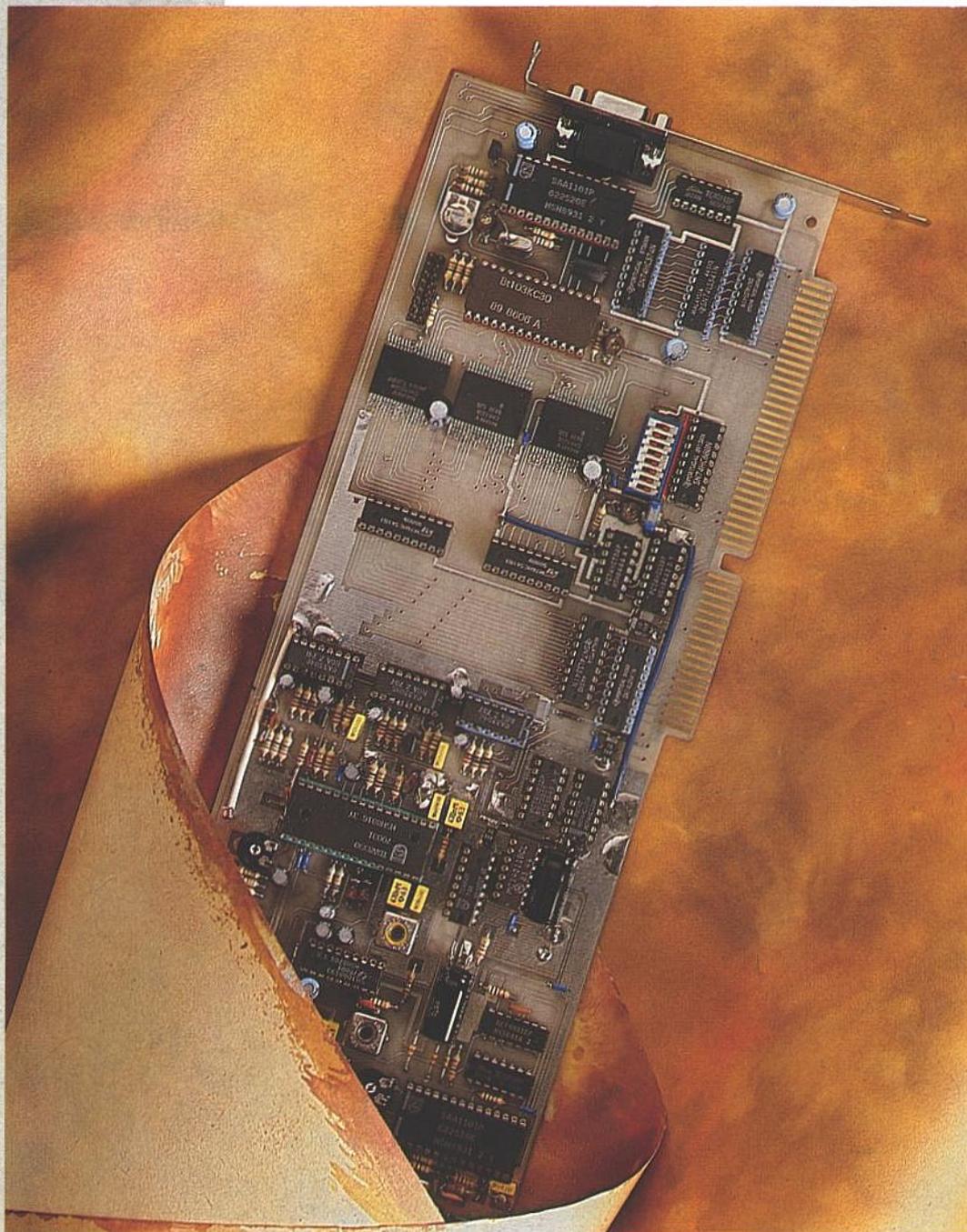


RADIO PLANS

UNE CARTE DE NUMERISATION VIDEO POUR PC
LES APPLICATIONS DU SSM 2110, PMI
ETUDE D'UN AMPLIFICATEUR A "DECOUPAGE"
UN PROGRAMMATEUR DE PAL CMOS
ANALYSE DU CONVERTISSEUR RMS AD 637
BOARDMAKER : LA SAISIE ET LE ROUTAGE ECONOMIQUES
LES ANTENNES PLANES ET LA RDS



T 2438 - 515 - 22,00 F



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 9** Un amplificateur audio en classe D
23 Carte de numérisation vidéo pour PC

MONTAGES

- 8** Un programmeur de PAL CMOS

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 77** Le SSM 2110 et la détection de niveau audio
97 Le MC 2833, un récepteur intégré

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** L'oscilloscope portatif BS 1502 Blanc Méca

TECHNIQUE

- 37** Boardmaker, la saisie et le routage facilités
53 Les références de tension intégrées

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 69** L'AD 637, convertisseur RMS

COMMUNICATION

- 63** Les antennes planes et la RDS

INFOS

- 84** Un nouveau capteur HALL, SPRAGUE
 Un adaptateur PLCC-PGA, ISC France
86 Les codeurs absolus FRABA, MICRO-GISCO
 AK Electronique élargit sa représentation
 L'OP 249, un AOP JFET de précision
88 Le système NORDSON select coat
 L'OP 61, faible bruit et haute vitesse
90 Un module alimentation HT Astec pour tubes PM
 L'octuple DAC CMOS 8800 PMI
92 Micropross et la programmation universelle de composants
94 Quatre nouveaux MOSFET HT chez ST
 Les circuits PWM Teledyne en BICMOS
96 Les modules caméras CCD monocarte AXESS

Ont participé à ce numéro :
 J. Alary, Ph. Bajcik, C. Basso, F. de Dieuleveult,
 A. Garrigou, P. Gueulle, Ph. Horvat, J. Lefèvre,
 C. Lefebvre, R. Schnebelen.

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la SPE
 Société anonyme au capital de 1 950 000 F
 Siège social

Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
 Tél. : 42.00.33.05

Télex : PGV 230472F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication :

J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :

Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef adjoint :

Claude DUCROS

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

70, rue de Compans, 75019 Paris

Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris

Directeur commercial : J.-P. REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Promotion : Société Auxiliaire de Publicité

Mme EHLINGER

Directeur des ventes : Joël PETAUTON

Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE

M. Michel IATCA

24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.

Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Abonnements : Odette LESAUVAGE

Service des abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif

« spécial abonnement » en page 21.

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,20 F en timbres.

IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « 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 premier 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 ».

Ce numéro a été tiré

à 62 400 exemplaires

Dépot légal octobre 90 - Éditeur 1626 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.

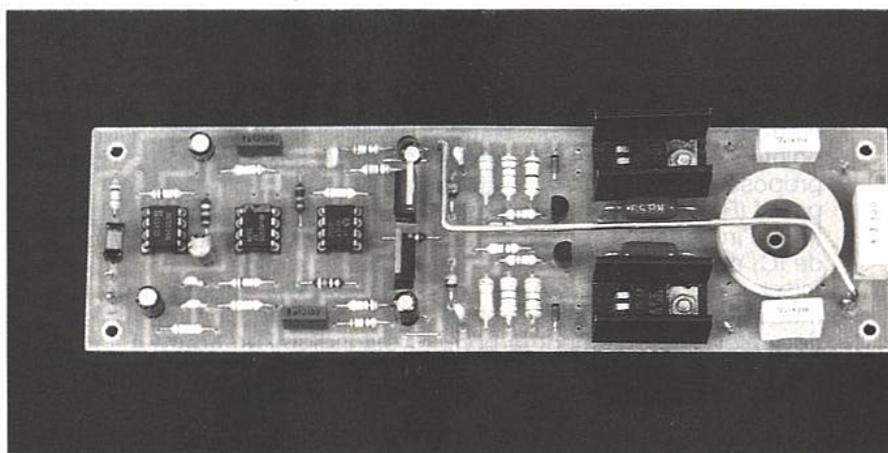
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

Imprimerie SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

Un amplificateur à découpage de 25 W sous 8 ohms

C'est pour concrétiser les notions présentées dans notre dossier sur l'amplification en classe D que nous avons développé ce prototype expérimental. Sa puissance a été limitée à 25 W en raison de la simplicité de la structure mise en œuvre, et l'absence de protections particulières : seul un contrôle sommaire de la valeur moyenne du signal aux bornes du haut-parleur a été prévu, de façon à lui éviter de supporter une composante continue fâcheuse !



Principe de fonctionnement

Le schéma fonctionnel de l'amplificateur est présenté en **figure 1**. Le principe de fonctionnement qui a été retenu repose sur la mise en œuvre d'un modulateur auto-oscillant à 80 kHz, soit à une fréquence quatre fois supérieure à la limite haute du registre audio. Un sérieux filtre passe-bas sera donc nécessaire en sortie pour éliminer efficacement les résidus de la fréquence de découpage.

Afin de ne pas perturber le modulateur, un étage d'adaptation d'impédance a été placé entre l'entrée du module et le comparateur. Ce dernier effectue la différence entre le signal BF réellement délivré par l'amplificateur et la source audio. Le signal d'erreur résultant est alors dirigé

sur le modulateur qui va réagir de façon à minimiser les erreurs de linéarité de la chaîne directe (modulateur + étage de puissance).

La cellule de contre-réaction est impérativement dotée d'un filtre passe-bas de façon à éliminer la porteuse à 80 kHz et restituer uniquement les composantes basse-fréquence du signal de sortie.

On remarquera la présence d'un générateur de temps mort destiné à éviter la conduction simultanée des Mosfets de l'étage de puissance.

