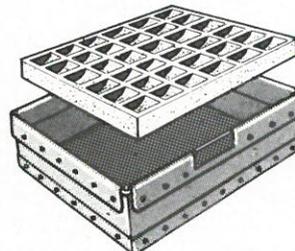
BAGS POUR CIRCUITS IMPRIMES

- stockage
- transport
- manutention



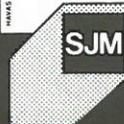
bacs fabriqués sur mesure en matière antistatique

Excellente résistance aux températures. Peuvent convenir pour le passage des cartes en étuve.



plateaux sur mesure en thermoformage

Avec alvéoles aux dimensions précises de la pièce à conditionner.



ETUDES PARTICULIÈRES SUR DEMANDE
SOCIÉTÉ JURASSIENNE DE MANUTENTION

B.P. 4 - PONT-DE-POITTE
F. 39130 CLAIRVAUX-LES-LACS - TEL. (84) 48.31.50

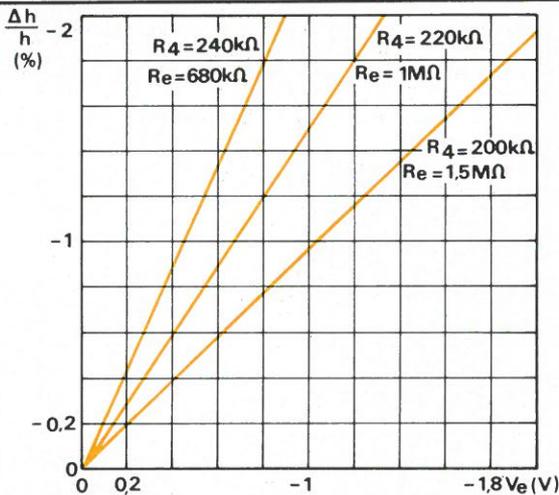


Fig. 18.

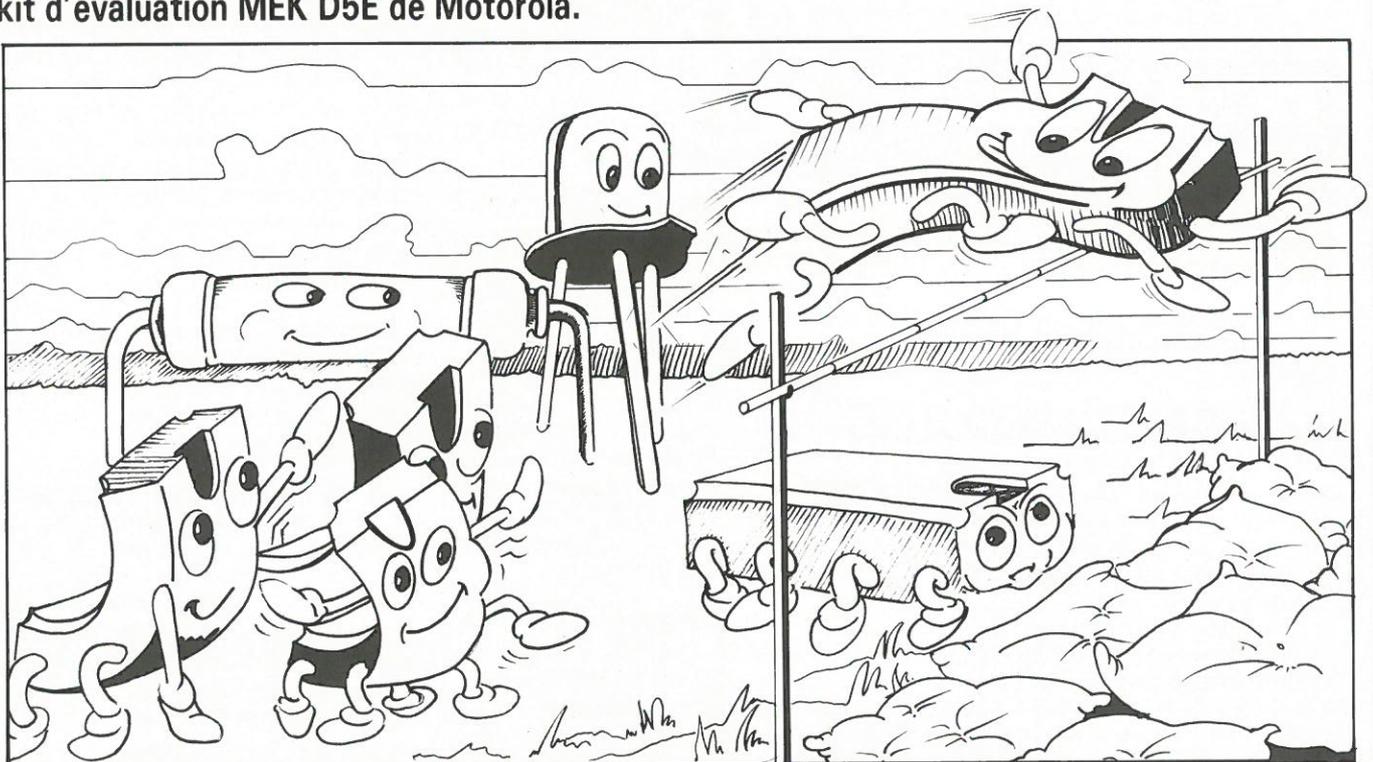
Micro
informatique

Conception d'un filtre numérique à microprocesseur

Le filtrage numérique (« Electronique Applications » a récemment publié une série d'articles traitant du sujet) ne constitue plus une technique de pointe. La conception d'un filtre numérique reste malgré tout une tâche délicate, et bon nombre de problèmes surgissent après avoir déterminé les pôles et zéros de la fonction de transfert en « z ».

Quand on désire seulement simuler un filtre numérique, on peut se servir d'un mini-ordinateur. Même un modèle rudimentaire convient, si la durée des calculs n'est pas un facteur primordial. Néanmoins, cela reste une simulation, et le filtrage apparaît comme une suite de calculs, et non plus comme un filtre, c'est-à-dire un traitement du signal.

Il nous a paru intéressant de concevoir un système simplifié de filtrage numérique, à vocation essentiellement didactique, où l'on « voit les signaux », et ce à partir du récent kit d'évaluation MEK D5E de Motorola.



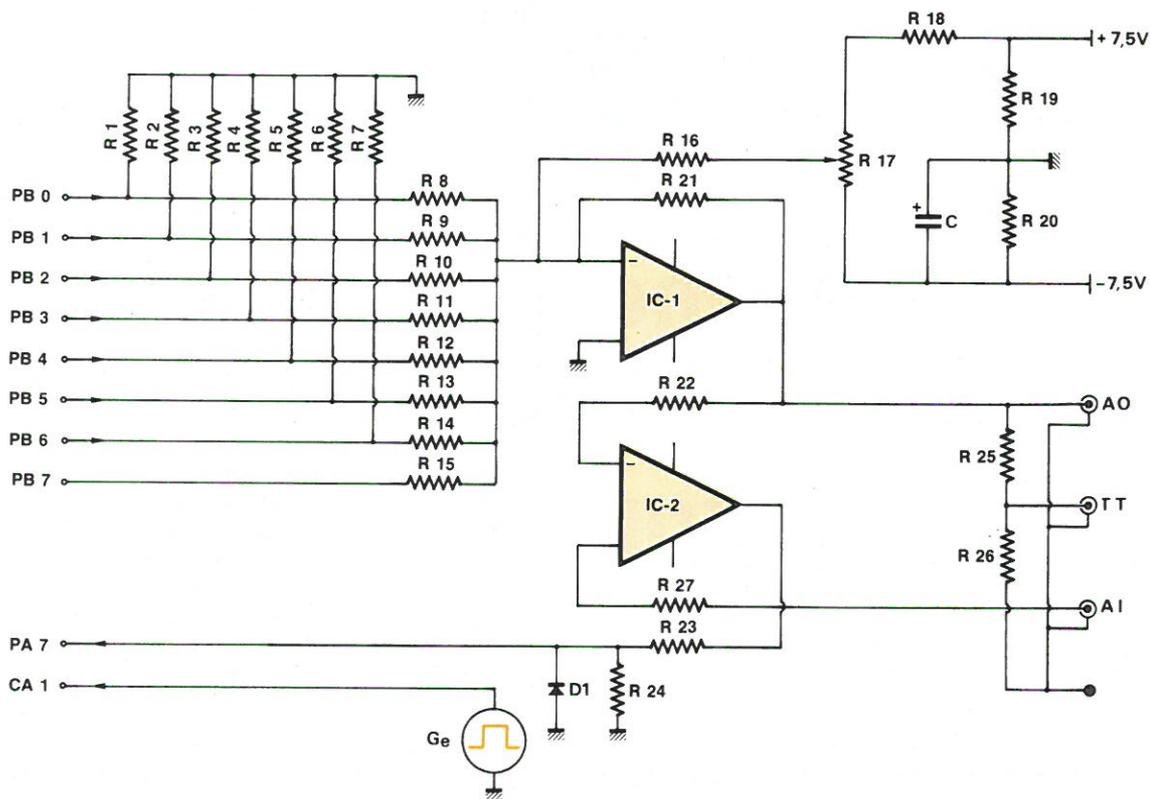


Fig. 1 (voir les valeurs des composants à la fin de l'article).

Le kit Motorola D5E

Le kit utilisé dans cette étude est le « MEK 6802 D5E » de *Motorola*. C'est le successeur du modèle « D2 », qui a connu un large succès. Le nouveau modèle se distingue de son prédécesseur par quelques avantages supplémentaires. Le microprocesseur utilisé est le 6802 qui, au niveau du jeu d'instructions, est identique au 6800. Cependant, le nouveau modèle comporte 128 octets de mémoire vive, accessibles à l'utilisateur aux adresses 0000 à 007F.

Le circuit d'horloge est contenu dans le boîtier du processeur. Le kit comprend un clavier hexadécimal de 25 touches, si l'on y ajoute celles réservées au système, un affichage par 6 modules électroluminescents 7 segments, une mémoire vive de 128 octets, utilisés pour la gestion du système, à l'exception d'une trentaine d'octets disponibles comme pile, pour l'utilisateur.

Les autres circuits intégrés sont un moniteur de 2 K-octets, logé en mémoire morte ROM, une mémoire RAM utilisateur de 1 K-octet, (en plus de la mémoire interne au 6802), un PIA uti-

lisé par le moniteur D5BUG du système. Un second PIA est disponible en totalité pour l'utilisateur.

L'ensemble de la carte est alimenté sous une tension unique de + 5 V au moyen d'un redresseur-stabilisateur implanté d'origine sur la carte. Un transformateur, externe à cette dernière, est nécessaire. Enfin, une zone libre est laissée pour le wrapping d'options complémentaires.

Un détail pratique néanmoins important : *Motorola* n'a pas prévu le transformateur destiné à l'alimentation du kit. Le bornier est prévu pour recevoir le secondaire à prise médiane d'un transfo fournissant 2×9 V sous 1 A environ. Par contre, à la commande, (ceci est valable pour la Belgique), l'importateur propose directement un lot contenant le transfo adéquat, ainsi qu'une documentation sur les produits *Motorola* et un petit cours d'évaluation des composants de la série 6800 (en anglais !).

Parmi les possibilités présentées par le moniteur D5BUG, il faut retenir : tout ce qu'on est en droit d'attendre sur une carte d'évaluation (examen et modification du contenu des mémoires, des registres internes du

processeur et du PIA utilisateur, exécution du programme en continu, avec possibilité d'inclure des points d'arrêts, exécution du programme en mode « instruction par instruction », mais aussi quelques possibilités supplémentaires comme la gestion d'une interface cassette incorporé au standard « Kansas City 300 bauds » dans les modes sauvegarde, chargement en mémoire, vérification, ainsi que l'appel direct à partir du clavier de 16 sous-programmes faisant partie du programme utilisateur. (Il sera largement fait appel à cette dernière possibilité dans l'étude qui suit).

Enfin, les principaux sous-programmes du moniteur pour la gestion du clavier, de l'affichage et de l'interface cassette restent disponibles pour l'utilisateur également.

Le vecteur d'interruption masquable IRQ n'est pas utilisé par le D5BUG, et par une astuce de programmation, reste disponible pour l'utilisateur. Ce dernier précise la valeur du vecteur dans un emplacement mémoire RAM particulier et le moniteur se charge d'effectuer les branchements correspondants.

Parmi les options possibles, et pour

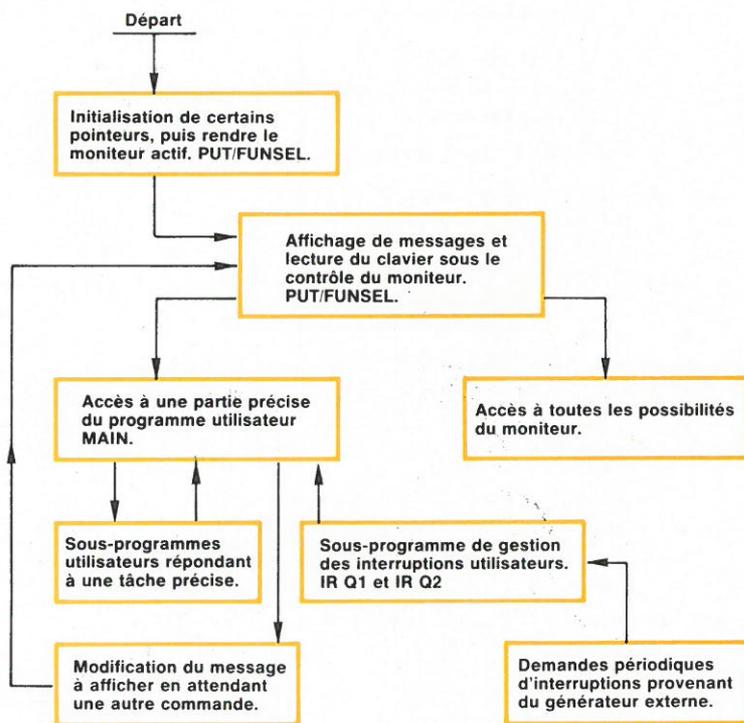


Fig. 2

terminer cette présentation du kit, il nous reste à signaler que :

- l'adjonction de 3 circuits intégrés du type « buffer 3 états », (les supports sont prévus sur la carte), permet de disposer sur un connecteur au standard adopté par *Motorola* de tous les bus et signaux du microprocesseur, rendant ainsi possible toute adaptation ultérieure ;

- le clavier est enfiché sur un connecteur particulier. En le retirant, on accède à une zone du circuit imprimé directement prévue pour ajouter une interface série ACIA et sa logique de contrôle. Dans ce cas, après avoir rajouté ces composants, il suffit de remettre en place le clavier, et de souder sur un côté de la carte un connecteur normalisé au standard RS232C.

Remarque : l'ACIA n'est pas supporté par le moniteur d'origine ;

- un support est prévu pour ajouter un circuit ROM, PROM, EPROM... adressé de F800 à FFFF. L'utilisateur accède ainsi à la totalité des vecteurs du 6800 et cependant, par une méthode spéciale dans le décodage des adresses, les routines du moniteur restent disponibles aux adresses F000 à F7FF. Mais le moniteur n'est évidemment plus opérationnel en lui-même.

Le convertisseur numérique-analogique

Le but de notre étude étant de pouvoir aborder le filtrage numérique, un convertisseur numérique-analogique devrait être ajouté à la carte. Nous avons cherché à simplifier au maximum la réalisation matérielle, mais aussi, l'étude étant à vocation didactique, nous voulions faciliter la compréhension du processus de conversion, et ce, dans les deux sens. Comme nous ne recherchons ni une conversion très rapide, ni une grande résolution, nous avons adopté un schéma élémentaire, mais accessible à tous les niveaux, utilisant deux amplificateurs opérationnels, câblés d'une manière très classique.