LE SCHÉMA STRUCTUREL

Nous l'avons partagé en deux sections : l'étage de commande et l'étage de puissance.

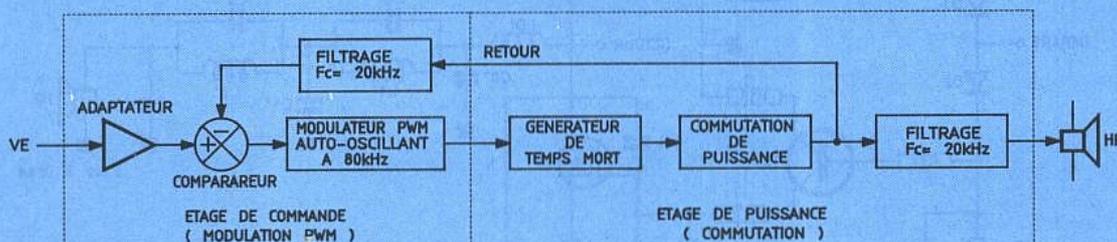
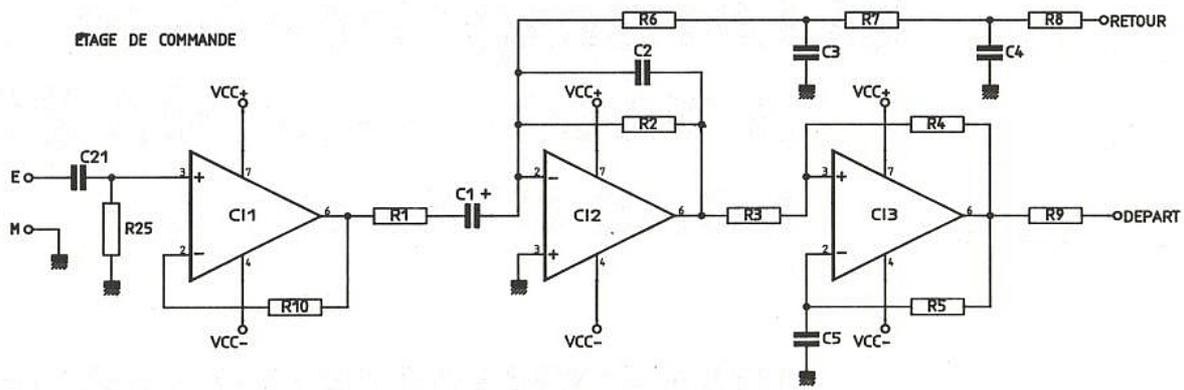


Figure 1



L'étage de commande, présenté en **figure 2**, est identique en tous points avec le modèle théorique proposé en juillet. Seul, le filtre passif (R7, R8, C3, C4) et l'adaptateur d'impédance réalisé autour de IC1 ont été rajoutés pour optimiser le fonctionnement du modulateur. On a préféré éviter de prélever directement la composante BF aux bornes du haut-parleur, en raison de la rotation de phase trop importante que le filtre passif de sortie provoque : le signal de retour sera donc récupéré directement en sortie de l'étage commutation. Ceci explique la présence d'une cellule de filtrage supplémentaire non selfique insérée dans la contre-réaction, dont la réponse en fréquence est indiquée en **figure 3** : c'est un filtre passe-bas du 2^e ordre coupé à 20 kHz.

Les niveaux de saturation étant différents au niveau haut et au niveau bas. Du même coup, on peut ajuster précisément à zéro la valeur moyenne du signal en sortie de l'étage de puissance par cet artifice. Le schéma structurel de l'étage de commutation de puissance est indiqué en **figure 4**. Là encore, nous avons repris une structure utilisant deux transistors Mosfets complémentaires décrite dans *Electronique Radio-Plans* n° 513. Elle intègre un dispositif de temps mort dont on ne reviendra pas sur le principe de fonctionnement, afin de nous en tenir à l'essentiel.

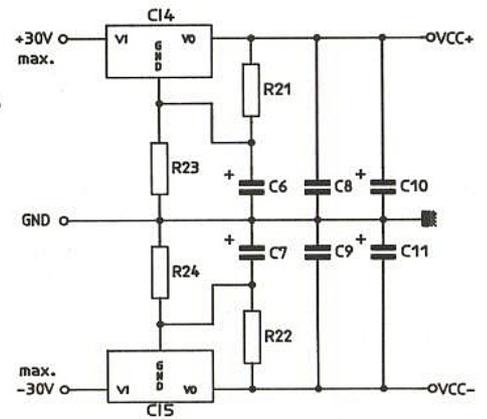


Figure 2

Figure 3 : Filtre passe-bas de contre-réaction.

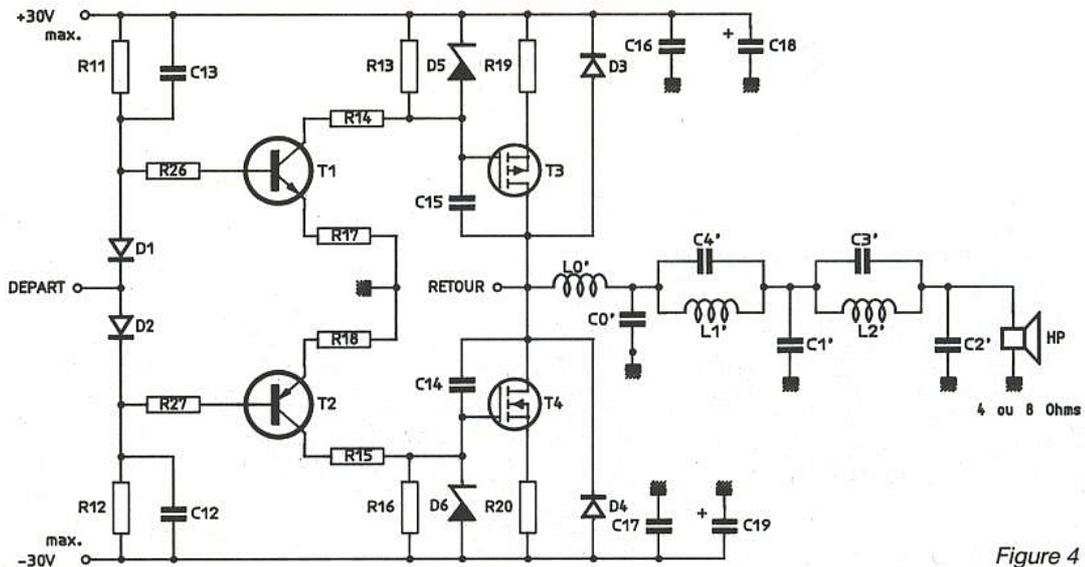
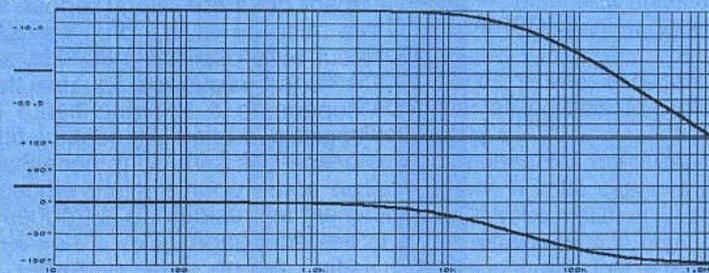
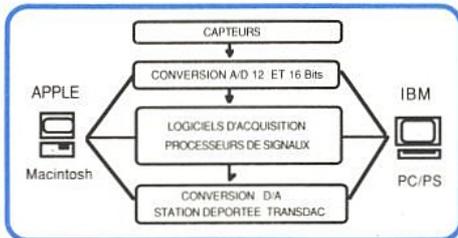


Figure 4

⊗ Digimétrie

INTERFACES INDUSTRIELLES
et SCIENTIFIQUES



PROCESSEURS DE SIGNAUX

PC DSP 56K: MOTOROLA 56001 10 MIPS

OPTIONS : /S Serie RS 232 /485
/AD AD-DA 14 Bits +
Filtres anti repliement

NEURONIX : COPROCESSEUR NEURONAL

PC DSP LIB : Bibliothèque numérique
FFT 256.-512-1024... 4096 Pts
WINDOWS : Hanning, Hamming, Blackmann ...
FILTRES : FIR, IIR...
Compression/décompression de données.

STATION DEPORTEE :

TransDAC Automate programmable

pour PC ou MAC
A/D + D/A + TTL + Timer + OPTO...
Programmation en : C, FORTH, ASM

CARTES ANALOGIQUES :

AT ADC 16B 32V	A/D 16 Bits 32 V. +20 TTL + T.
PC LAB	A/D 12 Bits 16 V. 4 Gains
	D/A 12 Bits 2 Voies
	TTL 20 E/S + Timer = (T.)
PC ADC 12B 8V	A/D 12 Bits 8 V. +20 TTL + T.
PC ADC 12B 16V	A/D 12 Bits 16 V. 20 TTL + T.
PC ADC 12B 16V 4G	A/D 12 Bits 16 V. 4 G 20 TTL+T
PC ADC 12B 32V 4G	A/D 12 Bits 32 V. 4 G 20 TTL + T
PC ADC 20000 16V4G	A/D +/-20000 16 V. 4 G +TTL+T
PC DAC 12B 4V	D/A 4 Voies Courant ou T. 20 TTL

CARTES LOGIQUES :

PC PIA	20 E/S TTL (6821) + Wrapping (w)
PC PIA2-T	40 E/S TTL(6821) + Timer (6840)
PC PIT	48 E/S TTL(8253) + Timer (8254)
PC IOT	96 E/S TTL + Timer (8254)
PC OCTOTIM	8 Timer (8254) + 24 E/S TTL(8253)
PC OPTO 18V	8 E/S Optoisolées
PC RELAI 16V	16 Relais

LOGICIELS :

DigiView Intégré d'acquisition de données
DigiTool Bibliothèques d'acquisition
pour Langage C OU PASCAL

Tel 68 66 54 48 Fax 68 50 50 85
30 Rue E.RENAN 66000 PERPIGNAN

T₁ et T₂ assurent le décalage de niveau, de façon à piloter les Mosfets entre les potentiels d'alimentation |V_{DD}| et |V_{DD} - 9 V|. N'oublions pas que les Mosfets sont montés en source commune, ils seront ainsi bloqués lorsque la grille sera reliée au potentiel de l'alimentation V_{DD}. La caractéristique de transfert la plus défavorable des transistors de puissance nous indique un courant de drain possible de 16 A pour un |V_{GS}| de 9 V, ce qui nous garantit la saturation rapide.

Le dispositif de commande réalisé autour de T₁ et T₂ présente autant d'avantages que d'inconvénients : le temps de commutation des Mosfets étant proportionnel à la valeur de R₁₃ à R₁₆, on aurait tendance à diminuer les valeurs de résistances. Cependant, le courant de repos pour T₁ ou T₂ saturés augmenterait d'autant, diminuant le rendement de l'étage. On a effectué un compromis entre la consommation du driver de commande et la rapidité de commutation, de façon à ne pas surcharger la structure. En effet, une autre solution consisterait à utiliser un étage totem-pôle complémentaire pour la commande de chaque Mosfet, ce qui serait d'ailleurs indispensable pour des tensions d'alimentation supérieures à 30 V (cf. E.R.P. n° 513 de août, p. 73). Pour compenser les disparités sur C_{gs} entre T₃ et T₄ et obtenir des temps de commutation sensiblement identiques pour les deux transistors, les valeurs du couple [R₁₃, R₁₄] sont doubles.

Les protections

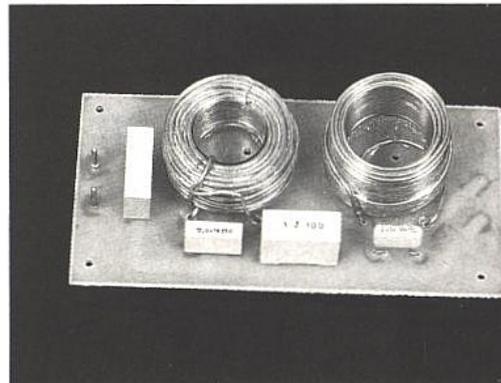
Les diodes zener sont là uniquement pour protéger la grille des Mosfets (ils ne supportent pas un V_{GS} > 20 V) et ne sont pas systématiquement indispensables sur le schéma proposé : les grilles étant alimentées à partir d'un pont résistif, les chances de leur appliquer un potentiel excessif sont faibles. Par contre, les capacités parasites C_{GS}/C_{GD} sont susceptibles de ramener des potentiels dangereux sur la grille au moment de la commutation de charges selfiques. D₃ et D₄ protègent respectivement T₄ et T₃ contre les surtensions lors des transitions.

Le contrôle de la valeur moyenne est effectué systématiquement par la chaîne de contre-réaction négative [R₆-R₇-R₈] : Si V_s moyen augmente, la tension de commande V_s (IC₂) diminue et inversement.

Le signal disponible en sortie de l'étage de commutation étant une onde rectangulaire de 60 V_{cc}, il est hors de question de l'appliquer directement aux transducteurs. Un filtre passif en deux versions a donc été prévu pour éliminer la modulation HF du message sonore compris dans l'intervalle 20 Hz - 20 kHz.

Le filtre réjecteur de sortie

Le circuit de base comprend uniquement les éléments L₀' et C₀' (respectivement 120 μH et 680 nF/100 V, s'ils sont utilisés seuls), ce qui permet d'attaquer le haut-parleur dans de bonnes conditions dans le cadre d'un montage expérimental. A l'écoute, les incidences de la sobriété du filtre sont à peine perceptibles, d'autant plus que le haut-parleur a lui-même un comportement selfique. Evidemment, l'atténuation de la porteuse à 80 kHz n'est alors que de 90 %, et il n'est pas question d'envisager des mesures de performances dans ces conditions (les premières mesures ont indiqué une DHT plus S/N de l'ordre de 10 % !). Les caractéristiques de sortie seront nettement améliorées en ajoutant le module additionnel composé de (L₁', L₂', C₁' à C₄'). Avec le montage proposé, la réjection est très voisine de 100 % à 80 kHz. En effet, ce filtre possède un zéro de transmission à cette fréquence comme l'indiquent les diagrammes de Bode



des **figure 5 a** (réponse du filtre sous 8 ohms) et **5 b** (réponse du filtre sous 4 ohms). Le tableau de la **figure 5 c** présente les valeurs des composants à adopter selon l'impédance de charge prévue. dans les deux cas, l'ondulation reste comprise dans l'intervalle $+0/-1,5$ dB jusqu'à 18 kHz, pour chuter à -3 dB au-delà de 20 kHz.

Sous 8 ohms, le filtre procure en théorie une réjection de la fréquence de découpage de -140 dB (il nous a été impossible d'effectuer des mesures jusqu'à cette valeur !), ce qui la place bien au-dessous du niveau du bruit de fond. On devrait d'ailleurs obtenir -120 dB sous 4 ohms. Les filtres ont pu être optimisés grâce à la mise en œuvre de logiciels de simulation analogique très performants, qui constituent aujourd'hui un outil précieux pour l'électronicien.

RÉALISATION PRATIQUE

L'amplificateur est monté dans sa version de base sur une platine époxy simple face compacte (avec uniquement L_0' et C_0'). Le filtre réjecteur complémentaire, qui n'est pas obligatoire mais devient indispensable pour une écoute de qualité, est monté sur une carte supplémentaire de petites dimensions. Une carte Veroboard ferait parfaitement l'affaire.

Le tracé des pistes et l'implantation des composants de l'amplificateur sont indiqués en **figure 6 a** et **6 b**. La réalisation du circuit imprimé ne devrait pas poser de difficultés, bien qu'il faille veiller à respecter l'épaisseur des pistes de la zone de puissance.

Par contre, en ce qui concerne l'implantation, nous commenterons quelques points de détails : Les condensateurs C_{14} et C_{15} , bien qu'ils soient prévus sur le module, ne doivent pas être implantés dans l'immédiat : indispensables sur plaque d'essais, (eu égard aux longueurs des câbles de liaisons) ils n'apporteraient rien de plus ici : ils sont toutefois susceptibles d'améliorer le comportement des Mosfets à la commutation, mais doivent être déterminés expérimentalement : amateurs non avertis s'abstenir !

En effet, mal dimensionnés, ils peuvent amener les Mosfets à chauffer anormalement au repos ! Il en est de même pour C_2 , qui ne sera à implanter qu'en cas d'oscillations parasites en

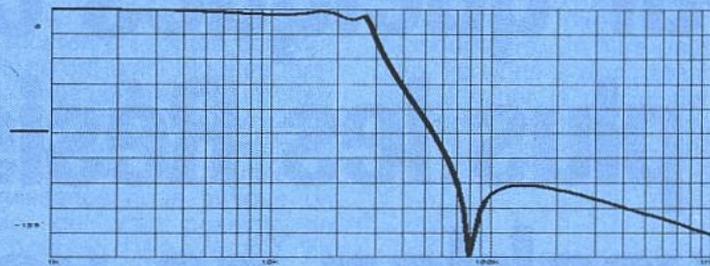


Figure 5 a Filtre de sortie chargé par 8 Ω.

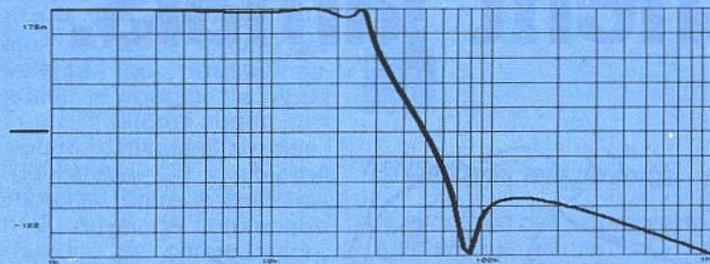
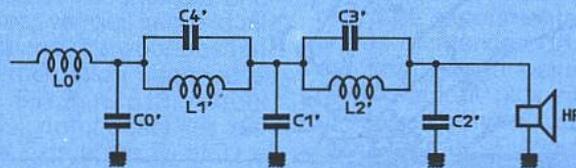


Figure 5 b Filtre de sortie chargé par 4 Ω.



Composants	HP 8 Ω	HP 4 Ω
C_0'	1 μ F	2,2 μ F
C_1'	1 μ F	2,2 μ F
C_2'	680 nF	1,2 μ F (1 μ F)
C_3'	47 nF	100 nF
C_4'	39 nF	82 nF
L_0'	120 μ H	68 μ H (47 μ H)
L_1'	100 μ H	47 μ H
L_2'	82 μ H	39 μ H (47 μ H)
Z_{HP}	8 Ω	4 Ω
Atténuation à 80 kHz	-140 dB	-140 dB (-120)

Figure 5 c

Pour chaque filtre :

- Ondulation $< 1,5$ dB jusqu'à 18 kHz.
- Coupure à -3 dB à 20 kHz.

sortie de IC_2 . Seuls les condensateurs de découplage C_{18} et C_{19} seront câblés à l'extérieur de la carte, mais le plus près possible des bornes d'alimentations $+30$ V, masse et -30 V !