Le schéma complet du convertisseur est présenté à la **figure 1**. Il effectue directement la conversion numérique/analogique. Le processus inverse est entièrement sous contrôle du logiciel.

L'amplificateur IC₁ est monté en amplificateur-sommeur-inverseur. Il reçoit directement les tensions d'un mot de 8 bits à travers le port PB du PIA utilisateur. Ce port est programmé pour fonctionner en sortie. Les résistances R₈ à R₁₅ forment une

série géométrique de raison 1/2. La résistance R₁₅ ayant la valeur la plus faible, elle correspond au bit le plus significatif.

Le niveau de référence est la masse qui correspond au niveau 0 V du kit *Motorola*.

Les amplificateurs nécessitent une alimentation symétrique. Pour pouvoir alimenter le convertisseur avec une source unique de 15 V, on fixe le niveau « 0 V » à la moitié de la tension d'alimentation au moyen du diviseur R₁₉, R₂₀. La capacité C sert uniquement de découplage. Comme les signaux de sortie du PIA évoluent entre 0 et + 2 V environ, le passage de 00 à FF correspond à une variation de tension de 0 à - 6 V à la sortie de l'amplificateur IC₁. Pour rendre cette plage symétrique par rapport à 0 V, on ajoute une tension négative ajustable via R₁₆, R₁₇. Cette dernière résistance est réglée de telle sorte que l'on obtienne 0 V à la sortie, lorsque PB contient la valeur 80.

Les courants dans les résistances R₈ à R₁₅ étant différents, pour éviter qu'il ne se produise des chutes de tensions différentes dans chaque sortie du PIA, une résistance a été branchée en parallèle sur celles-ci, afin de rendre les consommations de courant identiques pour chaque bit. C'est le rôle de R₁ à R₇. Toutes ces résistances seront des modèles à film métallique de précision 1 % ou mieux.

L'amplificateur IC₂ agit en comparateur de tension, sans rétroaction. Il considère les tensions sur les bornes A.O. (« analog output ») et A.I. (« analog input »). Si la tension de sortie V_{A0} est inférieure, négative par rapport à la tension d'entrée V_{Ai}, la sortie de l'ampli fournit une tension + V_{cc}. Cette dernière est ramenée à un niveau logique 1 à l'entrée PA₇ à travers le diviseur de tension R₂₃, R₂₄. Ce dernier, ainsi que la diode D₁, sert à assurer que le niveau appliqué à PA₇ reste compris dans la fourchette 0, + 5 V. La borne T.T. est prévue pour raccorder une table traçante éventuelle.

La conversion analogique ou digitale devant être effectuée à intervalles réguliers et ce dans une gamme de fréquences variables, ces routines seront périodiquement appelées par une interruption. Cette dernière est produite par un générateur de signaux carrés compatible TTL que l'on applique sur la borne CA₁ du PIA.

Nous nous sommes servis d'un générateur basse fréquence *Leader* LAG26 couvrant la gamme 20 Hz à

200 kHz. Pour sortir les résultats sur une table traçante, il était souhaitable d'échantillonner à une fréquence de 1 Hz, c'est pourquoi le software comprend une division par 20 de la prise en considération des demandes d'interruption IRQ.

Principe du filtrage numérique par microprocesseur

Le principe de l'appareil décrit ici consiste à montrer, en temps différé, les effets du filtrage numérique.

On échantillonne donc un signal à filtrer et l'on convertit ces échantillons en valeurs numériques afin de les mémoriser en RAM. Le programme travaille sur 50 échantillons. Ensuite, on calcule les valeurs correspondantes du signal de sortie, pour une fonction de transfert donnée. Cela se fait en résolvant une équation par récurrence. La fonction de transfert doit être écrite en z^{-1} et son ordre sera inférieur ou égal à 3. Enfin, les valeurs numériques des échantillons du signal de sortie sont reconverties en un signal analogique de façon à être visualisées sur un oscilloscope.

La fonction de transfert que nous utiliserons sera la suivante :

$$F(z^{-1}) =$$

$$\frac{\frac{a}{8} 3 z^{-3} + \frac{a}{8} 2 z^{-2} + \frac{a}{8} 1 z^{-1} + \frac{a}{8} 0}{\frac{b}{8} 3 z^{-3} + \frac{b}{8} 2 z^{-2} + \frac{b}{8} 1 z^{-1} + \frac{8}{b_0}}$$

La raison du facteur 8 apparaîtra plus loin.

Si $f(n)$ est le signal discret d'entrée, et $g(n)$ celui de sortie, de l'équation de la fonction de transfert, on tire l'équation suivante :

$$g(n) = \frac{b_0}{8} \left[\frac{a_3}{8} f(n-3) + \frac{a_2}{8} f(n-2) + \frac{a_1}{8} f(n-1) + \frac{a_0}{8} f(n) - \frac{b_3}{8} g(n-3) - \frac{b_2}{8} g(n-2) - \frac{b_1}{8} g(n-1) \right]$$

Pour connaître $g(n)$, il faut donc disposer des conditions initiales du système $g(n-3)$, $g(n-2)$, $g(n-1)$ ainsi que du signal d'entrée et de ses trois

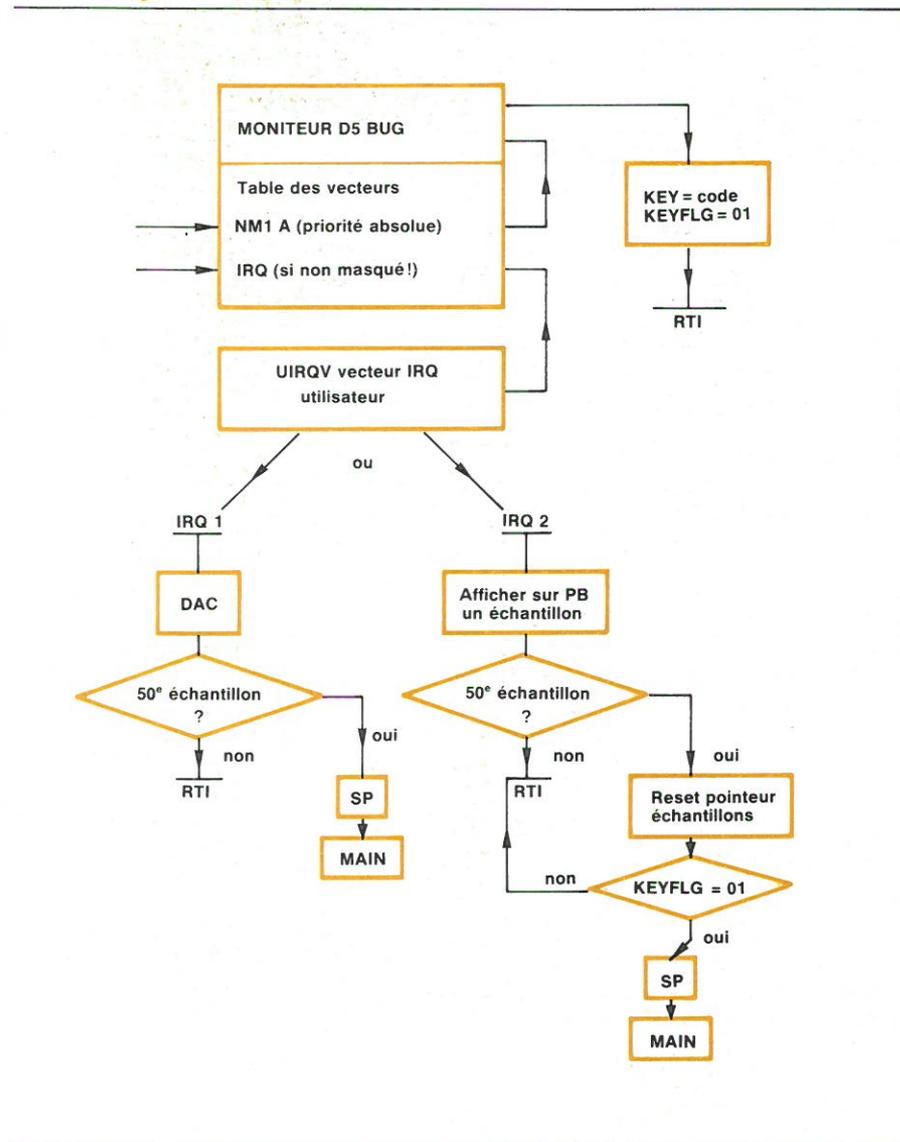


Fig. 3

états antérieurs $f(n-3)$, $f(n-2)$, $f(n-1)$, $f(n)$.

Une fois $g(n)$ calculé, sa valeur est sauvegardée en mémoire RAM dans la table du signal de sortie, et l'échantillon suivant $g(n+1)$ peut être calculé de la même manière.

On procède ainsi pour calculer les 49 échantillons suivants. Il faut remarquer que cette formulation simplifie les calculs : seuls, trois sous-programmes sont nécessaires :

- un programme d'additions (soustraction par complément à 2),
- un programme de multiplication,
- un programme de division.

Les valeurs de a , b , f et g pouvant être positives ou négatives, on travaillera sur des nombres de 8 bits signés, (notation complémentée à 2), car l'utilisation de ce formalisme amène les simplifications suivantes :

- la soustraction revient à additionner le complément à 2 du nombre à soustraire,
- une division par 8 consiste à décaler trois fois de suite le dividende vers la droite,
- en remplaçant $b_0/8$ par son inverse, on remplace l'unique division par une multiplication.

Quelques remarques s'imposent :

- en usage normal $b_0 = 8$ et on multiplie tous les coefficients de la fonction de transfert par 8. On peut de la sorte choisir pour chaque coefficient une valeur comprise entre 15,8 et 0,125 ;

– si l'on doit traiter un nombre plus petit que 0,125 en valeur absolue, on peut diviser tous les coefficients par 16 au lieu de 8. La plus petite valeur qui puisse être écrite, soit 1, ne vaut plus 1/8 mais 1/16. Il suffit de choisir $b_0 = 4$ (par exemple) ;

– en rendant nuls certains coefficients, on peut traiter une fonction de transfert d'un ordre inférieur à 3 ou même un filtre non-récurrent, sans dénominateur.

Organisation générale du programme

Afin de pouvoir utiliser correctement le moniteur, et le programme de filtrage, on utilisera régulièrement la routine PUT du moniteur D5BUG ainsi que FUNSEL.

PUT affiche des codes 7 segments préalablement inscrits en mémoire système sur les afficheurs, et ce périodiquement, puis il scrute le clavier et ainsi de suite.

La routine FUNSEL (« fonction sélection », choix de fonctions), choisit en fonction des touches enfoncées au clavier des parties du programme utilisateur, ou bien des fonctions du moniteur.

La liste complète des instructions du programme, qu'il serait malaisé de publier ici, pourra être fournie, avec des explications détaillées, aux lecteurs qui en feront la demande à notre revue.

Nous nous contenterons d'indiquer ici certains détails ainsi que la manière dont est architecturé le programme (fig. 2).

Le programme utilisateur MAIN, est divisé en deux parties principales.

La première partie initialise le PIA utilisateur ainsi que certains pointeurs et registres, puis elle rend le contrôle au moniteur tout en conservant le contrôle de l'affichage. A ce stade, en utilisant la touche FS, on accède à toutes les parties du programme de filtrage, mais l'on sait également utiliser le moniteur, et ce de façon immédiate. A chaque demande par l'utilisateur d'une opération propre au programme de filtrage, le moniteur transfère l'exécution à la partie du programme principale concernée. Ce dernier exécute des sous-programmes appropriés, puis il modifie l'affichage et enfin rend le contrôle au moniteur.

La prise des échantillons ainsi que la sortie du signal (c'est-à-dire l'écriture successive des valeurs traitées, dans le registre de donnée du PIA) doivent se faire à intervalles réguliers, et ce suivant une fréquence réglable par l'utilisateur. Pour ce faire, un générateur de signaux carrés basse-fréquence fournit périodiquement une demande d'interruption IRQ₁ ou IRQ₂.

Le programme de gestion des interruptions IRQ₁ réalise un échantillonnage, une conversion analogique/numérique et une mémorisation de la valeur ainsi obtenue dans la table f(n). Lorsque cette dernière est complète, l'exécution est transférée au programme principal. La routine IRQ₂ écrit périodiquement sur le PIA le contenu de la table f(n) ou g(n) suivant la manière dont certains pointeurs ont été initialisés par le programme principal. Lorsque la routine IRQ₂ se termine, le contrôle n'est plus rendu directement au moniteur.

La figure 3 illustre la gestion des interruptions, au niveau du programme filtre et de ses interactions avec le programme principal.

Le 6802 dispose de deux interruptions possibles. L'interruption prioritaire, non masquable NMI (« no mask interrupt »), a toujours lieu, dès qu'une touche est enfoncée sur le clavier. Un programme d'interruption NMI dans le moniteur décode immédiatement la touche enfoncée et inscrit le code dans la location mémoire KEY. En plus, il charge la valeur 01 dans le drapeau KEYFLG. Le contrôle est ensuite rendu au programme en cours.

Lorsqu'une demande d'interruption masquable a lieu, IRQ (« interrupt request »), le microprocesseur considère l'état du drapeau interne I (« inhibit interrupt ») et, si ce dernier est à zéro, l'interruption est accordée. Le processeur exécute alors la routine d'interruption reprise dans le vecteur IRQ. Cette routine est incluse dans le moniteur, car l'adresse du vecteur correspond à la mémoire morte D5BUG.

La routine IRQ incluse dans le moniteur lit le contenu d'une location mémoire UIRQV (« User Interrupt Request Vector ») et exécute comme routine d'interruption le programme dont l'adresse de départ a été préalablement inscrite dans cette location. UIRQV correspond à la mémoire RAM système. Le programme principal peut donc choisir différentes routines d'interruption de cette manière.

Dans le cas de IRQ₁, lorsque la table complète f(n) est inscrite, le programme principal est à nouveau appelé et le drapeau I est mis à 1.

Dans le cas de la routine IRQ₂, il est nécessaire d'appeler cette dernière périodiquement. Dans ce cas, lorsque la table f(n) (ou g(n)) a été balayée complètement, avant de recommencer l'opération, la routine IRQ₂ scrute l'état du drapeau KEYFLG. Si ce dernier est mis à 1, on restaure l'état du registre SP (« stack pointer ») et l'on transmet l'exécution au programme principal.

En résumé, pour sortir de IRQ₂, il suffit de presser une touche. Le drapeau KEYFLG est aussitôt mis à 1 par NMI. Et lorsque IRQ₂ aura affiché une table complète, le programme MAIN reprendra le contrôle du système.

Pour exécuter avec facilité les opérations arithmétiques, il est préférable de travailler en notation complémentée à deux. Or, le résultat de la conversion analogique-numérique, (ou inverse), ne travaille pas directement avec cette notation. Pour cette raison, avant de pouvoir utiliser le programme de filtrage proprement dit, il est nécessaire de transformer le contenu des tables f(n). La figure 4 illustre cette transformation.

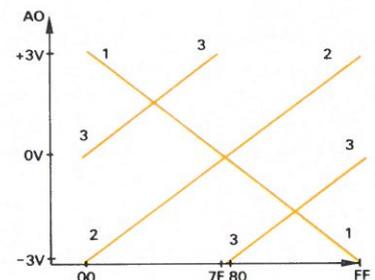


Fig. 4

La courbe 1 montre la correspondance tension/valeur numérique, telle qu'elle existe au niveau du convertisseur. La courbe 3 montre la correspondance nécessaire afin de travailler en notation complémentée à 2.

L'étape intermédiaire de la transformation est la courbe 2, qui correspond à la courbe 1, après avoir complémenté à 2 les valeurs numériques. On passe de 2 à 3 en soustrayant 80 à toutes les valeurs de la table f(n).

Après filtrage, on effectue la conversion inverse au niveau des tables f(n) et g(n).

Utilisation du programme

L'utilisation du programme est simple. L'**annexe 1** résume les principales commandes et explique les effets obtenus.

On commence par charger le programme dans la mémoire vive réservée à l'utilisateur. Puis, on transfère l'exécution au programme principal par E000 GO.

L'affichage devient alors FL.... Ceci indique que le programme de filtrage numérique est actif.

A partir de cet instant, l'ensemble des fonctions reprises dans l'**annexe 1** sont disponibles, et ce directement au clavier, sans devoir interrompre l'exécution du programme. Seule, la touche RESET ne peut être utilisée. Dans ce dernier cas, il faut relancer l'exécution à l'adresse E000. L'éditeur de points d'arrêts du moniteur ne peut être utilisé, ni l'exécution en « step-by-step ». Ce sont les seules limitations.

Le programme de filtrage numérique ainsi développé permet de démontrer le fonctionnement et l'utilisation de la transformée en z sur les principaux types de filtres simples de degré inférieur à 4. L'**annexe 2** montre une série de résultats ainsi obtenus avec quelques commentaires.

En conclusion, nous insisterons sur l'intérêt essentiellement didactique de cette réalisation. Il est évident que les performances sont limitées, mais les possibilités restent néanmoins élevées, compte tenu du prix très réduit de l'ensemble.

D. Gosseau
Ingénieur AIB

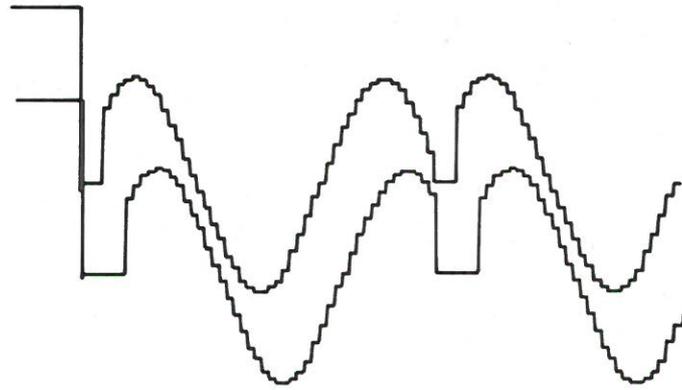


Fig. A1

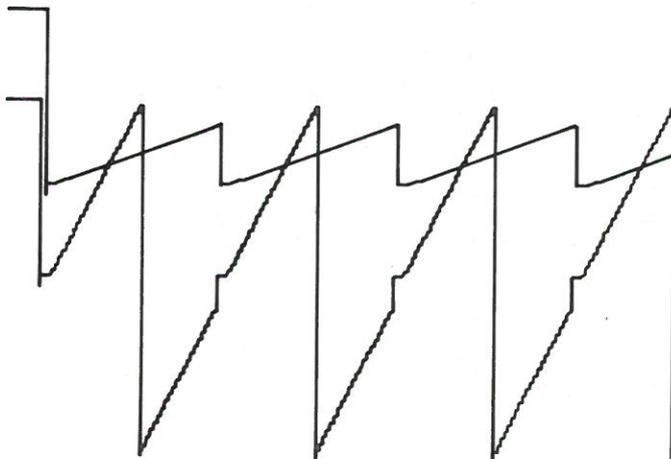


Fig. A2

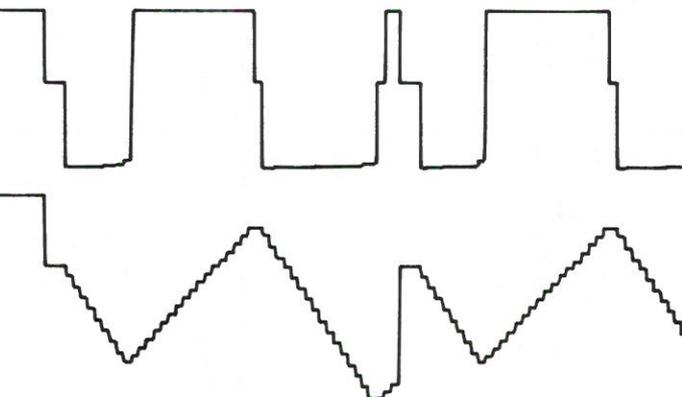


Fig. A3

Annexe 1

Utilisation du programme de filtrage numérique

Fonctions filtres

– FS 0 : cette fonction initialise la zone de mémoire vive destinée à la mémorisation des échantillons $f(n)$ et $g(n)$ ainsi que les locations mémoires réservées à la fonction de transfert en z. $B_0 = 8$. Les autres coefficients de $H(z)$ ne sont pas affectés. Affiche « FL_{rd} ».

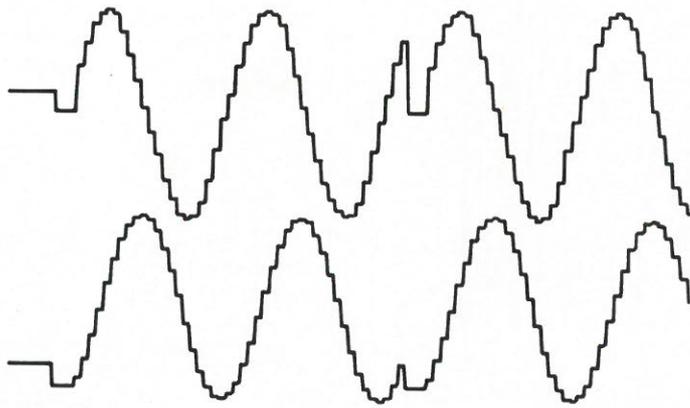


Fig. A4

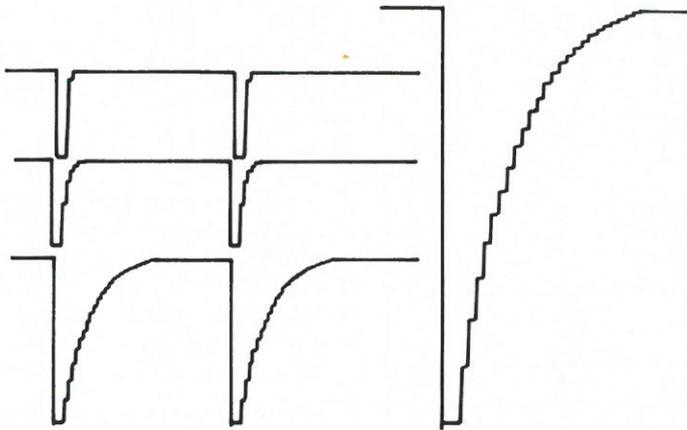


Fig. A5

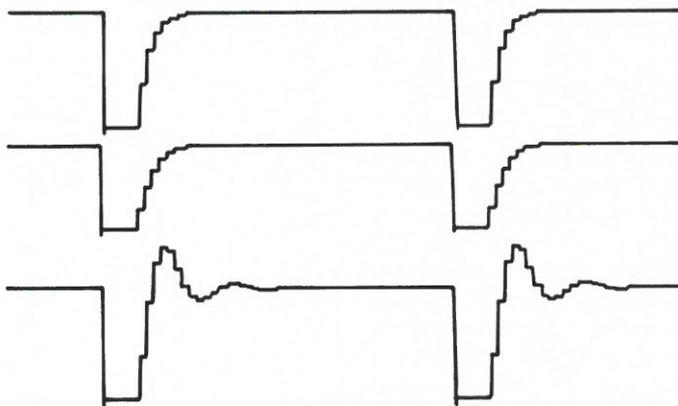


Fig. A6

– FS 1 : échantillonne et remplit la zone $f(n)$ avec les résultats de la conversion numérique. Affiche « FL_{rd 1} ».

– FS 2 : prépare les données $f(n)$ pour être utilisées ultérieurement en notation complément à 2. Affiche « FL_{rd 2} ».

– FS 3 : calcul de $g(n)$ à partir de $f(n)$ pour une fonction de transfert en z donnée. Affiche « FL_{rd 3} ».

– FS 4 : convertit les données complémentées à 2 de $f(n)$ et $g(n)$ de manière à pouvoir être utilisées ultérieurement par le convertisseur digital-analogique. Affiche « FL_{rd 4} ».

– FS 5 : fournit le signal $f(n)$ sur la sortie analogique.

– FS 6 : fournit le signal $g(n)$ sur la sortie analogique.

– FS 8 : permet de sortir de la routine 5 ou 6. Restaure la valeur initiale du « stack pointer » SP (registre interne au microprocesseur) et affiche « FL... »

Fonction utilitaire

En utilisant le moniteur dans le mode « examen des registres internes », il est possible de charger une valeur fixe dans les tables $f(n)$ ou $g(n)$ et $g(n)$. Introduire la valeur dans le registre A. Introduire l'adresse limite dans le registre d'index. Charger le registre PC avec l'adresse E3A5.

Presser les touches EX puis GO. Le contenu de l'accumulateur A est transcrit dans les mémoires depuis l'adresse 0000 jusqu'à l'adresse chargée dans le registre d'index.

A la fin de l'opération, FL est affiché et le programme peut être à nouveau utilisé directement.

Fonction de transfert en z

Cette dernière peut directement être chargée en mémoire à partir du moniteur. Pressez FS 8 et, après affichage FL, introduisez directement la première adresse mémoire à modifier.

De cette manière, vous êtes directement dans le moniteur. Pour revenir au programme de filtrage, pressez une ou deux fois la touche EX, jusqu'à l'obtention de l'affichage : « - ... ». Ensuite FS 8, ce qui affiche à nouveau FL.

Remarque : FS 0 affecte le contenu de la location mémoire (006B).

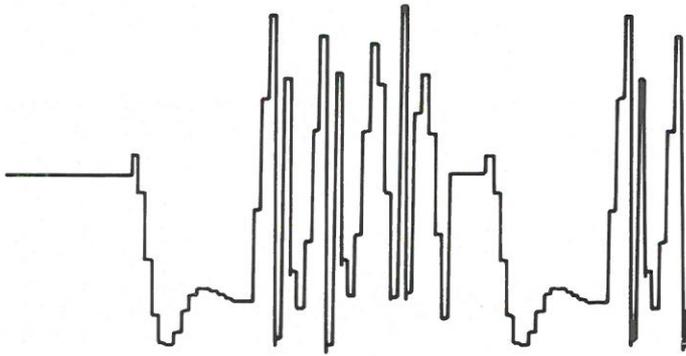


Fig. A7

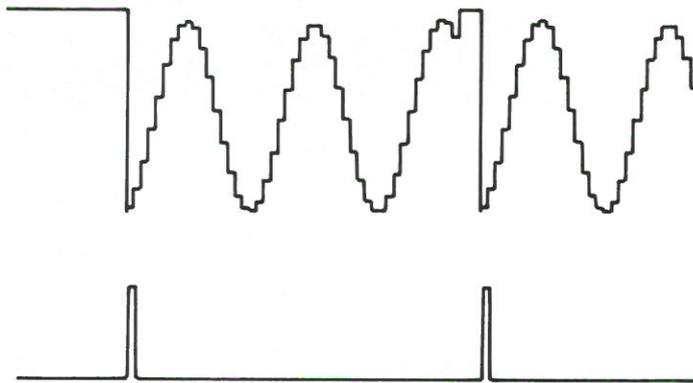


Fig. A8

Annexe 2

Exemples de signaux et de filtres simples

Ces exemples montrent le type de résultat et d'observation que l'on peut recueillir avec notre système. On a ici utilisé une simple table traçante et la sortie des résultats vers cette dernière s'effectue à une fréquence de 1 Hz (fréquence d'échantillonnage).

La **figure A1** donne la réponse à une sinusoïde d'un triple délai. La zone plate (niveau zéro) correspond aux conditions initiales. $H(z) : A_3 = 8, B_0 = 8$.

La périodicité de cette figure correspond simplement à une exploration successive de $f(n)$ et $g(n)$. Le niveau zéro permet de visualiser cette périodicité. Il en est de même dans toutes les figures présentées ici, excepté la **figure A6**.

La **figure A2** donne la réponse indicelle d'un intégrateur parfait. Quand l'amplitude est trop élevée (figure du bas) il se produit une erreur de dépassement numérique (« overflow »). $H(z) : A_0 = 8, B_1 = F_8, (-8), B_0 = 8$.

La **figure A3** donne la réponse d'un intégrateur parfait à un signal carré. On observe l'influence de la composante continue négative superposée au signal d'entrée.

La **figure A4** reproduit la réponse d'un intégrateur parfait à un signal sinusoïdal. On remarque le déphasage de 90° , ainsi que la composante continue qui apparaît à la sortie. Ceci provient de la véritable intégration du signal d'entrée. La phase de ce dernier influence la valeur moyenne du signal de sortie. Le signal d'entrée n'existe pas pour les temps « négatifs ».

La **figure A5** fournit les réponses indicelles d'un filtre passe-bas d'ordre 1, pour différentes constantes de temps. La figure de droite est un agrandissement de la figure du bas. On observe une linéarisation de l'exponentielle, due à une résolution limitée à 8 bits.

La figure de droite est un agrandissement de la figure du bas. On observe une linéarisation de l'exponentielle, due à une résolution limitée à 8 bits.

$A_0 = 7, B_1 = FF, B_0 = 8 ; A_0 = 4, B_1 = FC, B_0 = 8 ; A_0 = 2, B_1 = F_2, B_0 = 4$.

Le changement de la valeur de A_0 est destiné à conserver une valeur finale constante.

La **figure A6** donne les réponses indicelles d'un filtre passe-bas d'ordre 2, pour différentes valeurs de l'amortissement.

Cas sur-amorti : $A_2 = 1, B_2 = 1, B_1 = FA, B_0 = 8 ;$
cas critique : $A_2 = 2, B_2 = 2, B_1 = F_8, B_0 = 8 ;$
cas sous-amorti : $A_2 = 4, B_2 = 5, B_1 = F_6, B_0 = 8$.

La **figure A7** reproduit la réponse d'un filtre passe-bas d'ordre 2, peu amorti, à un signal carré. L'erreur sur le flanc montant est due à un dépassement suite à une amplitude trop élevée du signal d'entrée.
 $A_2 = 4, B_2 = 5, B_1 = F_6, B_0 = 8$.

Enfin, la **figure A8** se rapporte à la réponse percutielle d'un filtre passe-bas d'ordre 2 totalement désamorti (stabilité critique). Une oscillation stable apparaît. La figure du bas représente le signal d'entrée.
 $A_1 = FF, B_2 = 8, B_1 = F_1, B_0 = 8$. D.G.

Valeur des composants de la figure 1

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega ; R_2 = 6,6 \text{ k}\Omega ;$
 $R_3 = 5,7 \text{ k}\Omega ; R_4 = 5,3 \text{ k}\Omega ;$
 $R_5 \text{ à } R_7 = 5 \text{ k}\Omega ; R_8 = 640 \text{ k}\Omega ;$
 $R_9 = 320 \text{ k}\Omega ; R_{10} = 160 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{11} = 80 \text{ k}\Omega ; R_{12} = 40 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{13} = 20 \text{ k}\Omega ; R_{14} = 10 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{15} = 5 \text{ k}\Omega ; R_{16} = 6,8 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{17} = 4,7 \text{ k}\Omega ; R_{18} = 6,8 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{19} \text{ et } R_{20} = 120 \Omega / 1 \text{ W} ;$
 $R_{21} = 4,7 \text{ k}\Omega ; R_{22} = 120 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{23} = 10 \text{ k}\Omega ; R_{24} = 10 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{25} = 47 \text{ k}\Omega ; R_{26} = 1 \text{ k}\Omega ;$
 $R_{27} = 120 \text{ k}\Omega ; C = 220 \mu\text{F} / 12 \text{ V} ;$
 $D_1 = \text{OA } 91 ; IC_1 = 741 ;$
 $IC_2 = 709$.