Le choix des condensateurs est primordial : il est indispensable de prendre des modèles à très faible impédance interne (type C038 à sortie sur cosses), sous peine de ne pouvoir amortir convenablement les oscillations à la commutation des Mosfets. Les conséquences ne sont pas négligeables :

- retard à l'ouverture des transistors, d'où perte de rendement et échauffement anormal.
- réhaussement non négligeable du rapport signal/bruit, la différence étant parfaitement audible sans appareil de mesure.

Une alimentation symétrique uniquement filtrée (transformateur 2×18 V/100 VA + pont 3 A/100 V + $2 \times 10\,000$ μ F/40 V) convient parfaitement. Il est pré-

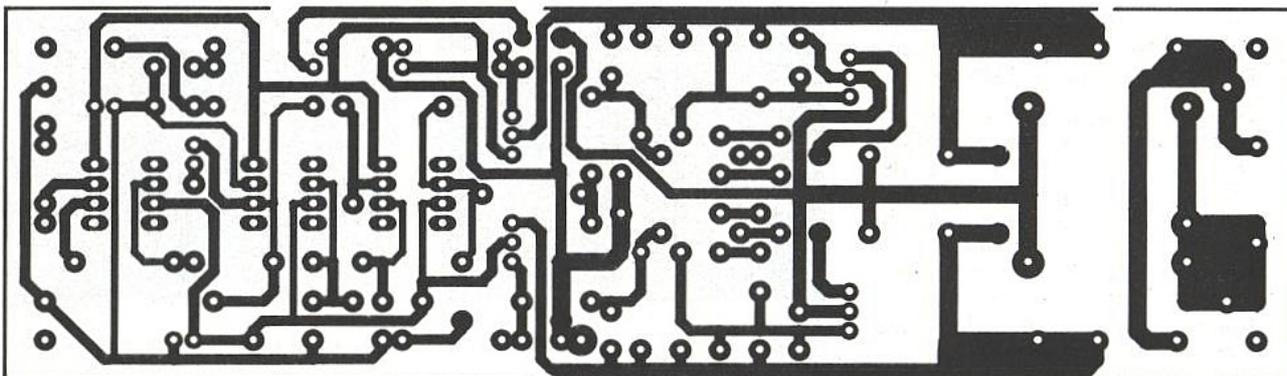


Figure 6 a

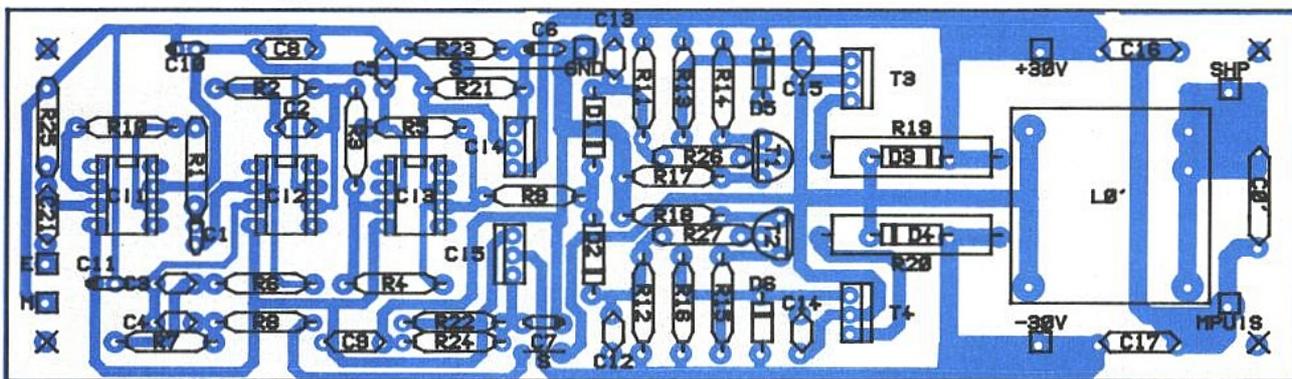


Figure 6 b

féral de s'abstenir d'utiliser un transformateur de $2 \times 24 \text{ V}$ en raison de la tolérance que se permettent les fabricants. En effet, la tension indiquée correspond à la valeur efficace disponible en sortie à pleine charge, et nous avons pu mesurer une tension crête supérieure à $2 \times 45 \text{ V}$ (soit $>90 \text{ V}$) au repos aux bornes des condensateurs de filtrage.

Les Mosfets supportant tout juste 100 V , la marge de sécurité est trop faible pour la commutation de charges selfiques.

La masse de l'étage de commande, située entre C_6 et C_{13} , a volontairement été séparée de la masse digitale pour améliorer le rapport signal/bruit de l'amplificateur. Elle doit être directement reliée au point de liaison entre C_{18} , C_{19} et le point milieu du transformateur.

Réalisation du filtre

Le tracé des pistes et l'implantation des composants sont indiqués en figures 7 a et 7 b. En fonction de l'impédance de charge utilisée, on câblera les valeurs de composants indiquées dans le tableau de la figure 5 c. Sa réalisation ne nécessite aucun commentaire particulier : les valeurs des composants sont normalisées et les selfs (à

air !) ne devraient pas trop poser de problèmes d'approvisionnement. Un inductancemètre pourrait être avantageusement mis à profit pour les ajuster avec précision.

Essais et mises au point

Autant les Mosfets sont robustes et performants lorsqu'ils sont utilisés dans un montage parfaitement dimensionné, autant ils sont sensibles aux erreurs de conception et de manipulation : le moindre faux pas coûte cher, d'autant plus qu'un Mosfet détruit se comporte comme un court-circuit : son homologue complémentaire se détruirait également dès son entrée en conduction !

Donc, avant la mise sous tension, procéder aux mesures préventives qui s'imposent : contrôle des pistes, des valeurs de composants et des brochages, puis test de l'alimentation seule : la tension maximale fournie ne doit, en aucun cas, dépasser $\pm 30 \text{ V}$!! De cette façon, on se réserve une marge de manœuvre de 40 V à la commutation des Mosfets (un Transistor saturé conduit l'autre à supporter la différence de potentiel existante entre les deux lignes d'alimentation opposées, soit 60 V dans notre cas).

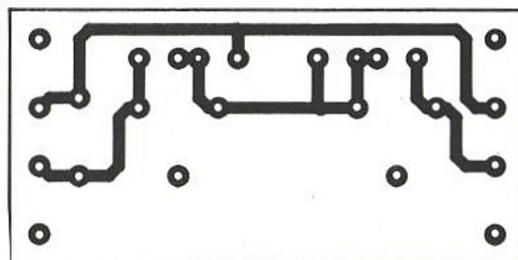


Figure 7 a

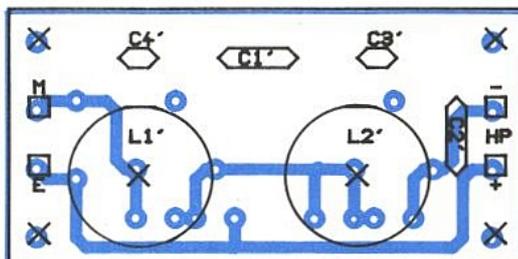


Figure 7 b

Nous avons délibérément omis d'implanter des résistances ajustables pour les raisons suivantes : sans oscilloscope, il vaut mieux s'en tenir aux valeurs proposées dans la nomenclature qui garantissent un fonctionnement correct.

Toute optimisation, par contre, est à réaliser de préférence en "figeant" une fois pour toutes les paramètres du montage.

Les premiers essais seront effectués toute charge déconnectée, en l'absence du filtre additionnel.

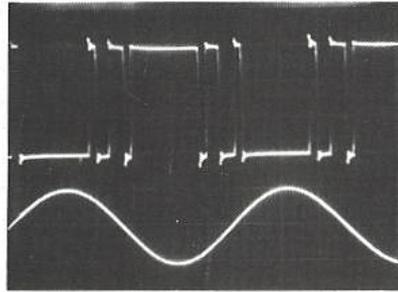
Dès la mise sous tension, on devrait observer l'oscillogramme n° 1 au niveau des Drains des Mosfets. La fréquence de 80 kHz peut être ajustée en jouant sur R₃, R₄ ou R₅. On vérifiera alors que la composante continue en sortie est nulle. Dans le cas contraire, ajuster la valeur des résistances de polarisation de l'un des régulateurs LM 317 ou LM 337.

A ce stade, il est nécessaire de s'assurer que les Mosfets ne conduisent pas simultanément : puisqu'aucune charge n'est reliée en sortie de l'amplificateur, tout échauffement des transistors ne peut provenir que d'un courant de pont illicite circulant au travers du totem-pôle formé par T₃ et T₄. Il suffit alors de jouer sur la constante de temps [R₁₁ - C₁₃] et/ou [R₁₂ - C₁₂] pour modifier la durée des temps morts. Attention, car une valeur excessive de cette constante de temps peut provoquer l'effet contraire de celui recherché.

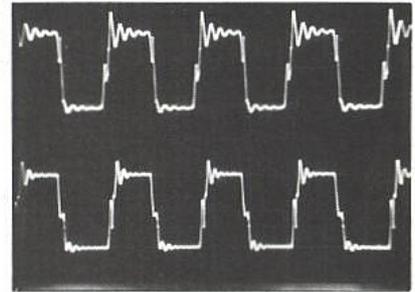
Veillez particulièrement à conserver C₁₃ supérieur à C₁₂, puisque le Mosfet canal P (T₃) présente un retard à l'ouverture supérieure à T₄. Les ajustements se font avec une résolution de l'ordre de la dizaine de picofarads, et il ne faut pas hésiter à en placer deux en parallèle pour obtenir un résultat optimal.