Composants

Un miroir de courant à facettes multiples

Dans le n° 26 de notre revue, l'auteur des lignes qui suivent avait déjà fourni quelques « réflexions » sur ces miroirs de courant qu'on a envie d'appeler « discrets » puisque ce sont des composants qui, de l'extérieur, ne se distinguent en rien d'un transistor en boîtier TO 92. Ces miroirs sont fabriqués avec des rapports d'intensité fixes, compris entre 0,5 et 4.

Voici qu'un nouveau miroir, le TL 010, possède, en plus de ses connexions d'entrée et de sortie, six accès permettant d'obtenir, par commutation ou par câblage, 33 valeurs différentes pour le rapport d'intensités. On trouvera, ci-dessous, les caractéristiques essentielles de ce circuit, ainsi que des exemples d'application relatifs à la conversion D/A et à la production de tensions en escalier.

Jusqu'à trois émetteurs en entrée et jusqu'à quinze en sortie !

La figure 1 montre, à la fois, le schéma du miroir TL 010 et les connexions de son boîtier. Les broches 2 et 3 permettent la mise en service d'un, de deux ou de trois émetteurs dans le circuit d'entrée. De la même façon, on peut combiner 1 à 15 émetteurs en procédant par les broches 4 à 7.

Comme le gain en courant des transistors qui composent le miroir n'est pas infini, on trouvera nécessairement, entre les intensités de sortie (I_S) et d'entrée (I_E) un rapport qui est légèrement inférieur à celui du nombre correspondant d'émetteurs. Si B est la valeur moyenne du gain (statique) en courant des transistors du miroir, M et N respectivement le nombre des émetteurs d'entrée et de sortie, le rapport des intensités est :

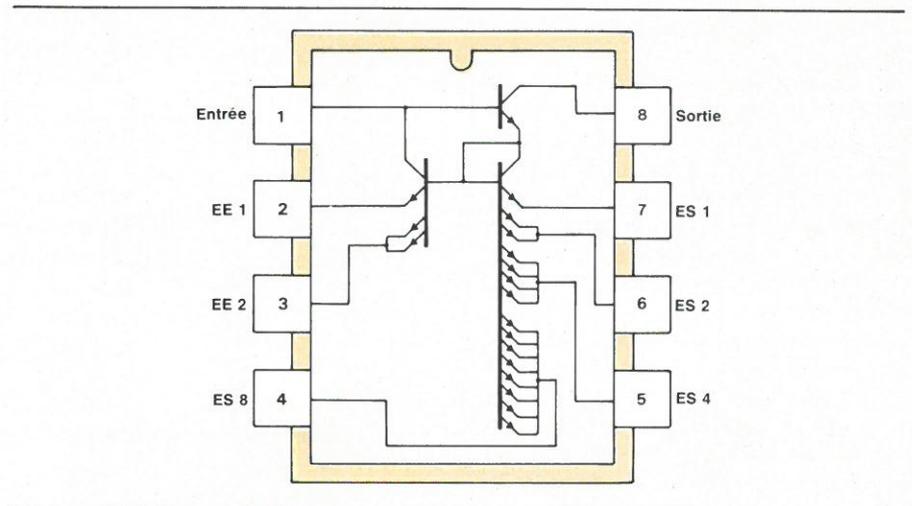


Fig. 1. - Avec trois émetteurs dans son circuit d'entrée et quinze dans son circuit de sortie, le miroir de courant TL 010 peut être programmé sur trente-trois rapports différents d'intensité.

$$\frac{I_S}{I_E} = \frac{B^2 N + B(N + M)}{B^2 M + (B + 1)(N + M)}$$

Le tableau 1 donne les valeurs typiques qu'on observe, dans le cas du TL 010, avec une intensité d'entrée de 10 μ A. On voit que la linéarité est

maximale, quand on utilise simultanément les trois émetteurs d'entrée.

Par ailleurs, le fabricant recommande de ne pas dépasser une intensité de commande, I_E , de 1 mA par émetteur d'entrée. La tension maximale d'utilisation est de 35 V.

Rapport d'émetteurs	Rapport typique des intensités
1/3	0,332
2/3	0,663
4/3	1,32
3/2	1,45
5/3	1,60
7/3	2,26
5/2	2,43
8/3	2,61
3/1	2,90
10/3	3,25
7/2	3,40
11/3	3,57
13/3	4,21
9/2	4,38
14/3	4,53
5/1	4,82
11/2	5,34
6/1	5,78
13/2	6,29
7/1	6,71
15/2	7,23
9/1	8,62
10/1	9,55
11/1	10,5
12/1	11,4
13/1	12,3
14/1	13,2
15/1	14,1

Tableau 1.

Un escalier de 15 marches

En laissant, pour des raisons de linéarité, les trois émetteurs d'entrée à la masse, et en jouant uniquement sur ceux de sortie, on obtient 16 valeurs de l'intensité de sortie. Si on commande les 4 accès aux émetteurs de sortie par un signal binaire de 4 bits, on obtient une conversion de ce signal binaire en une grandeur analogique. Si, de plus, ces 4 bits proviennent d'un compteur à l'entrée duquel on applique une tension alternative, ce convertisseur digital-analogique fournit une tension en escalier de 15 marches (ou 16, si on compte le palier du départ).

La méthode la plus simple est celle de la figure 2, qui consiste à commander les accès d'émetteurs du miroir directement par un compteur C.MOS. Cependant, les transistors de sortie de ce circuit ne se comportent pas comme des interrupteurs parfaits, si bien qu'on n'obtient, avec ce procédé, une linéarité acceptable qu'en

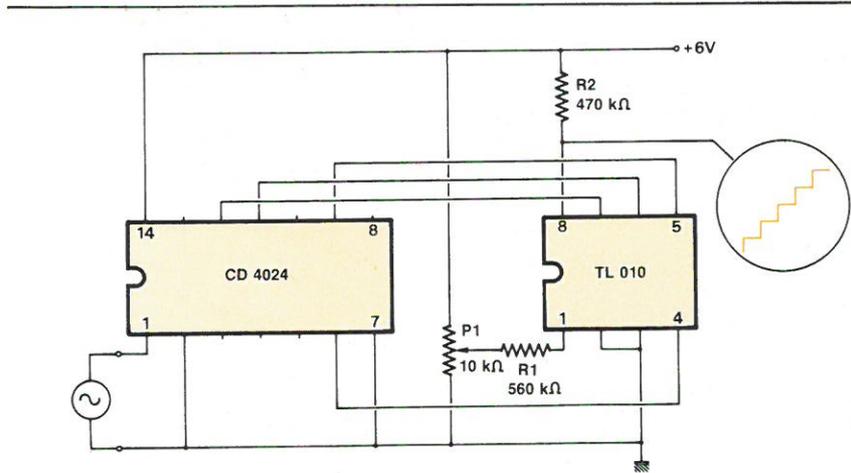


Fig. 2. — Tant qu'on travaille à faible niveau, on peut commander les accès de programmation du TL 010 directement par un circuit MOS.

se contentant d'une intensité de sortie très faible (valeur élevée de R_2 , fig. 2). De plus, la tension d'alimentation ne peut excéder 7 V car autrement, les sorties de compteur se trouvant à « 1 » provoquent une conduction inverse des diodes émetteur-base des transistors du miroir. Comme tous les « planar », ces transistors se comportent, entre émetteur et base, comme des diodes Zener de 7 à 9 V.

Moyennant mise au point patiente, on peut améliorer la linéarité de la fonction de conversion (ou d'escalier) ainsi obtenue en insérant 4 résistances ajustables (1 kΩ environ) dans les 4 accès vers les émetteurs de sortie (broches 4 et 7). Avec P_1 , on peut ajuster la hauteur des marches d'escalier.

Commande par transistors V.MOS

Le fonctionnement avec des tensions d'alimentation plus élevées devient possible quand on insère, comme dans la figure 3, des transistors V.MOS de faible puissance dans les accès d'émetteurs du miroir. De plus, la faible résistance de saturation des transistors V.MOS détermine une linéarité nettement meilleure que précédemment, même si on travaille avec une intensité de sortie relativement élevée.

Cette notion de linéarité est illustrée, dans la figure 4, par un graphique donnant, pour chacune des

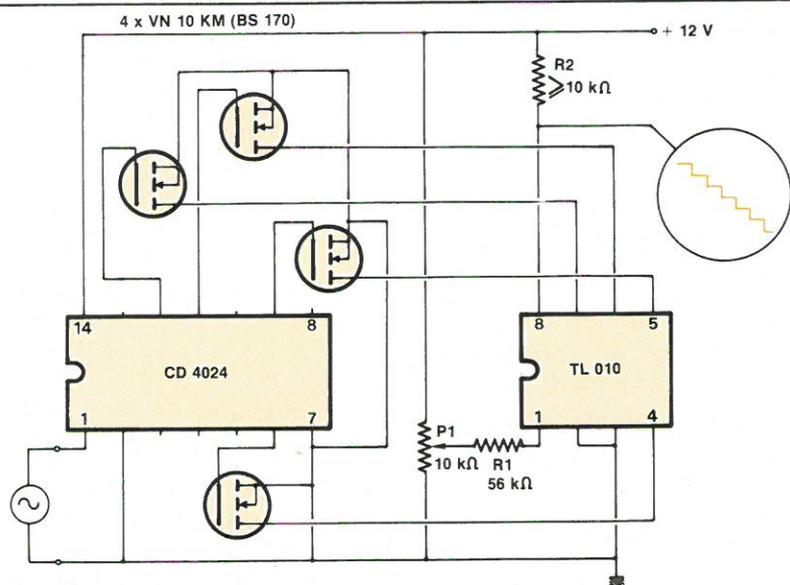


Fig. 3. — Une commutation par transistors V.MOS permet une meilleure linéarité et un niveau de sortie plus élevé. La hauteur des quinze marches peut être ajustée par P_1 .

15 positions de comptage, l'écart, (en %) par rapport à la valeur maximale. Ce graphique, relevé sur un échantillon pris au hasard, confirme le tableau 1 en montrant que l'écart de linéarité est toujours négatif quand on travaille avec un grand nombre d'émetteurs de sortie.

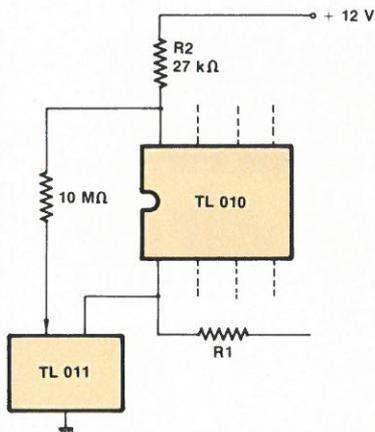


Fig. 5. — Correction de linéarité par réaction positive.

Cette remarque suggère une possibilité de correction, illustrée par la figure 5 et qui procède par réaction positive. On utilise un miroir de courant auxiliaire, TL 011, lequel dérive, de R_1 , une intensité d'autant plus importante que le courant de sortie est plus faible. Bien entendu, on peut combiner cette méthode avec celle des résistances ajustables dans les accès d'émetteur et dont il a été question plus haut. Mais même sans cela, le montage de la figure 5 réduit l'erreur de linéarité dans un rapport supérieur à 2.

Traitement sur 5 bits (et plus)

Si, moyennant un miroir supplémentaire en sortie, on élargit à 5 bits le procédé de la figure 3, on peut obtenir un escalier de 31 marches ou encore, comme le suggère la figure 6, un montage par lequel la position d'un compteur de 5 bits se trouve convertie, de binaire en décimal, par un simple contrôleur universel, à aiguille.

Certes, à l'époque des affichages LED ou LCD, et des convertisseurs de code tout intégrés, un tel procédé peut être qualifié de fortement inélégant. Pourtant, il est bien commode dans le cas d'une petite mise au point qu'on voudrait rapide, ou dans celui d'une petite expérience qu'on voudrait simple.

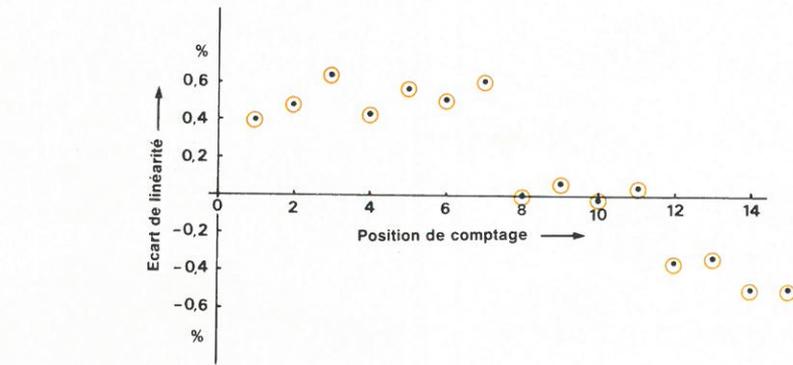


Fig. 4. — Epreuve de linéarité du montage de la figure 3.

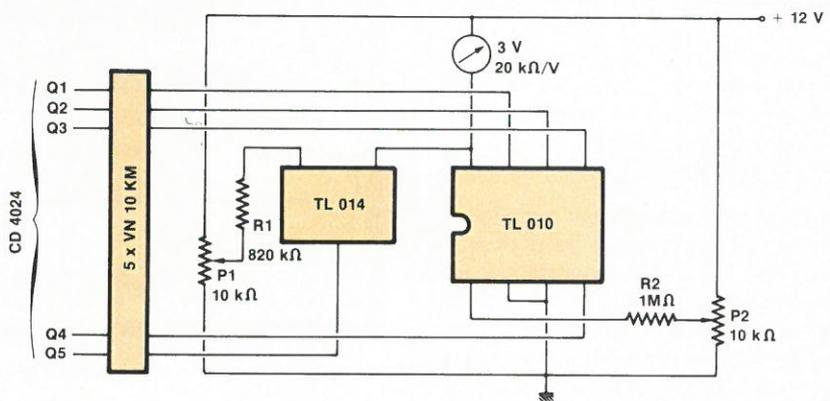


Fig. 6. — Conversion binaire-décimal 5 bits avec « affichage » par un contrôleur universel.

Lors de la mise en œuvre, on commence par mettre à « 1 » les entrées Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 , et on ajuste alors P_2 de façon que le contrôleur indique la position 15, soit 1,5 V. Puis, on met à « 1 » les entrées Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 , et comme cela correspond à la position 30, on ajuste P_1 de façon que le contrôleur indique 3 V. Lors de la dernière position 31, il donnera alors une déviation excédentaire, et sur toutes les autres, son erreur d'indication ne dépassera pas la largeur de son aiguille.

Il ne semble pas impossible d'élargir ce principe à 6 bits et plus, éventuellement avec indication par un contrôleur à affichage digital. Peut-être pas avec le TL 010, mais avec le TL 010 A qui est une version « Darlington » du précédent. La figure 7 montre son schéma. Ses tensions de saturation d'entrée et de sortie sont d'un seuil émetteur-base plus élevées que celles du TL 010, et sa réponse en fréquence est moins bonne. Ces données sont, cependant, sans importance pour l'application envisagée, laquelle pourra ainsi pleinement profiter de la linéarité largement accrue du TL 010 A.