Le choix des capacités sera moins délicat si on visualise les pointes de commutation sur un oscilloscope, câblé à 200 mV/DIV en vertical et 2 µs/DIV pour la base de temps horizontale. En plaçant la sonde aux bornes de R₁₉ (la masse de la sonde placée sur la ligne d'alimentation + 30 V), on devrait observer un signal analogue à l'oscillogramme n° 2 (1 graduation correspond à 1 ampère puisque R₁₉ = 0,1 Ω).

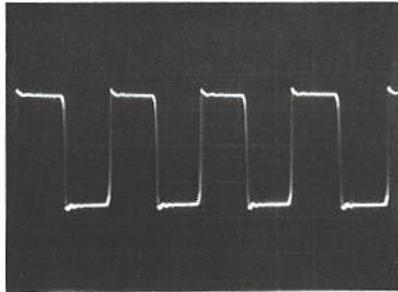
Notre cliché témoigne du mauvais dimensionnement (volontaire) de l'un des dispositifs de temps mort : la pointe de courant est supérieure à 2 ampères pendant 200 ns, soit l'équivalent d'un courant moyen de 40 mA au repos ! Il est nécessaire de visualiser également le signal de sortie avant filtrage, de façon à s'assurer que les modifications des constantes de temps n'altèrent pas la forme de l'onde rectangulaire (la masse de la sonde toujours sur + 30 V, la pointe de touche sur le Drain de T₃ ou T₄).



Oscillogramme n° 1 : Signal de sortie au niveau du Totem-pôle [T₃ - T₄] : F_H = 80 kHz exactement (T = 12,4 µs), amplitude de 60 Vcc. Les ondulations sont dues à des conducteurs de découplage de mauvaise qualité.



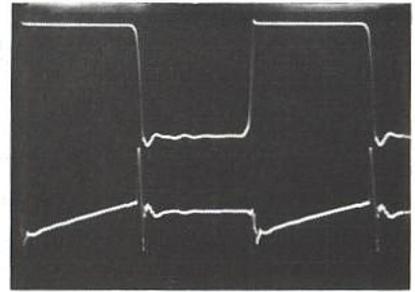
Oscillogramme n° 2 : Mise en évidence des pointes de courant à la commutation. Dans le cas présenté, seul le retard à l'ouverture d'un transistor est parfaitement corrigé. Le pic observé est supérieur à 2 A pendant 200 ns !



Oscillogramme n°3

Lorsque la mise au point est terminée, on devrait observer des signaux de commande de grille conformes aux oscillogrammes du cliché n° 3. Signalons que les oscillations parasites proviennent d'une part des sondes et d'autre part de la forte impédance interne des condensateurs de filtrage utilisés : des câbles de liaison trop longs entre ces derniers et l'amplificateur produiraient également le même résultat.

Le cliché n° 4 met en évidence la modulation de largeur d'impulsion obtenue à partir d'un signal sinusoïdal de fréquence 8 kHz, la synchronisation de l'oscilloscope ne pouvant être réalisée qu'à partir d'un multiple exact de la fréquence de découpage.

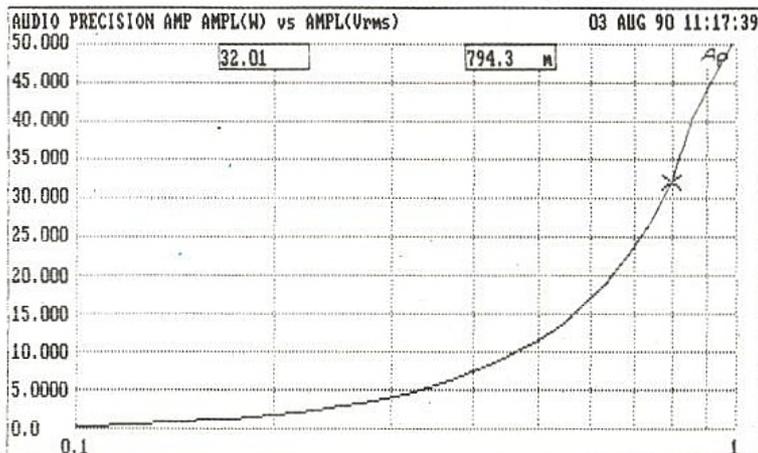


Oscillogramme n° 4

Analyse des performances de l'amplificateur

Le diagramme de la figure 8, qui présente la puissance en fonction du niveau d'entrée, indique une puissance de 25 W pour une sensibilité d'entrée de 0 dB (0,707 V_{eff}). La puissance obtenue à l'écrêtage, d'environ 30 W, est matérialisée par une croix. Il ne faut cependant pas se faire d'illusion : de par la simplicité des structures utilisées, des défauts de non-linéarité apparaissent au-delà de 20 W, et sont loin d'être négligeables au-dessus de 25 W. Pour les mêmes raisons, le diagramme de la figure 9 indique une distorsion d'intermodulation importante, mais peu sensible à l'écoute.

Figure 8



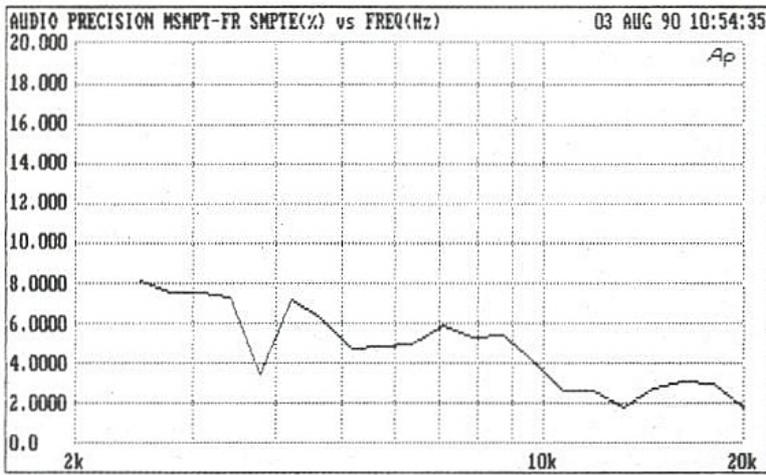


Figure 9 a

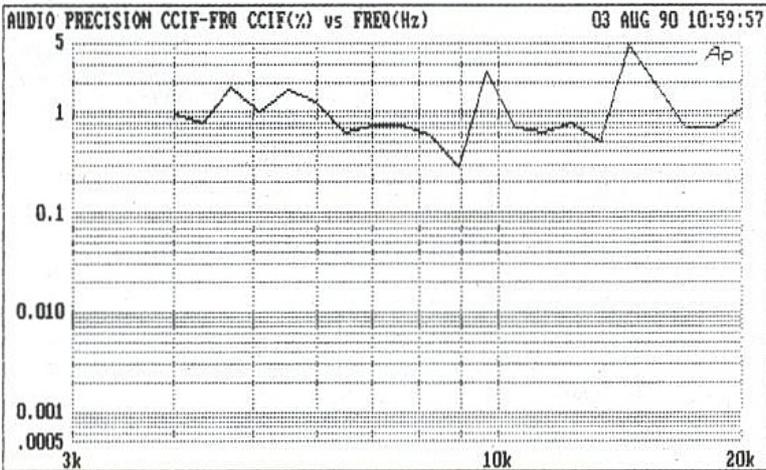


Figure 9 b

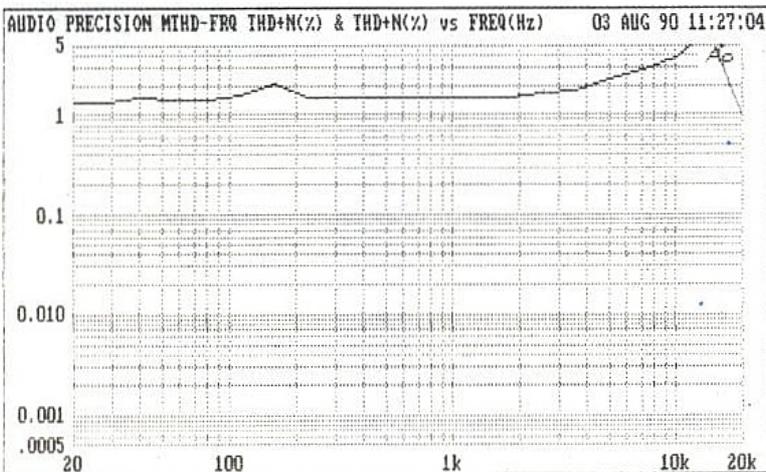


Figure 10

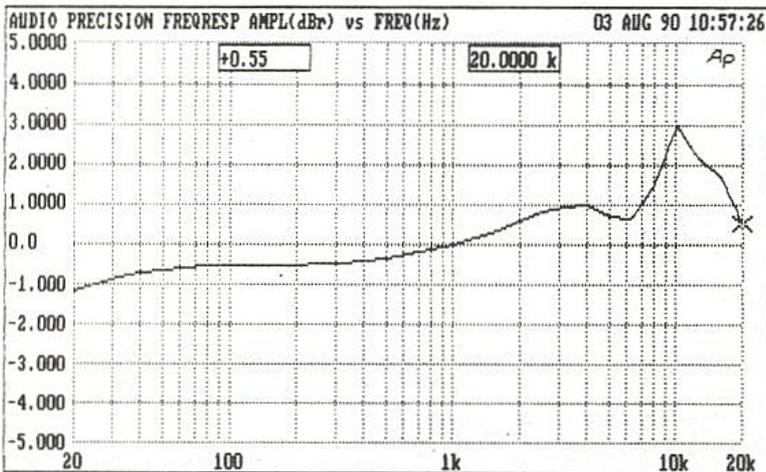


Figure 11

Le taux de distorsion harmonique totale évolue autour de 1,5 %, comme le montre le diagramme correspondant de la **figure 10**, avec une nette dégradation entre 10 kHz et 20 kHz. Cette indécision s'explique sur le diagramme de la **figure 11**, qui représente la réponse en fréquence de l'amplificateur : les réseaux déphaseurs qui y sont implantés entraînent une suramplification des fréquences élevées dans cette région du spectre, favorisant l'apparition de la saturation. On pourrait envisager de compenser ce défaut en implantant un filtre de contre-réaction adapté en conséquence. Toutefois, le haut du spectre audio ne contient que des harmoniques dont le niveau reste très faible et on ne risque aucune saturation en pratique !