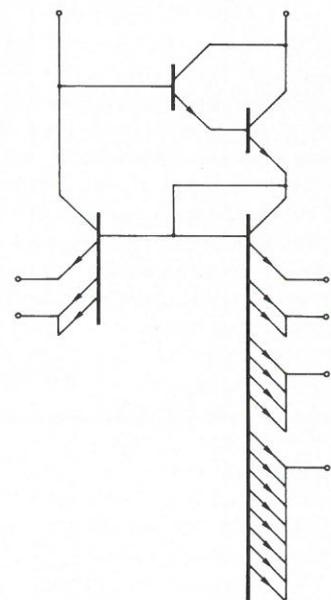


Fig. 7. — Version « Darlington » du miroir de courant à accès multiples.

Plus de commutations que d'émetteurs

Le principe des résistances ajustables de correction, tel qu'il a été mentionné à propos de la figure 2, peut

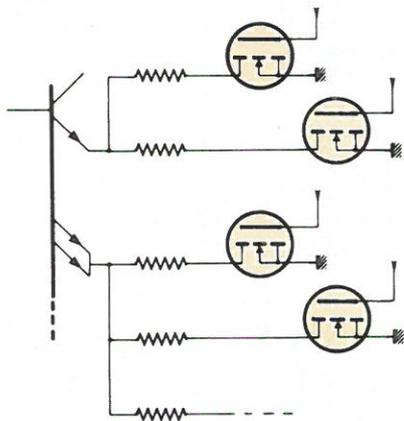


Fig. 8. - Commandes multiples sur un même accès d'émetteurs.

être élargi à celui de la figure 8 qui montre, dans les accès d'émetteurs, plusieurs résistances, ajustables ou non, et qu'on commute séparément par autant de transistors.

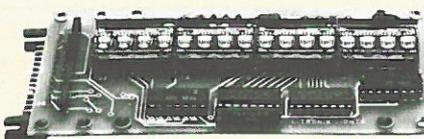
Un tel procédé permet non seulement un grand nombre de combinaisons, mais aussi des rapports non entiers ou, si l'on préfère, des émetteurs « coupés en petits morceaux ». Cela peut servir, par exemple, pour obtenir une suite séquentielle de courants et de tensions dont on a besoin, par exemple, pour la vérification ou la mise au point d'un circuit électronique.

On peut également penser à une application à la musique, sous forme d'une gamme (naturelle ou tempérée) qu'on programme avec diverses résistances, éventuellement combinées, dans les accès d'émetteurs et qu'on peut transposer, ensuite, sur une large plage de fréquences, en agissant sur le courant d'entrée du miroir. C'est-à-dire que ce miroir pourra alors nous « montrer » une musique qui... brillera de toutes ses facettes.

H. Schreiber

NOUVEAUX "INTELLIGENTS" AFFICHEURS ALPHANUMERIQUES A BRANCHEMENT DIRECT SUR MICROPROCESSEURS

- modules 4 digits 22 segments pour majuscules et minuscules (DL3422)
- module 4 digits hauteur 5,72 mm (DL3416)
- matrice 7 x 5 points intelligente (DL7735) - orange, rouge, vert



- ensembles modulaires de 16 et 32 digits
- module 8 digits en préparation (DL1814)

Demandez documentation sur la nouvelle gamme

litronix

SOIETE
DU GROUPE

SIEMENS

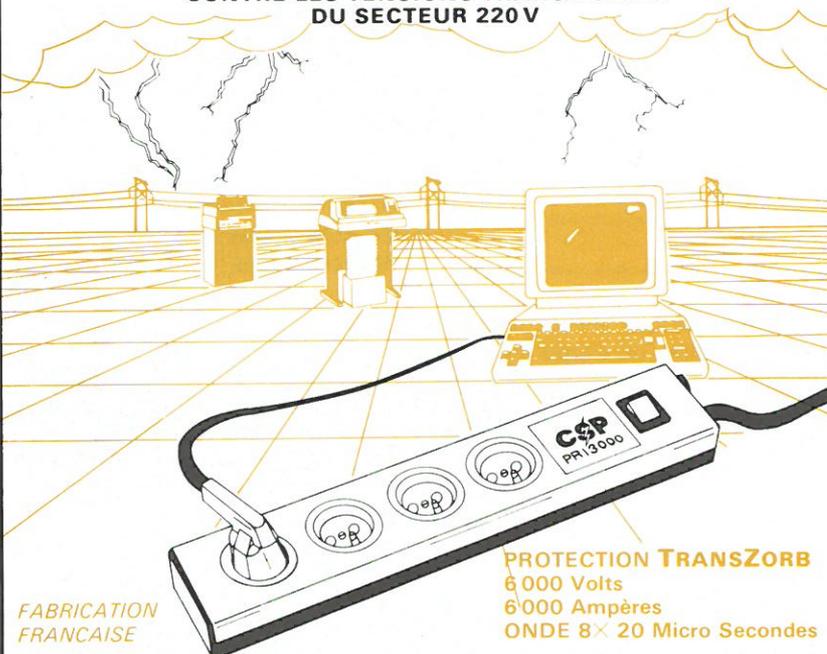


B.P. N° 1
78420 Carrières-S/Seine
☎ : (3) 947.41.40

SERVICE-LECTEURS N° 219

PRI 3000

PROTÉGEZ VOS SYSTÈMES
CONTRE LES TENSIONS TRANSITOIRES
DU SECTEUR 220 V



FABRICATION
FRANCAISE

PROTECTION TRANSORB
6 000 Volts
6 000 Ampères
ONDE 8 x 20 Micro Secondes

CSP

composants
semi-conducteurs
de protection

86200 Verdun sur Garonne



B.P. N° 1
78420 Carrières-S/Seine
Tél. (3) 947.41.40

SERVICE-LECTEURS N° 253

TECHNICIENS. INGENIEURS

Libérez vos systèmes de développement.



Programmeur ÉPROM-ÉEPROM de la 2508 à la 27128.

Liaison série RS232 et parallèle - Vitesse 9600 bauds

Contrôle du temps d'accès

des mémoires - Programmation en mode rapide pour 2764 et 27128 (50 s et 100 s). - Adaptateur E4 pour 8741 - 8748 - 8749 - 8755.

E2

E8

E9



POUR LA FABRICATION

- Copieur d'ÉPROMS et d'ÉEPROMS E8 - Les 2 réunis E8 + E2 = E9 Programmeur permettant la série et l'étude (clavier interactif - liaison série, etc...).

CONSULTER-NOUS

ADM électronique - C.A. PARIS NORD - Bt le Continental - BP 337
93153 Le Blanc Mesnil - Tél. 865.03.11 - Téléc: 213 975 F

SERVICE-LECTEURS N° 224

Instruments de mesure et de contrôle,...

nouveau



Multiplexeur 8 canaux pour oscilloscope

Fonctionnant sur le même principe qu'un analyseur logique sans mémoire, le GSC 8001 permet l'examen simultané de jusqu'à 8 signaux logiques et/ou analogiques, synchrones.

GRADCO FRANCE 24, rue de Liège, 75008 PARIS
Tél.: 294.99.69

INDEX DES ANNONCEURS

ADM ELECTRONIQUE.....	96
ADRET.....	49
ALMEX.....	65-87
ARNOULD ELECTRO INDUSTRIE.....	76
ATELIER D'OUTILLAGE ORLEANAIS.....	87
BLANCMECA.....	78
BRADY.....	17
CANETTI.....	90
CARLO GAVAZZI.....	11
CIRCUIT IMPRIME FRANÇAIS.....	21
COREL.....	16
CP ELECTRONIQUE.....	94
DATA ANALYS FRANCE.....	19
DATA RD.....	56
DEUTA FRANCE.....	78
EFCIS.....	77
ELECTRO CONCEPT.....	76
ELEXO.....	97
ENERTEC-SCHLUMBERGER.....	99-100
ESI.....	95-97-99
ETSF.....	112-113
FLAGELECTRIC.....	48
FRANCLAIR.....	90
F2G2.....	88
GENERIM.....	24
GOULD.....	22-23-55
GRADCO.....	96
ITT SEMICONDUCTEURS.....	30
IPIG.....	9
KONTRON.....	36
MEKTRON.....	6
METRIX.....	15
MOTOROLA.....	10-11
NEC.....	42
OHMIC.....	66
PHILIPS SCIENCE ET INDUSTRIE.....	7-9
RCA.....	2° couv.
RCI.....	57
RDI.....	23
RHODE ET SCHWARTZ.....	58
SAPELMECA.....	20
SCHROFF.....	50
SECRE.....	100
SEFELEC.....	99
SIEMENS.....	4° couv.
SILICONIX.....	3° couv.
SINCLAIR.....	4-5
SOCIETE JURASSIENNE DE MANUTENTION.....	75
SOFITEC.....	22
SPTELEC.....	90-95
SPRAGUE.....	111
SRDI.....	19
TCI-COM.....	19
THOMSON TCC-DIS.....	89
VISHAY.....	88
WELLER-COOPER.....	64
ZADIG MICROCOMPUTER.....	8

Médical

La résonance magnétique nucléaire en médecine : une discipline où la France est présente

Il y a cinquante ans, Frédéric et Irène Joliot-Curie découvraient la radioactivité artificielle (1934). Depuis, les sciences nucléaires sont en passe de devenir l'un des outils les plus importants de la médecine moderne. Ainsi, d'après une étude de Frost et Sullivan, le marché mondial pour l'équipement de diagnostic atteindra 1,7 milliard de dollars en 1988, soit 105 millions de dollars rien que pour l'imagerie. Or, les imageries médicales, qui enregistrent actuellement un développement important, sont la tomographie informatisée, l'imagerie nucléaire, l'imagerie ultrasonique et, celle qui subit peut-être la croissance la plus importante : la « résonance magnétique nucléaire » (RMN).

Qu'est-ce que la résonance magnétique nucléaire ?

La RMN est une autre façon de voir l'intérieur du corps humain, une autre méthode d'exploration des organes entrant en concurrence avec le scanner. Elle a pour avantage de ne pas introduire dans l'organisme de produits de contraste et de ne pas soumettre le corps humain à des radiations. Seule l'application d'un champ magnétique autour du corps est une contrainte dont les risques semblent négligeables. Toutefois, il faut savoir que si l'examen est bref (environ 2 minutes), la magnétisation est importante (1 000 gauss), et qu'à celle-ci s'ajoute l'action d'ondes radiofréquences (inférieures à 20 MHz).

L'idée de voir l'intérieur du corps humain à l'aide de moyens inoffensifs est séduisante, mais de plus en plus difficile à réaliser. La radioactivité et les rayons X ont bénéficié de progrès technologiques tels, que la détection,

la quantification et la mise sous forme d'images des effets de ces rayonnements, nécessitent dès lors, des dosages extrêmement faibles. Cependant, si les risques inhérents à l'obtention d'une imagerie de bonne qualité sont éliminés, la curiosité du chercheur (et du clinicien) l'invite à exploiter d'autres voies qui lui apportent des images différentes. Il n'y aura donc pas forcément concurrence, mais complémentarité dans les moyens offerts au clinicien par le technicien, pour établir ou conforter son diagnostic.

La résonance magnétique nucléaire (RMN) n'est pas une nouveauté puisque c'est en 1946 que E. Purcell et F. Block ont mis en évidence ce phénomène. La RMN a tout d'abord été utilisée en spectroscopie afin de préciser la structure des grosses molécules organiques, puis d'étudier le déroulement des réactions biochimiques notamment au niveau du métabolisme, directement chez les êtres vivants. Enfin, avec la mise au point de méthodes permettant de présenter sous forme d'images les résultats des ana-

lyses, la RMN faisait son entrée dans le domaine des moyens de diagnostic. Rappelons que cette mise en images s'appelle la *Zeugmatographie* (du grec *zeugma* : « qui relie »), et elle représente bien le lien existant entre le champ magnétique et le champ radiofréquence utilisés en RMN.

Afin de mieux saisir l'importance des études entreprises en ce domaine, afin de comprendre le cheminement des idées qui, partant du moment magnétique du noyau d'un atome, aboutit à l'image d'un organe, nous ferons d'abord un bref rappel de physique. Puis, nous nous inspirerons d'un important travail français réalisé à l'Institut de physique biologique de la faculté de médecine de Strasbourg (professeur J. Chambron) par J.-P. Armspach (thèse 1982).

Le phénomène RMN repose sur la notion de moment cinétique de spin nucléaire. En effet, cela résume très bien la situation mais pour les lecteurs, avant d'arriver au spin nucléaire, il est peut-être intéressant de se remettre en mémoire l'atome, les quanta, l'effet *Zeeman*, etc.

L'effet Zeeman

A l'époque des travaux de *J.-J. Thomson* et *Millikan*, qui permirent de préciser les caractéristiques de l'électron, *Zeeman* apporta sa contribution, quoique d'une manière indirecte. En effet, le phénomène mis en évidence par *Zeeman* n'est pas une manifestation directe de la présence de l'électron mais seulement un phénomène dont la théorie permet de postuler l'existence de l'électron.

Faraday (1862) avait déjà réalisé cette expérience, mais, faute de procédés de mesure suffisamment précis, n'avait pu mettre en évidence le phénomène.

Zeeman, élève de *H.-A. Lorentz*, bénéficia des résultats obtenus par son maître dans le domaine des phénomènes optiques, admettant que la matière est composée de particules électrisées et que la lumière est de nature électromagnétique. Toutefois, l'effet *Zeeman* est un phénomène complexe qui ne peut être traité que par la physique quantique si l'on veut en exploiter toutes les ressources. Cependant, dans sa forme la plus simple, l'effet *Zeeman* apporte déjà d'intéressantes conclusions.

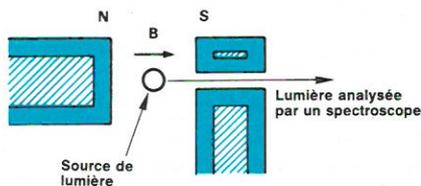


Fig. 1. - L'effet Zeeman.

L'expérience réalisée par *Zeeman* (fig. 1) montre que l'analyse spectroscopique des radiations émises par des atomes placés dans un champ magnétique offre des caractéristiques particulières, notamment :

- dédoublement de la radiation. La radiation de longueur d'onde λ est remplacée par deux radiations : l'une $\lambda_1 > \lambda$ et l'autre $\lambda_2 < \lambda$. Les écarts $\lambda_1 - \lambda$ et $\lambda - \lambda_2$ sont égaux.
- Polarisation circulaire de chacune des deux nouvelles radiations. Le vecteur représentant la vibration polarisée tourne avec une fréquence égale à celle de la vibration lumineuse.
- Le sens de rotation, pour un observateur qui reçoit la lumière, s'effectue dans le sens des aiguilles d'une montre pour la radiation de plus grande longueur d'onde (λ_1) et dans le sens

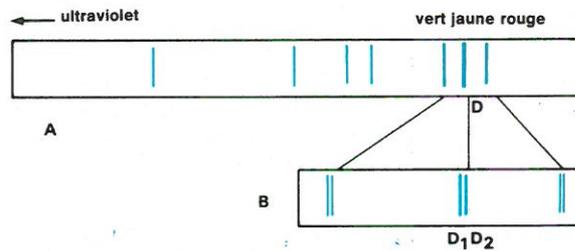


Fig. 2. - Spectre du sodium.

A. - Spectre photographié au spectrographe ; la raie dans le jaune est très intense.

B. - Spectre partiel photographié au moyen d'un spectrographe dispersant ; la raie jaune, caractéristique du sodium, est constituée en réalité de deux raies voisines D_1 et D_2 .

inverse pour la radiation de plus courte longueur d'onde (λ_2).

D'après les travaux de *Lorentz*, les atomes contenant une particule électrisée décrivant une trajectoire en effectuant γ révolutions par seconde, émettent une radiation de fréquence γ . La particule possède une masse m et d'une façon générale, une charge électrique q , positive ou négative. Le rapport q/m étant la charge massique. Evidemment, cette théorie ne précise pas la nature de la particule et c'est en fonction des résultats de l'expérience de *Zeeman* que l'on a pu attribuer à l'électron les données obtenues. En effet, le sens de rotation des vibrations permet de déduire que la particule porte une charge négative et la mesure de l'écart des longueurs d'onde donne une charge massique très voisine de celle des particules négatives contenues dans les rayons cathodiques que détermina *J.-J. Thomson*.

Le spin de l'électron

Toute particule se caractérise par trois grandeurs : la masse, la charge et le spin. Cette dernière grandeur a permis à *Uhlenbeck* et *Goudsmit* de fournir une explication un peu plus complète de l'effet *Zeeman* et d'aborder le problème de la structure fine des raies spectrales.

Le sodium, métal alcalin, a un spectre offrant une grande similitude avec celui de l'hydrogène. Toutefois, le noyau de sodium est plus lourd, les raies spectrales sont plus étalées que celles de l'hydrogène. Cet étalement montre un important détail qui n'apparaît pas dans le spectre de l'hydrogène, à savoir, outre les conséquences de l'effet *Zeeman*, le dédoublement de nombreuses raies

(fig. 2). Ce dédoublement d'une raie en deux autres s'appelle la *structure fine* du spectre. *Uhlenbeck* et *Goudsmit* ont montré que la structure fine était la conséquence de la rotation de l'électron sur lui-même (fig. 3), un peu comme la terre qui, bien que tournant autour du soleil, tourne également sur elle-même. Le phénomène a reçu le nom de *spin* (de l'anglais to spin : tourner).

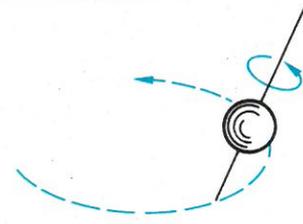


Fig. 3. - Le spin d'une particule.

En poussant plus loin l'analyse des spectres, notamment au moyen de spectrographes plus dispersifs, on découvre que chaque composante d'une raie à structure fine se divise elle-même en plusieurs raies très voisines, offrant ainsi une *structure hyperfine*. On peut donc considérer que la structure fine provient du moment magnétique de l'électron, alors que la structure hyperfine est due au moment magnétique du noyau de l'atome. Le moment magnétique du noyau (spin nucléaire) est très faible et sa valeur est environ 1 000 fois plus faible que le moment magnétique de l'électron.

Jusqu'à alors, nous avons considéré le noyau de l'atome fixe et les électrons tournant autour, mais on pourrait tout aussi bien considérer un électron fixe avec le noyau qui tourne autour de lui. Le noyau étant chargé positivement, son mouvement relatif constitue un courant électrique, avec création d'un champ magnétique, agissant sur l'électron. Il y a donc une

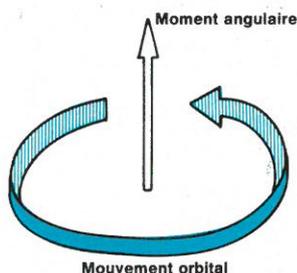


Fig. 4. - Moment angulaire de l'atome en fonction du mouvement orbital.

action réciproque entre l'électron et le noyau, au cours de leur mouvement relatif, action qui porte le nom d'*interaction spin-orbite*.

Nous reviendrons sur cet aspect de la question des moments magnétiques lorsque nous aborderons l'atome nucléaire. En attendant, sachons qu'il existe une relation entre l'inclinaison du moment angulaire de l'électron et le champ magnétique orbital et que cette relation détermine deux positions possibles de l'électron tournant. L'une des positions correspond à la projection du moment angulaire de l'électron sur la direction du champ magnétique orbital, et a pour valeur $1/2$; l'autre position prend la valeur $-1/2$. Le spin de l'électron vaut donc $s = 1/2$.

Le spin, appelé encore *nombre quantique de spin*, est un nombre entier ou demi-entier il permet de déterminer le moment angulaire de l'électron tournant (moment cinétique) :

$$M_a = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} + 1 \right)} \cdot \frac{h}{2\pi}$$

ainsi que le moment magnétique de spin de l'électron :

$$M_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{h}{2\pi} \cdot \frac{e}{m}$$

où h est la constante de *Planck*.

La découverte de l'électron, puis la détermination de ses caractéristiques physiques, va nous permettre d'aborder l'atome tel que nous le connaissons en physique nucléaire. Par là même, nous aurons l'occasion de revenir sur l'électron, non pas tant comme particule isolée, mais comme particule entrant dans un ensemble complexe. En effet, la découverte du noyau de l'atome, puis la construction théorique d'un modèle d'atome satisfaisant aux conditions de diverses théories, ne s'est pas faite d'une manière aisée. Rappelons, s'il était nécessaire, que l'atome et ses constituants sont de dimensions trop petites pour être visibles, même avec les ap-

pareils les plus puissants. C'est donc par la mise en évidence de phénomènes, puis par l'interprétation théorique qui en est faite, que la physique nucléaire a connu au cours de ce dernier demi-siècle cet essor ouvrant la porte de l'âge atomique, qu'il serait plus juste d'appeler l'âge nucléaire.

L'atome de Bohr

L'atome vu par *Bohr*, n'est peut-être plus tout à fait l'atome de la physique moderne. Cependant, sa conception de l'atome l'a conduit à définir un certain nombre de phénomènes dont certains, encore maintenant, sont toujours valables. Pour cette raison, nous évoquerons rapidement l'atome de *Bohr* et ses implications.

D'après *Bohr*, l'une des caractéristiques de l'atome, sa stabilité, n'a pu être expliquée, par la théorie électromagnétique. En effet, cette théorie enseigne qu'une charge électrique en mouvement rayonne; les électrons perdent donc de l'énergie et leur vitesse décroît. La force centrifuge, qui maintient les électrons sur leur orbite, diminue et l'électron finit par « tomber » sur le noyau. D'un point de vue spectral, cet état de choses conduit à un spectre continu alors qu'en réalité on observe un spectre de raies ou un spectre de bandes. Pour ces raisons, *Bohr* a renoncé à la théorie électromagnétique et s'est tourné vers les trois éléments suivants: le modèle atomique de *Rutherford*, la théorie des quanta de *Planck* et la théorie de la lumière d'*Einstein*.

Bohr supposa que l'atome possède une série d'états d'équilibre, dits *états* ou *niveaux d'énergie quantifiés*, dans lesquels l'atome ne rayonne pas. Autrement dit, il n'y a qu'un certain nombre d'orbites possibles pour les électrons et lorsqu'un électron se trouve sur une orbite, il n'émet aucun rayonnement. L'émission lumineuse ne se produit que lorsqu'un électron saute d'une orbite à une autre, c'est-à-dire passe d'un niveau à un niveau inférieur.

On peut alors expliquer la formation des raies spectrales. Si on chauffe une substance, un électron peut absorber de l'énergie et sauter sur une orbite plus extérieure. Lorsqu'un atome reviendra à son état stable, par un nouveau saut de l'électron vers une orbite intérieure, il y aura émission d'une raie. Les raies correspondent donc à tous les sauts possi-

bles des électrons, il n'y en a qu'un nombre limité.

Les niveaux d'énergie de l'atome

Nous n'allons pas nous livrer à une étude détaillée de la structure de l'atome; nous rappellerons simplement pour mémoire quelques éléments nous permettant d'évoquer notamment la quantification des différents états que prend l'atome au cours de son évolution.

L'atome d'hydrogène, le plus simple, a un électron circulant sur une orbite. Les atomes plus complexes ont de nombreux électrons circulant sur plusieurs orbites. Les études spectroscopiques ont montré qu'il y avait sept orbites ou niveaux possibles.

Lorsque la structure de l'atome est complexe, ce sont seulement les électrons extérieurs qui interviennent pour l'émission du spectre, soit un électron pour les alcalins, deux pour les alcalino-terreux, etc.: on les appelle *électrons optiques* pour cette raison. Ce sont eux qui conditionnent aussi les propriétés chimiques des atomes. En revanche, ce sont les électrons internes qui interviennent dans les spectres de rayons X.

Dans la théorie de *Bohr*, les orbites sont circulaires. Mais dans les atomes lourds, il y a plusieurs électrons qui tournent autour du noyau et ils interagissent entre eux, si bien que les orbites sont elliptiques (théorie de *Sommerfeld*). Dans cette mécanique orbitale, il existe un nombre quantique pour définir la grandeur de l'ellipse et un autre nombre quantique pour définir la forme de l'ellipse. De plus, il faut tenir compte de la présence du noyau.

Le noyau, avec son cortège électronique tournant, fait ressembler l'atome à une toupie. A ce mouvement de rotation correspond un mouvement angulaire (fig. 4) qui dépend du nombre quantique définissant la forme elliptique de l'orbite. Mais ce mouvement de rotation n'est pas forcément un mouvement simple, dont l'axe de rotation se confond avec la verticale, celle-ci étant arbitraire. En effet, à la manière d'une toupie oscillante, l'axe de rotation peut faire un certain angle avec cette verticale (fig. 5) lorsque l'atome est placé dans un champ magnétique. Nous avons vu, avec l'effet *Zeeman*, qu'un atome rayonnant placé dans un champ magnétique émettait un spectre dont

chaque raie se divisait en plusieurs autres. A ce phénomène nous avons trouvé une explication par la mise en évidence du spin de l'électron. Le spin traduit la structure fine d'un spectre, c'est-à-dire le dédoublement d'une raie. Dans le cas présent, nous avons une multiplication des raies traduisant encore un phénomène de rotation, celui de l'atome lui-même. Cette multiplication indique une multiplication des niveaux d'énergie de l'électron périphérique.

Pour comprendre le problème de la toupie oscillante, il faut considérer l'électron périphérique comme une charge électrique en mouvement, c'est-à-dire un courant. Ce courant, circulant autour du noyau, fait apparaître l'atome comme un aimant, avec une orientation magnétique Nord-Sud. Cette orientation correspond à l'axe de rotation de l'atome. Mais puisque l'atome baigne lui-même dans un champ magnétique, son axe de rotation est incliné par rapport à la direction de ce champ extérieur, et il oscille comme la toupie que nous avons pris comme exemple. Cette oscillation provoque un accroissement d'énergie de l'électron, accroissement dont la valeur dépend de l'inclinaison de l'axe de rotation de l'atome par rapport à la direction du champ magnétique.

Ce supplément d'énergie est dû au fait particulier que l'atome baigne dans un champ magnétique. Le mouvement d'oscillation divise encore les niveaux d'énergie déjà existants, mais comme ceux-ci sont en nombre limité, et que cette division limite également ces niveaux d'énergie, on est conduit à penser que la manière dont peut s'incliner l'axe de rotation de l'atome, doit se limiter à quelques positions.

En effet, comme le moment angulaire se confond avec l'axe de rotation de l'atome, il fait, avec la direction du champ magnétique, un angle qui varie de 0° à 180° (fig. 6). Autrement dit, le moment angulaire se projette sur la direction du champ magnétique et sa longueur varie en fonction de l'angle d'inclinaison.

Ainsi, pour 0°, la direction du moment angulaire sera dans le même sens que la direction du champ magnétique ; nous pouvons donc la considérer comme positive, pour 180°, elle sera en sens opposé, et nous la considérerons comme négative ; à 90°, la longueur est nulle. La variation de cette longueur projetée ne se fait pas d'une façon continue, les valeurs sont représentées par des nombres entiers, puisque l'atome ne

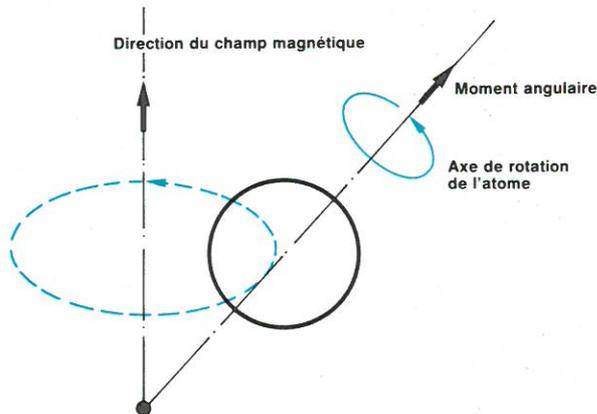


Fig. 5. - Mouvement d'oscillation d'un atome placé dans un champ magnétique.

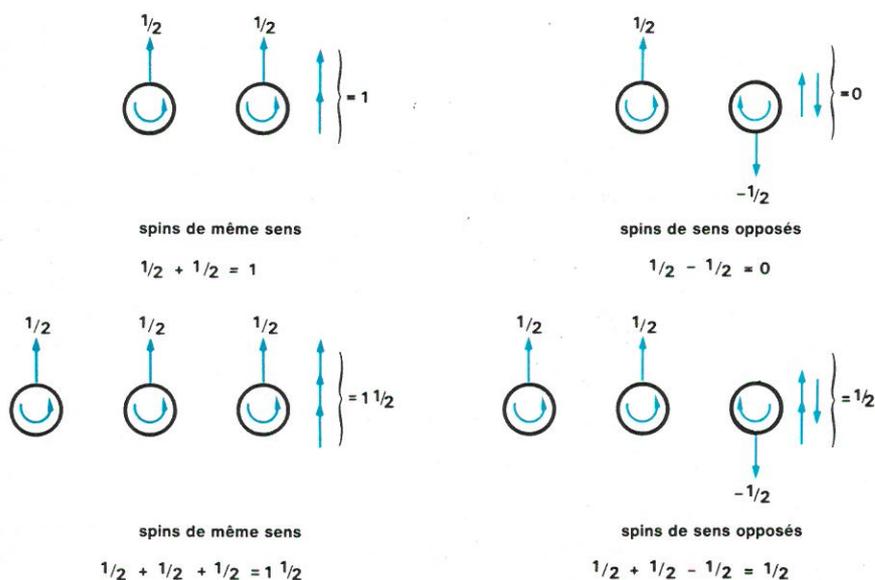


Fig. 7. - Addition de 2 et de 3 spins de valeur 1/2.

peut pas s'incliner dans n'importe quelle direction.

L'étude de la structure hyperfine a permis de déterminer le spin de nombreux noyaux, et à titre d'exemple

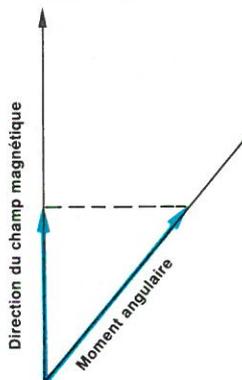


Fig. 6. - Le moment angulaire se projette sur la direction du champ magnétique en donnant des longueurs variables, en fonction de l'angle d'inclinaison.

nous avons un spin égal à 1 pour le lithium ${}^6_3\text{Li}$ et l'azote ${}^{14}_7\text{N}$, un spin égal à 1/2 pour le cadmium ${}^{111}_{48}\text{Cd}$, un spin égal à 3/2 pour le béryllium ${}^9_4\text{Be}$, etc. Puisque le spin est égal à la somme des spins des particules entrant dans la composition du noyau, à laquelle on ajoute une composante de spin due aux mouvements orbitaux des particules, on peut déterminer les règles de combinaison des spins. Toutefois, rappelons que l'électron, comme le proton, a un spin qui vaut 1/2 et que la composante de spin est toujours un nombre entier. En outre, les spins de même sens s'additionnent et les spins de sens opposé s'annulent (fig. 7).