CONCLUSION

Dans le cadre d'un amplificateur à découpage expérimental, on ne pouvait prétendre rivaliser avec les amplificateurs classiques et s'attendre à des résultats de mesure de DHT ou de rapport S/N avec "d'innombrables" zéros derrière la virgule. Par contre, riche en enseignement, ce prototype nous servira de tremplin pour la conception d'un modèle plus puissant et de bien meilleure qualité.

Précisons enfin que cette réalisation est issue de l'application directe des principes de réalisation d'un amplificateur à découpage (ou classe D) présentés dans nos deux précédents numéros. A vous de jouer... !

LEFÈVRE

Nomenclature

Résistances

R₁ : 1 kΩ
 R₂ : 47 kΩ
 R₃ : 5,6 kΩ
 R₄ : 470 kΩ
 R₅ : 12 kΩ
 R₆ : 10 kΩ
 R₇ : 12 kΩ
 R₈ : 12 kΩ
 R₉ : 1 kΩ
 R₁₀ : 10 kΩ
 R₁₁ : 22 kΩ
 R₁₂ : 22 kΩ
 R₁₃ : 180 Ω/1 W
 R₁₄ : 82 Ω/1 W
 R₁₅ : 220 Ω/1 W
 R₁₆ : 270 Ω/1 W
 R₁₇ : 22 Ω/0,5 W
 R₁₈ : 22 Ω/0,5 W
 R₁₉ et R₂₀ : 0,1 Ω/1/2 W
 R₂₁ : 82 Ω
 R₂₂ : 100 Ω
 R₂₃ : 820 Ω
 R₂₄ : 820 Ω
 R₂₅ : 100 kΩ
 R₂₆ : 470 Ω
 R₂₇ : 470 Ω

Condensateurs

C₁ : 47 μF/Radial
 C₂ : Facultatif*
 C₃ : 470 pF
 C₄ : 1 nF
 C₅ : 10 nF
 C₆ : 1 μF/Radial
 C₇ : 1 μF/Radial
 C₈ : 100 nF
 C₉ : 100 nF
 C₁₀ : 47 μF/Radial
 C₁₁ : 47 μF/Radial
 C₁₂ : 330 pF
 C₁₃ : 470 pF
 C₁₄ : Facultatif*
 C₁₅ : Facultatif*
 C₁₆ : 100 nF
 C₁₇ : 100 nF
 C₁₈ et C₁₉ : 4 700 μF/40 V (CO38)
 C₂₀ (= C₀') : 680 nF/100 V*
 C₂₁ : 220 nF

Composants actifs

IC₁ : NE 5534
 IC₂ : LF 357
 IC₃ : LF 357
 IC₄ : LM 317 K
 IC₅ : LM 337 K
 T₁ : BC 550C
 T₂ : BC 560C
 T₃ : IRF 9530
 T₄ : IRF 530
 D₅ et D₆ : zener 9,1 V, 1 W
 D₁ à D₄ : diodes rapides du type :
 BYV95C, BYW80-200, BYW98-200,
 BYT03-400...

Divers

Transformateur 2 × 18 V/100 VA
 Pont de diodes 2 A/100 V au minimum
 2 radiateurs pour TO 220 (H × L × P =
 25 × 15 × 20)
 Self : L₀' = 120 μH

* Voir texte

TEL. : 92.54.02.01 LIGNES GROUPEES
 MESSAGERIE MINITEL A PARTIR DE 18 h
 FAX : 92.54.03.67

I.C.A.R

COMPONENTS

BP 310
 05006 GAP CEDEX

MODULES:

256 K x9 80NS SIMM 295.00 TTC
 256 K x9 100NS SIMM 245.00 TTC
 256 K x9 120NS SIMM 295.00 TTC
 256 K x9 80NS SIPP 295.00 TTC
 256 K x9 100NS SIPP 320.00 TTC
 256 K x9 120NS SIPP 320.00 TTC

1 M x9 80NS SIMM 595.00 TTC
 1 M x9 100NS SIMM 495.00 TTC
 1 M x9 120NS SIMM 595.00 TTC
 1 M x9 80NS SIPP 595.00 TTC
 1 M x9 100NS SIPP 625.00 TTC
 1 M x9 120NS SIPP 625.00 TTC

MODULES SIMM



MODULES SIPP



CARTE MEMOIRES:

576K XT Courte 395.00 TTC
 2M XT Gestion EMS 1075.00 TTC
 2M AT Gestion EMS 1250.00 TTC
 4M AT Gestion EMS 1795.00 TTC
 8M AT Gestion EMS 1950.00 TTC

CARTE VIDEO:

Carte hercule 195.00 TTC
 Carte bi-mode 415.00 TTC
 Carte EGA 560.00 TTC
 Carte VGA 800x600... 1195.00 TTC
 Carte VGA 1024x768... 1395.00 TTC

CLAVIER 102 Touches pour PC ou AT

CARTE SYSTEM:

Carte XT 12Mhz V20
 Prix sans RAM 560.00 TTC
 Carte AT 12Mhz
 Landmark 16Mhz
 4M Gestion EMS
 Prix sans RAM 1195.00 TTC

CARTE E/S:

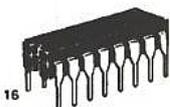
Carte CMI/O XT Courte 365.00 TTC
 Carte 1/O AT 1 serie 195.00 TTC
 Carte 1/O AT 2 serie 295.00 TTC

Prix ... 495.00 TTC

VISEZ JUSTE

4164-10 64K x1 21.00 TTC
 4164-12 64K x1 19.50 TTC
 4164-15 64K x1 19.00 TTC
 41464-8 64K x4 45.00 TTC
 41464-10 64K x4 39.00 TTC
 41464-12 64K x4 36.00 TTC
 41256-8 256K x1 32.00 TTC
 41256-10 256K x1 19.50 TTC
 41256-12 256K x1 19.50 TTC
 41256-15 256K x1 19.00 TTC
 414256-8 256K x4 95.00 TTC
 414256-10 256K x4 90.00 TTC
 414256-12 256K x4 85.00 TTC
 411000-8 1M x1 99.00 TTC
 411000-10 1M x1 85.00 TTC

RAM DYNAMIQUES



LECTEURS:

5"1/4 360K 650.00 TTC
 5"1/4 1.2M 695.00 TTC
 3"1/2 720K 725.00 TTC
 3"1/2 1.4M 795.00 TTC

T.SWITCH:

1 entree/2 sorties serie ... 195.00 TTC
 1 entree/4 sorties serie ... 320.00 TTC
 1 entree/2 sorties parallele.. 245.00 TTC
 1 entree/4 sorties parallele.. 365.00 TTC

CONDITIONS GENERALES DE VENTE:

vente uniquement au comptant
 minimum de commande 400.00 TTC
 frais de port jusqu'à 5 Kg
 paiement par carte bancaire 45.00 TTC
 paiement par cheque 45.00 TTC
 paiement contre-rembour 55.00 TTC
 au dessus de 5 Kg port-du
 pour commandes de plus de 1000.00 TTC
 franco de port
 offre valable dans la limite de nos
 stocks
 prix pouvant varier suivant la parité
 des monnaies

adresse de commande :

ICAR COMPONENTS

BP 310
 05006 GAP CEDEX

EXPEDITIONS RAPIDES

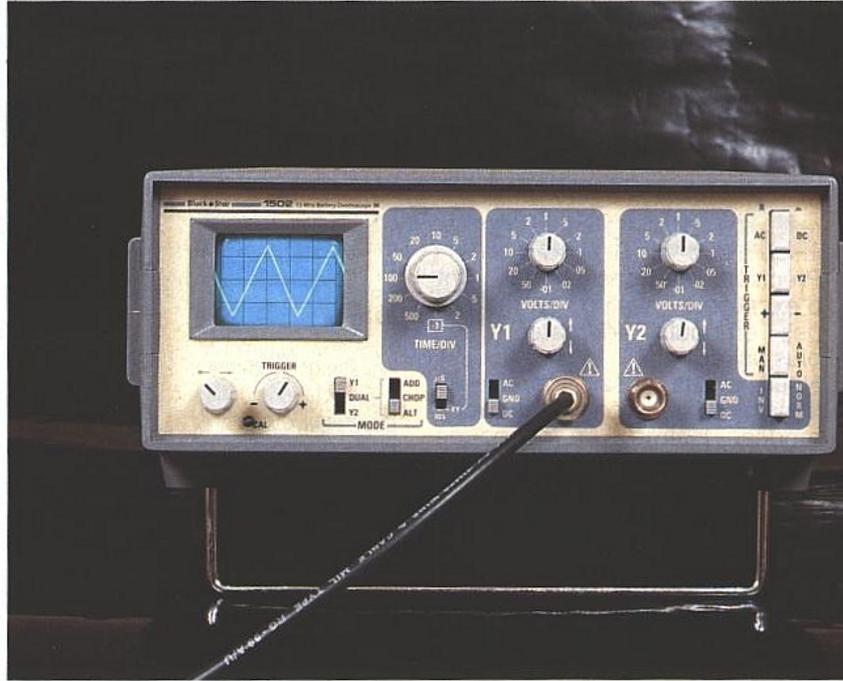
HEURES D'OUVERTURE DE 9 H à 12 H et 15 H à 18 H du LUNDI au VENDREDI

MATERIELS DISPONIBLES JUSQU'A LEPUISEMENT DES STOCKS.