Ainsi, est-il possible d'énoncer des règles de combinaison en tenant compte des lois de la physique quantique. En considérant le nombre de masse A (nombre de nucléons : protons + neutrons) et le nombre atomi-

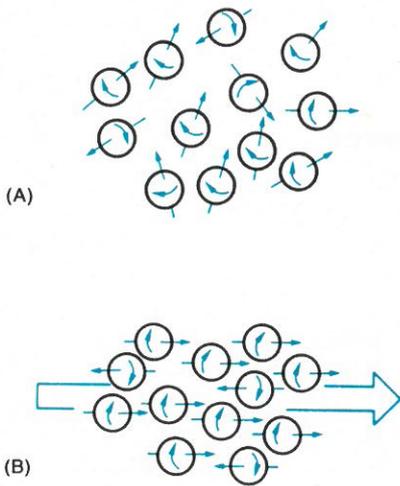


Fig. 8. - Orientation des moments magnétiques des nucléons, sans (A) et avec (B) la présence d'un champ magnétique extérieur.

que Z (nombre de protons), nous aurons une valeur de spin nucléaire selon les différents types de noyaux :

- pour A et Z pairs (ex. : ${}_{6}\text{C}^{12}$, ${}_{8}\text{O}^{16}$) le spin est nul ;
- pour A pair et Z impair (ex. : ${}_{1}\text{H}^2$, ${}_{7}\text{N}^{14}$), le spin est un nombre entier ;
- pour A impair et Z pair, le spin est un nombre demi-entier ($1/2$, etc.). Cela est aussi vrai pour A et Z impairs.

Lorsque le nucléon est soumis à l'action d'un champ magnétique, son comportement est assimilable à celui d'un gyroscope. Ainsi, prenons l'exemple mécanique de la toupie soumise à l'action de la pesanteur. Au départ, la toupie est animée d'un mouvement de rotation autour de son axe, puis, sous l'effet de la pesanteur, l'axe s'incline en décrivant un cône de plus en plus large. Ainsi, la toupie est animée de deux mouvements simultanés : une rotation sur son axe et un mouvement de précession de cet axe autour de la verticale. Le nucléon, comme l'exprime *J.-P. Armspach*, peut être assimilé à un dipôle magnétique d'induction B_0 ; les moments magnétiques associés aux nucléons dont l'orientation primitive est quelconque, s'orientent vis-à-vis du champ magnétique d'induction B_0 de manière *parallèle* ou *anti-parallèle* (fig. 8). A l'équilibre, les niveaux d'énergie ne possèdent pas une population égale ; il y a un très léger excès dans le niveau inférieur (de l'ordre de 1 pour 10^6) et c'est cette petite différence qui est la clé de la RMN (fig. 8 bis). Ils décrivent un mouvement de précession autour de la direction du champ

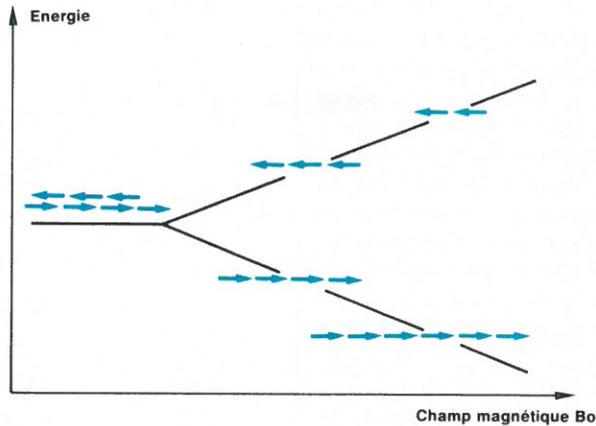


Fig. 8bis. - Dans un champ magnétique B_0 , les moments magnétiques associés aux nucléons s'orientent, vis-à-vis du champ B_0 , d'une manière parallèle ou anti-parallèle. Les deux orientations possèdent des énergies différentes et les transitions entre les niveaux d'énergie peuvent être induites par le champ magnétique d'une oscillation radiofréquence à la fréquence de Larmor. (Résonance)

B_0 , nommée précession de *Larmor* (fig. 9). Elle est due à l'existence du moment angulaire du nucléon associé au moment magnétique d'induction. Cette précession, que l'on représente par un vecteur animé d'une vitesse angulaire autour du champ magnétique, correspond à une fréquence, dite fréquence de *Larmor*.

Nous voilà donc en possession d'un certain nombre d'éléments montrant, comme l'expriment *Parieny et coll.*, qu'il y a un rapport constant entre la force du champ magnétique et la fréquence de *Larmor*. Cette constante, caractéristique de l'atome considéré, est appelée rapport gyro-magnétique.

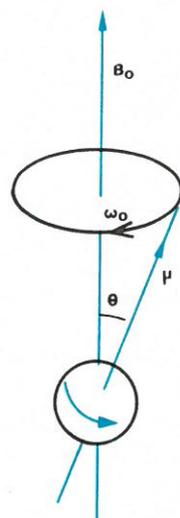


Fig. 9. - Précession de Larmor, due à l'existence du moment angulaire d'un nucléon, associé au champ magnétique d'induction.

Ainsi, si l'on applique des impulsions radiofréquences dans le champ magnétique, on provoque un désalignement des atomes. Celui-ci s'effectue également sous la forme d'une précession et n'apparaît qu'avec une radiofréquence précise, la fréquence de *Larmor*. Dans cette affaire, il y a absorption de l'énergie apportée par la radiofréquence (RF), mais dès que l'on cesse l'émission RF, il y a retour à l'état initial. Cela se traduit par un réalignement dans l'axe du champ magnétique (précession en sens inverse) avec restitution de l'énergie absorbée et réémission RF. C'est cette réémission radiofréquence qui représente le signal que l'on veut mettre en évidence pour individualiser le noyau considéré.

A titre d'exemple, le noyau d'hydrogène (proton) placé dans un champ magnétique de 10 000 Gauss (1 tesla), a une fréquence de résonance égale à 42,57 MHz. Dans un même champ magnétique, le phosphore 31 aura une fréquence de résonance égale à 17,24 MHz et le sodium à 11,26 MHz et le carbone 13 à 10,705 MHz. Ces fréquences se situent très en dessous de celles des rayons X et leur énergie est trop faible pour agir sur les structures moléculaires de la matière vivante.

A partir de ce signal, on peut traiter l'information de deux manières. D'abord identifier et mesurer la valeur du signal, c'est de la spectrométrie RMN appliquée à l'analyse chimique. Ensuite, on peut localiser et dresser la carte répartissant les différents signaux, on réalise alors une coupe anatomique (tomographie).

La spectroscopie RMN

La première des applications de la RMN est la spectroscopie. Pour cela, reprenons notre émission RF dont on considère la composante magnétique. Celle-ci se comporte, vis-à-vis de l'ensemble des spins, comme un champ magnétique B perpendiculaire au champ B_0 , et qui tourne autour de B_0 à la fréquence de l'émission RF. Comme tout phénomène de résonance, des petites causes peuvent provoquer de grands effets et c'est ce qui se produit lorsque le champ B voit sa fréquence de rotation atteindre la fréquence de Larmor. Le champ B exerce un couple magnétique sur le système de spins et, comme le précise *D. Vincensini*, la résultante d'aimantation M_0 (fig. 10) s'écarte de B_0 et va se mettre en précession autour de B_0 avec la fréquence de Larmor. Il apparaît ainsi une composante transversale d'aimantation M qui tourne à la même fréquence dans le plan XOY perpendiculaire à B_0 . D'après les lois de l'électromagnétisme, la rotation de M induit dans une bobine de réception, dont l'axe est perpendiculaire à celui de la bobine émettrice, une force électromotrice alternative de fréquence de Larmor et qui constitue le signal de résonance dont nous parlions précédemment.

Pour être plus complet, il serait nécessaire d'aborder le problème des temps de relaxation, car tous ces phénomènes ne sont pas instantanés et comportent un temps d'amortissement (constante de temps). Ces temps de relaxation dépendent en particulier de la mobilité du noyau. Ainsi, on peut dire que le retour à l'équilibre est un phénomène caractérisé par la décroissance exponentielle de l'aimantation dans le plan XOY avec une constante de temps T_2 et par l'augmentation exponentielle de l'aimantation selon l'axe Z avec la constante de temps T_1 . Pour le noyau d'hydrogène (proton) par exemple, le temps $T_2 = T_1$ et est de 3,5 secondes pour l'eau en phase liquide et T_2 est de 10^{-5} secondes en phase solide. Dans l'eau liée à des tissus biologiques, on trouve des temps compris entre 0,05 et 0,1 seconde.

Comment se présente un spectromètre RMN ? Avec les mêmes éléments utilisés en spectroscopie, auxquels on ajoute un aimant autour de l'échantillon à examiner (fig. 11). L'échantillon est placé dans l'entrefer et il est soumis au champ de polarisation B_0 . En utilisant des champs inten-

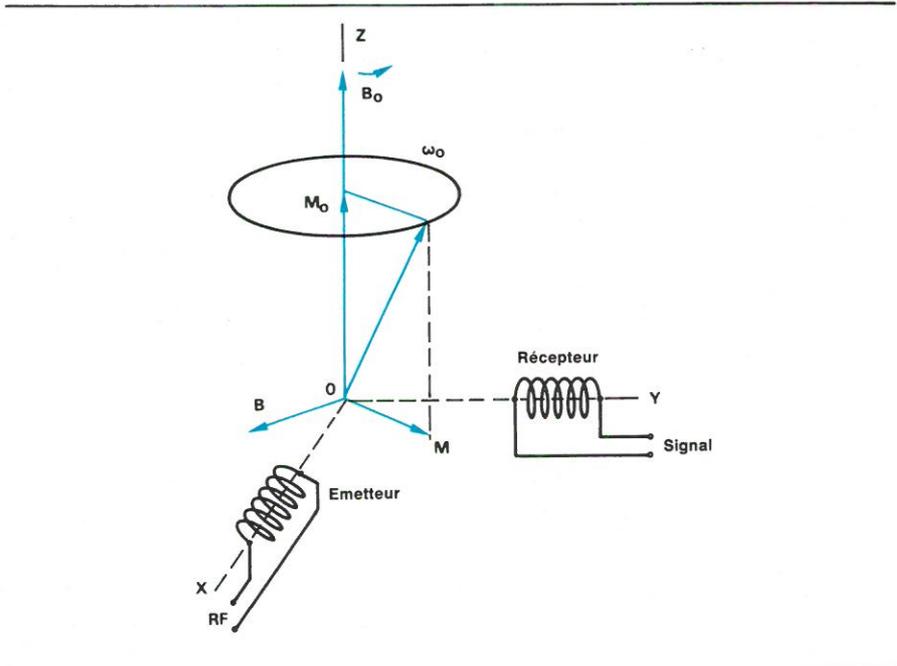


Fig. 10. — Action du champ tournant B sur le moment magnétique.

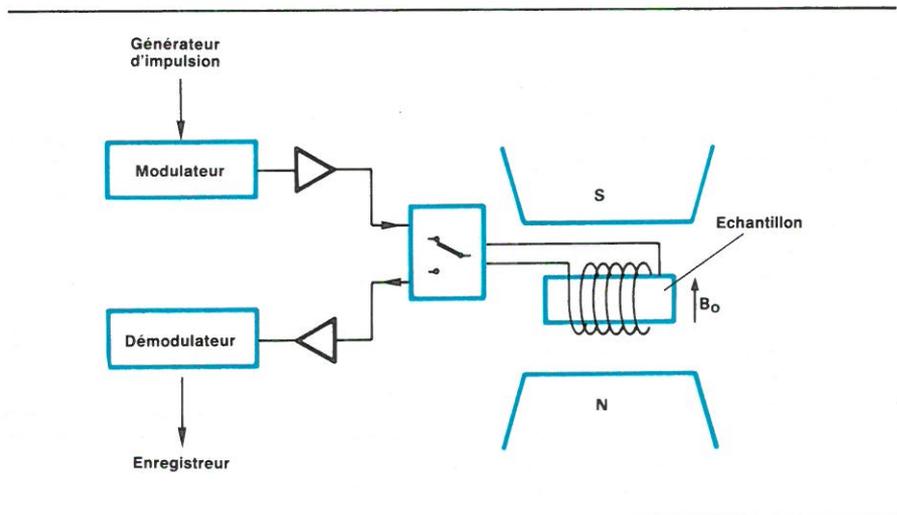


Fig. 11. — Schéma de principe d'un spectromètre RMN.

ses, de l'ordre de plusieurs tesla, on accroît la sensibilité de la méthode. Il est certain que les électro-aimants classiques fournissent de tels champs, mais avec un entrefer très réduit, c'est-à-dire limitant la dimension de l'échantillon. Pour les objets à examiner plus importants, corps humain par exemple, la taille des aimants nécessite l'emploi de la technologie faisant appel à la supra-conduction.

Autour de l'échantillon on place une bobine émettrice, alimentée par un générateur radiofréquence. La même bobine peut servir à la fois à l'émission et à la réception des ondes RF car le générateur fonctionne selon le mode impulsionnel. Dans ce cas, le récepteur recueille et amplifie le signal capté aux bornes de la bobine.

Enfin, l'ensemble est géré par un ordinateur qui permet de choisir la séquence d'impulsion désirée et la durée des impulsions. Le signal est enregistré à l'aide d'un convertisseur analogique-digital.

L'analyse d'un spectre de RMN repose essentiellement sur trois paramètres : l'amplitude du signal de résonance, la largeur de la raie et le déplacement chimique. En résumant, on peut dire que l'amplitude est fonction de la densité du noyau étudié et des temps de relaxation T_1 et T_2 . La largeur de la raie est inversement proportionnelle à T_2 .

Pour reprendre l'expression de *D. Vincensini et coll.*, T_1 et T_2 (donc l'intensité du signal de RMN) dépendent de nombreux facteurs mais tout

particulièrement de la mobilité du noyau dans le milieu considéré.

Dans les solides : T_1 et T_2 sont généralement courts et le rapport (T_2/T_1) est faible (très inférieur à 1) : le signal de RMN est donc large et peu intense et sa détection est souvent très difficile (fig. 12).

Dans les liquides : T_1 et T_2 sont au contraire généralement longs. $T_2/T_1 = 1$. ($T_1 = T_2 = 3,5$ secondes pour le proton de l'eau liquide). Le signal de RMN est étroit et intense donc facilement détectable.

L'influence de la viscosité du milieu sur le rapport T_2/T_1 et, par suite, sur la forme du signal de résonance ressort bien des valeurs indiquées pour les protons de l'eau à diverses températures. Ainsi, dans les tissus vivants, il existe deux types principaux d'eau : l'eau libre désorganisée pour laquelle $T_2/T_1 = 1$ et l'eau liée, partiellement organisée, pour laquelle les temps de relaxation diminuent et le rapport T_2/T_1 est inférieur à l'unité.

Damadian a observé un allongement de T_1 et T_2 pour le proton de l'eau tissulaire dans les tissus cancéreux par rapport aux valeurs obtenues avec les tissus sains homogènes. Mais il s'agit là d'une observation intéressante l'imagerie par RMN que nous aborderons ensuite.

Le troisième paramètre est le déplacement chimique. En effet, dans un composé chimique, les noyaux ne résonnent pas tous à la même fréquence de Larmor. Ils sont soumis à l'influence des électrons environnants, si bien que la raie de résonance présente un déplacement caractéristique qui permet d'identifier les groupements fonctionnels (OH, CH_2 par ex.) dans un composé chimique.

Les déplacements sont repérés par rapport à une raie de référence. Si l'on choisit le spectre RMN du proton (noyau d'hydrogène), le témoin de référence sera une substance hydrogénée ayant une résonance très caractéristique (le tétraméthylsilane, par ex.). Ainsi, nous aurons une fréquence de résonance de référence (ν_r) et la fréquence de résonance observée sur la substance étudiée (ν_o). Par convention, le déplacement chimique est :

$$\delta = \frac{\nu_o - \nu_r}{\nu_r}$$

et comme celui-ci est très faible, on l'exprime en parties par million (ppm) de la fréquence de référence. L'exemple de l'éthanol (fig. 13) montre que, dans la formule :

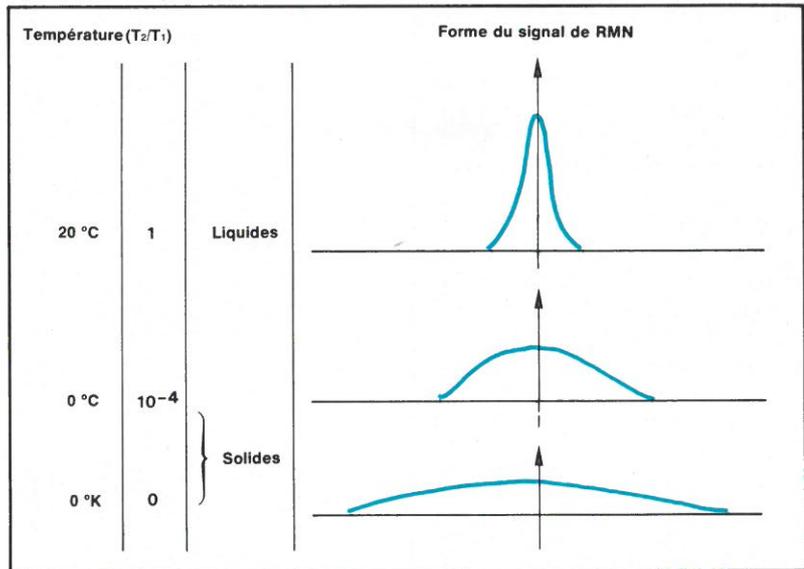


Fig. 12. — Formes du signal RMN en fonction du rapport T_2/T_1 (d'après Vincensini et Coll).

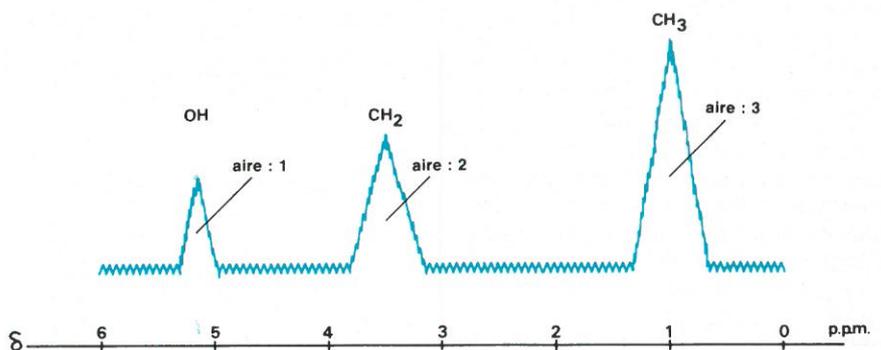


Fig. 13. — Le spectre de RMN des protons de l'éthanol (d'après Vincensini).



les trois groupes de protons ne sont pas identiques du point de vue de leur environnement électronique. Le spectre obtenu est composé de raies dont les amplitudes sont dans le rapport 3, 2, 1, (proportionnelles au nombre de protons situés en α , β , γ respectivement) et dont les positions sur l'échelle des fréquences sont bien conformes aux valeurs des déplacements chimiques indiqués.

Du spectre à l'image

Après avoir reconnu et quantifié le signal pour réaliser la spectroscopie, il a suffi de localiser ce signal pour permettre la formation d'une image. En réalité, le processus n'est pas aussi simple qu'on peut le penser, et il a donné naissance à différentes méthodes d'imagerie. Dans l'état actuel de la technologie, et en raison de son

abondance naturelle dans l'organisme, c'est l'hydrogène (le proton) qui a été choisi pour donner le signal de résonance. Présent dans tous les tissus, sous forme d'eau, l'hydrogène offre une image de la teneur en eau des différents tissus.

Lorsque l'on analyse par RMN un volume soumis au champ magnétique statique B_0 , tous les spins résonnent à la même fréquence de Larmor et le signal global est la superposition de tous les signaux émis par chacun des noyaux. Comme les signaux ne se distinguent pas les uns des autres, il n'y a pas d'image. Il est donc nécessaire de singulariser chaque signal, c'est-à-dire de mettre en évidence la part que chaque noyau apporte au signal global. Pour cela deux méthodes sont exploitées.

La première méthode, dite du point sensible, est une méthode qui donne des images en des temps relativement longs, mais des progrès récents ont

permis de diminuer ces temps (2 minutes environ pour obtenir des coupes de cerveau). Le principe est le suivant : le volume examiné est soumis au champ B_0 . La fréquence de résonance étant proportionnelle à ce champ, l'onde radiofréquence pourra exciter la résonance de tel ou tel proton situé en un point (sensible) du volume examiné, si, en ce point, le champ possède la valeur de résonance B_0 et ailleurs une valeur différente (fig. 14). Lorsque ces points sensibles se répartissent dans un plan, il est possible de fournir une image de ce plan sur un écran de visualisation.

La seconde méthode fait appel au codage par dispersion de l'objet examiné. Cette méthode permet d'obtenir des images en des temps inférieurs à deux minutes. Mais en perfectionnant les moyens mis en œuvre il serait possible d'améliorer la résolution des images et de réduire les temps d'acquisition de celles-ci à quelques secondes.

Le principe de la méthode est de faire correspondre à chaque point de l'objet une fréquence de résonance du proton bien déterminée, en utilisant un champ magnétique dont la valeur dépend de la position du point dans l'objet. Ainsi, l'onde radiofréquence n'est plus à la fréquence de résonance (monochromatique), mais balaie une gamme de fréquence dont chacune d'elles fait résonner tous les protons. L'onde de résonance est donc fonction de la position du proton à l'intérieur de l'objet (fig. 15).

L'onde de résonance est analysée par transformée de Fourier afin d'obtenir le spectre de fréquence de l'objet. Chaque composante du spectre possède une fréquence qui définit la position du point à l'intérieur de l'objet à examiner et une amplitude qui dépend des caractéristiques physico-chimiques des protons situés en ce point (densité et temps de relaxation T_1 et T_2).

Comme l'ajoutent Vincensini et coll., il existe une correspondance entre la fréquence du signal de RMN et la distribution spatiale des protons qui permet de construire une image de l'objet. Le codage par dispersion de la totalité d'un objet relève d'une technologie complexe et nécessite des moyens de calcul importants pour corréler le spectre de fréquence et la distribution spatiale des protons. En pratique, on limite le codage à un motif de l'objet (ligne, plan, volume) et, par répétition de ce motif selon

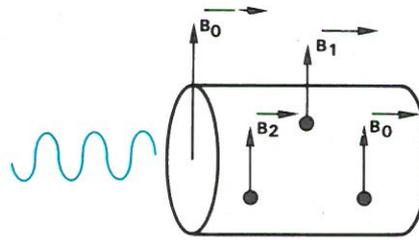


Fig. 14. - Résonance limitée aux seuls protons soumis au champ B_0 (d'après Vincensini).

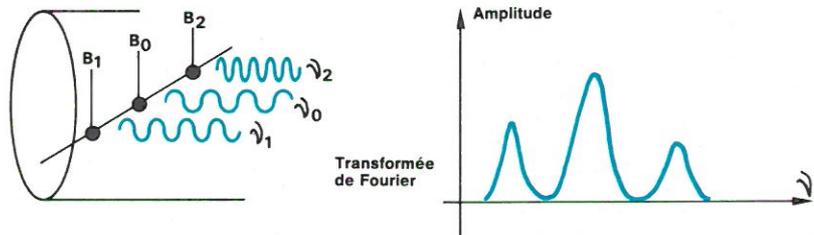


Fig. 15. - Dans le codage par dispersion, chaque volume élémentaire possède une fréquence de résonance qui dépend de sa position à l'intérieur du volume de l'objet. L'analyse par transformée de Fourier, permet d'obtenir le spectre de fréquence de l'objet (d'après Vincensini).

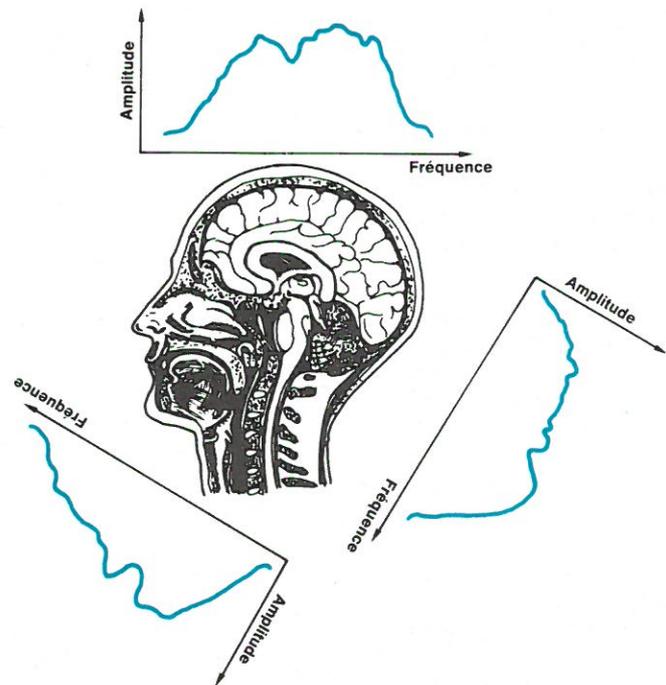


Fig. 16. - En codant un motif de l'objet (ici un plan), et par répétition de ce motif, selon diverses directions de l'espace, on construit l'image de la totalité de l'objet (doc. Bruker).

diverses directions de l'espace, on construit l'image de la totalité de l'objet (fig. 16).

A partir du codage par dispersion, diverses méthodes ont été élaborées, soit pour améliorer la qualité de l'image, soit pour augmenter la vi-

tesse de formation de celle-ci. On peut citer notamment : les méthodes de projections avec reconstruction d'image, la méthode de l'irradiation sélective, la méthode « MSP » (« Multiple Sensitive Point »), les méthodes par transformée de Fourier.

L'imagerie par RMN

L'observation d'objets de petites dimensions a pu être réalisée au moyen d'électroaimants, à noyau de fer doux. Mais dès que l'on veut observer des objets plus importants, notamment le corps humain en entier, il faut envisager des systèmes formés de bobines à air de grand diamètre (fig. 17). En général, les appareils construits dans ce but sont formés de quatre bobines coaxiales ménageant un espace intérieur de 0,7 mètre de diamètre, suffisant pour loger un patient allongé.

Le champ magnétique créé par ces bobines a une induction de 0,05 à 0,2 T caractérisé par une homogénéité d'environ 10^{-5} . L'un des défauts des bobines à air est l'absence des circuits à haute perméabilité qui canalisent les lignes de force. Il est donc nécessaire de contrôler les fuites magnétiques qui peuvent être à l'origine de distorsion du champ.

Dans ce circuit magnétique, des bobines émettrices/réceptrices des circuits oscillants entourent la partie du sujet qui doit être explorée. En plus, des bobines circulaires et parallélipédiques créent des gradients de champ magnétique de 0,05 à 1 G.cm⁻¹. Le contrôle électronique de tous ces paramètres permet de créer et de surveiller tous les phénomènes qui se déroulent dans l'espace entourant le sujet à examiner et cela, sans déplacer le sujet.

Pour reprendre les expressions de J. Chambron, J.-P. Armspach et D. Wecker, le spectromètre Fourier qui génère les impulsions calibrées, détecte les signaux de précession libre ; les circuits de commutation électronique des gradients de champ et de leur alimentation sont gérés par un ordinateur (fig. 18). Il déclenche et entretient les séquences de commutation et d'excitation, il échantillonne les signaux d'induction libre, les digitalise sur une échelle pouvant comprendre un grand nombre de niveaux et mémorise les résultats. Il applique les programmes de calculs mathématiques (transformée de Fourier) délivrant les spectres et les programmes de reconstruction des images.

Les images (fig. 19) sont visualisées sur écrans fluorescents de télévision en gris ou en couleur. Le contraste est obtenu en densité de spin et en temps de relaxation suivant les méthodes utilisées.

J. Trémolières

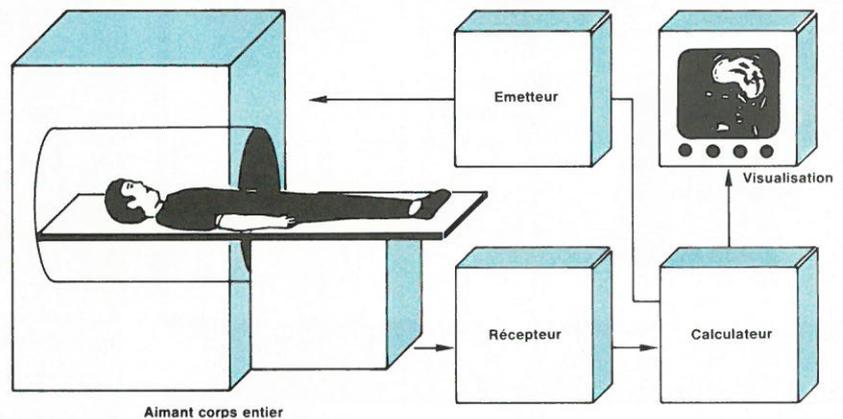


Fig. 18. — Organisation simplifiée d'un ensemble d'imagerie RMN.

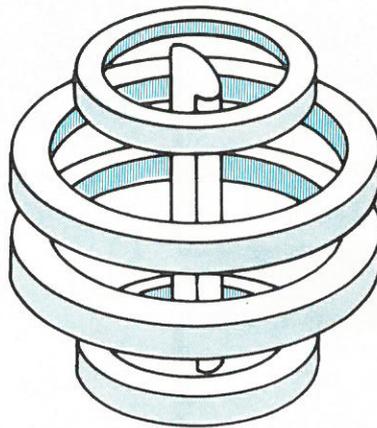


Fig. 17. — Aimant « corps entier » constitué par des bobines à air (d'après J. Chambron et Coll.).

Bibliographie

- [1] J.-P. Armspach : Etude et réalisation d'un appareil de tomographie par résonance magnétique nucléaire du proton. Thèse juin 1982. Docteur Ingénieur, INSA Lyon.
- [2] D.Vincensini-J.Rouleau-F. Joffre - J.-P. Morucci. La résonance magnétique nucléaire (RMN). *Revue RBM*, vol. 4, n° 2, mars-avril 1982, pp.129-137 et n° 3, mai-juin 1982, pp.213-221.
- [3] R. Damadian - K. Zaner - D. Hor - T. Di Maio - L. Minkoff - M. Goldsmith - Nuclear magnetic resonance as a new tool in cancer research Human tumor by NMR - *Annals New York Academy of Science*, 222, 1973, pp.1 048-1 076.
- [4] J. Chambron - J.-P. Armspach - D. Wecker. Principes et méthodes d'imagerie par RMN du proton. *J. Biophys. et Med. Nucl.*, 1981, 5, 2, pp.89-106.



Fig. 19. — Les os, les tissus mous, le cerveau, sont bien séparés. Les contrastes sont obtenus en fonction du temps de relaxation T₂. Photo du haut : 40 secondes ; du milieu : 2 minutes ; du bas : 4 minutes (doc. Bruker).