PRIX TTC POUVANT VARIER A LA HAUSSE DE LA HAUSSE.

L'oscilloscope BS 1502, Black Star

Avec le BS 1502, Blanc Meca Electronique, importateur des appareils Black Star, propose un oscilloscope spécifiquement conçu pour la maintenance et le contrôle sur site. Ses caractéristiques techniques, son boîtier antichoc de faibles dimensions (305 x 315 x 120 mm), son autonomie supérieure à une heure d'utilisation ininterrompue sur batteries, lui permettront de faire face à la majorité des cas de figure rencontrés dans ce domaine d'applications.



Par contre, son écran de faible surface, l'absence de certaines possibilités telles que décalibrage de l'ampli vertical ou de la base de temps, le renvoi de certaines commandes sur le panneau arrière, ne le destinent pas à une utilisation en laboratoire, là où il s'agit d'effectuer des mesures et non plus un simple contrôle.

Léger, moins de 3 kg, solide, sa face avant en lexan subira certains outrages sans broncher, le BS 1502 pourra être facilement transporter dans une malette de maintenance et se faufiler dans les moindres recoins en cours d'utilisation.

Ses caractéristiques techniques, comme en témoigne le tableau de la **figure 1**, sont tout à fait honorables pour ce type d'appareil.

Elles sont à la hauteur de ce que l'on est en droit d'attendre dans le cadre de ses applications.

Nous regrettons malgré tout l'écran de faibles dimensions qui, s'il permet d'évaluer ou de "valider" un signal, interdit une quantification réellement précise de ce dernier.

La disposition du panneau de commande avant est fonctionnelle bien qu'à notre avis certaines commandes, notamment celles concernant le déclenchement (sélection TV ligne trame ou source interne-externe) auraient pu trouver place sur ce même panneau avant.

Nous sommes bien conscients que la réduction de l'encombrement et de la consommation, fils directeurs de la conception de cet appareil, ont amené le constructeur à opter pour certains choix qui n'apparaissent pas toujours heureux dans le cadre d'une utilisation conventionnelle. Le petit tube, par exemple, s'il n'est pas approprié pour faire de la mesure, s'avère très lumineux et ne nécessite qu'une haute tension de 600 V.

C'est toujours cela de gagné au niveau de l'alimentation et cette caractéristique, alliée à une très faible profondeur, permet de loger l'alimentation à découpage et le pack de batteries dans le même coffret de profondeur réduite (330 mm).

Nous avons été agréablement surpris des excellentes caractéristiques de déclenchement de cet appareil.

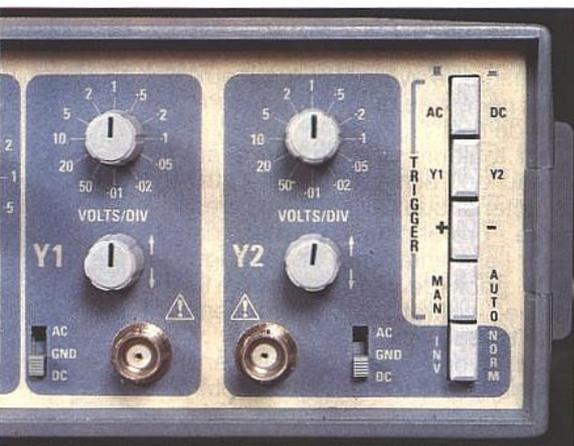
Même sur des signaux vidéo, où en consultant le schéma le simple réseau commuté intégral-différentiateur peut paraître insuffisant pour dissocier les impulsions ligne de celles de trames, on arrive à obtenir un déclenchement très stable, ce qui, encore une fois, nous fait regretter l'étroitesse du tube.

L'isolement complet du boîtier et la possibilité d'entrer des signaux de 350 V (continu + crête alternative) nous semblent corrects pour faire face à la plupart des problèmes rencontrés en contrôle électronique courant. A l'aide des deux sondes réductrices (X 10) fournies avec l'appareil, on peut même monter jusqu'à 500 V (DC + AC peak). Précisons que ces sondes sont d'excellente qualité et munies des embouts adaptateurs les plus usités.

Nous avons aussi apprécié la possibilité de choix manuel des modes alterné ou découpé (chopped) en position deux voies.

Evidemment le BS 1502 ne dispose pas d'une commande d'inhibition (hold off) ni d'expansion, aussi bien verticale qu'horizontale, mais, encore une fois, cet appareil n'est pas dédié véritablement à la mesure mais au simple contrôle. On pourrait cependant avoir droit à un graticule fixe et non à un bout de film "flottant" sur 2 mm - ce qui représente beaucoup sur une largeur d'écran utile de 36 mm ! -. Enfin, en utilisation, nous avons jugé les rotateurs d'atténuation et de sélection de base de temps assez durs, ce qui est gênant en cours de manipulation.

Pour clore ce paragraphe de présentation du BS 1502, nous dirons que cet appareil répond à un besoin qu'il est un des seuls à combler correctement mais que malgré tout il est perfectible, sans toutefois nécessiter une profonde refonte de la conception.



SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES

TUBE CATHODIQUE

Dimensions : 40 x 30 mm P45
Graticule : 5 x 4 divisions
Focus : commande panneau arrière
Rotation de trace : commande panneau arrière
Intensité : commande panneau arrière

DEFLEXION VERTICALE (2 voies)

Bande passante : DC à 15 MHz-3 dB
Temps de montée : 23 ns
Point-3 dB : couplage alternatif - 3 dB 10 Hz
Facteur de déflexion : 10 mV/div à 50 V/div en 12 gammes calibrées
Précision de calibration : $\pm 3\%$
Mode d'affichage : CH1, CH2 (normal ou inversé), alterné, découpé, additionné
Impédance d'entrée : 1 Mégohm 30 pF
Tension d'entrée maximum : 350 V (DC + AC crête). La composante DC ne doit pas excéder 250 V.
Couplage d'entrée : AC, DC, GND

DEFLEXION HORIZONTALE (Mode X-Y)

Bande passante : 2 MHz-3 dB
Facteur de déflexion : 100 mV/div à 50 V/div en 12 gammes calibrées
Précision : $\pm 3\%$

BASE DE TEMPS

Temps de balayage : 0,5 s à 0,1 μ s en séquence 1-2-5
Précision de calibration : $\pm 3\%$

DECLENCHEMENT

Mode : Auto, Norm
Source : CH1, CH2, Externe
Couplage : AC, DC, TV ligne, TV trame
Pente : front de montée, front de descente
Sensibilité : interne < 1 div / externe < 1 Vcc

CALIBRATEUR

Signal carré 1 kHz $\pm 30\%$ 1 Vcc $\pm 5\%$

ALIMENTATION

Secteur : 240 V, 220 V $\pm 10\%$ 12 VA 48-62 Hz
Batteries internes : 6 x batteries cadmium nickel type R14 (en option)
Autonomie : > 1 heure utilisation, 2000 mA

Figure 1.

SCHÉMAS ET FABRICATION

Au plan de la fabrication interne, il n'y a guère de gros reproches à formuler.

Le BS 1502 met en œuvre des platines double face trous métallisés, bien étudiées, avec un minimum de liaisons filaires, comme le dévoile la photographie d'ensemble de l'intérieur.

L'alimentation

Il s'agit d'une alimentation à découpage élaborée autour d'un circuit spécialisé (RC 4190) et d'un transistor "découpeur" MOSFET. Les différents secondaires du transformateur de découpage via redressement (à

diodes rapides - schottky) délivrent les différentes tensions nécessaires au fonctionnement de tous les circuits, soit :

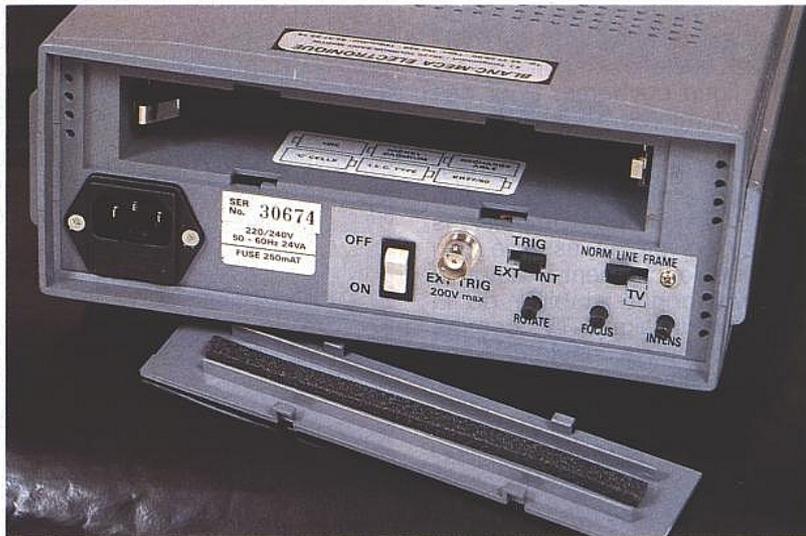
- ± 15 V pour les préamplificateurs et les circuits de base de temps,
- + 80 V pour les amplificateurs de déflexion X et Y,
- - 580 V de haute tension,
- - 595 V pour l'effacement,
- - 579,5 V pour le chauffage du tube.

La régulation du circuit de découpage, rétroaction, est prise sur le + 15 V.

L'alimentation + 5 V de la logique est directement prise côté basse tension redressée-filtrée et est régulée par un circuit ballast série à faible déchet du type LM 2931.

Particularité intéressante, le BS 1502 inclut un relais qui colle dès que le secteur est présent indépendamment de la position du commutateur ON-OFF. De la sorte, même lorsque l'appareil est éteint mais branché sur le secteur, les batteries peuvent être rechargées par le truchement d'un régulateur d'intensité constitué d'un miroir de courant limité à 100 mA.

Dans ces conditions, il est nécessaire de prendre des batteries (format R14) d'au moins 2 A.h car pour des éléments de plus faible capacité le risque de surcharge serait grand et de plus l'autonomie réduite.



Le panneau arrière avec le compartiment batteries ouvert. Les réglages de lumière, focalisation et rotation de la trace ainsi que la sélection du signal de déclenchement s'y trouvent également !

Le reste des circuits

Les préamplificateurs verticaux mettent en œuvre une structure classique avec un effet de champs régulé en statique à l'aide d'un AOP de précision et un étage à grand gain rétrocouplé.

Cet ensemble via la seconde partie de l'atténuateur attaque le désormais classique ampli vidéo intégré 733 procurant très facilement ses 20 MHz de bande passante. Côté amplificateurs de déflexion (X et Y), rien de bien nouveau. Nous avons affaire aux classiques étages différentiels cas-

code contre-réactionnés. Les circuits de base de temps sont élaborés autour d'un générateur de rampes constitué par une source de courant constant (fonction du rotacteur) et de condensateurs de précision. Un monostable dont la période est fonction du commutateur - (ms / μ s) - fixe le temps d'effacement.

OFFRE SPECIALE D'ABONNEMENT

CHAQUE MOIS SUIVEZ L'EVOLUTION TECHNIQUE ET RESTEZ INFORMES AU TRAVERS DE NOS RUBRIQUES REGULIERES ET POUR NE RIEN MANQUER DANS ELECTRONIQUE RADIO PLANS ABONNEZ-VOUS SANS TARDER A UN TARIF PREFERENTIEL



TITRE PRIVILEGIÉ D'ABONNEMENT

OUI Je souhaite recevoir Electronique Radio Plans pendant 1 an au tarif **préférentiel** de 238 F pour 12 numéros au lieu de 264 F (étranger 343 F)

Retournez le bon ci-dessous avec le règlement à l'adresse suivante :
ELECTRONIQUE RADIO PLANS
 2, à 12, rue de Bellevue
 75940 PARIS Cedex 19

MME MR MELLE

NOM PRENOM

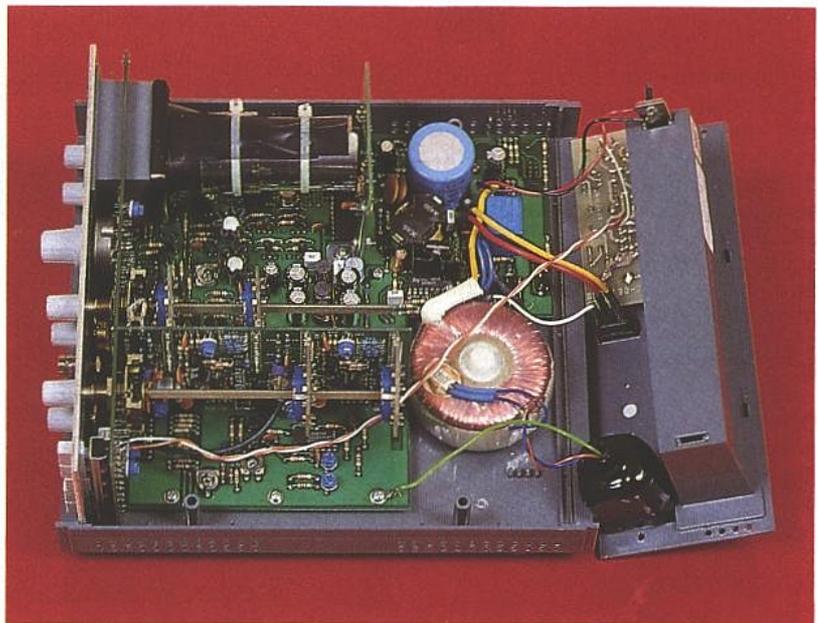
ADRESSE

CODE POSTAL / VILLE

Ecrire en CAPITAL. N'inscrivez qu'une lettre par case. Laissez une case entre 2 mots
 merci. Ci-joint mon règlement à l'ordre de ELECTRONIQUE RADIO PLANS
 CHEQUE BANCAIRE OU POSTAL CARTE BLEUE N°

SIGNATURE

Sur le panneau arrière une circuiterie simple sélectionne les sources de déclenchement (ext-int) et TV ligne ou trame. Pour ces deux dernières positions, le signal transite simplement par un circuit intégrateur-différenciateur de façon à discerner les impulsions trames des impulsions lignes. Ce système, associé à un bon déclenchement, autorise une très bonne stabilité de la trace sur un signal TV, comme nous avons pu le constater. Sans prétendre encore une fois quantifier exactement un signal vidéo, le dépanneur radio-TV pourra faire du BS 1502 son oscilloscope tout terrain sans problème.



Vue interne du BS 1502 avec la mise en évidence des trois platines principales. Une réalisation soignée.

Toute l'électronique est répartie sur trois plaquettes double face, une de contrôle logique supportant également les commandes de face avant, un circuit principal supportant les amplificateurs, les alimentations et les circuits de base de temps et enfin un circuit positionné verticalement dans l'appareil regroupant préamplificateur verticals et atténuateurs. La facture de l'ensemble est bonne et nous paraît mieux

conçue que ne pourrait le laisser présager l'extérieur.

CONCLUSION

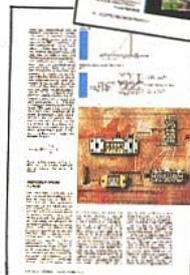
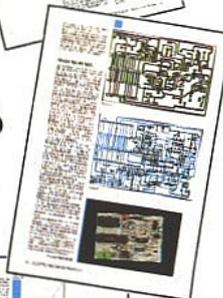
Le BS 1502 est un oscilloscope qui répond bien à son créneau. Son prix, 6200 F HT environ, le situe très correctement dans la catégorie des scopes portatifs.

Certainement, moyennant quelques améliorations faciles à apporter, aurait-on affaire à un excellent appareil.

Quoiqu'il en soit nous pensons qu'il peut représenter un bon investissement pour les utilisateurs d'instruments portatifs.

100 BONNES RAISONS POUR VOUS ABONNER

CHAQUE MOIS 100 PAGES D'INFORMATIONS COMPLETES TECHNIQUES ET PRECISES. POUR VOUS ABONNER COMPLETEZ NOTRE OFFRE SPECIALE D'ABONNEMENT AU DOS DE CETTE PAGE



AU SOMMAIRE

▶ ETUDE ET CONCEPTION

▶ MONTAGES

▶ CIRCUITS D'APPLICATIONS

▶ MESURE ET INSTRUMENTATION

▶ TECHNIQUE

▶ COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

▶ COMMUNICATION

▶ INFOS

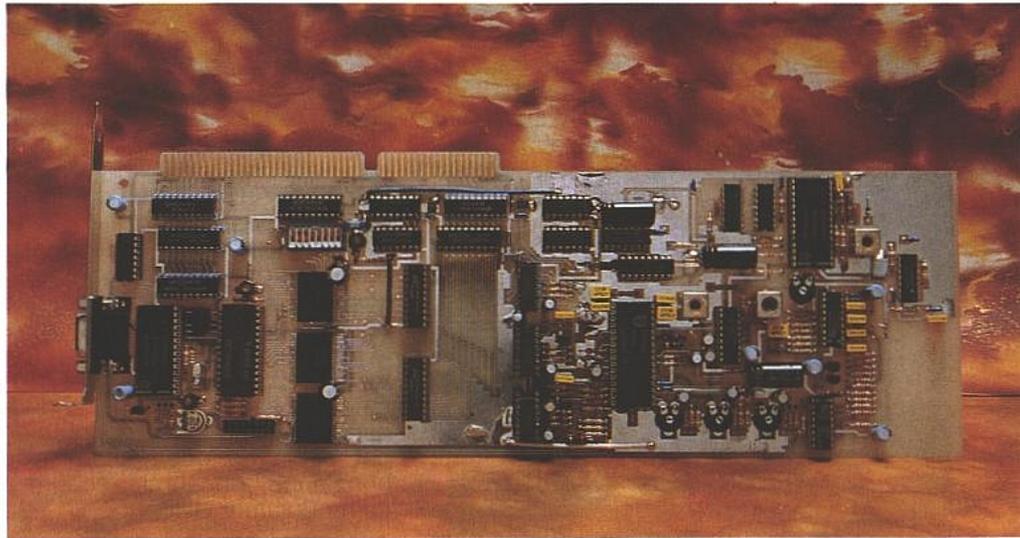
Carte d'acquisition vidéo pour PC

Comme nous l'avons annoncé dans la présentation du système gel d'image, voici une réalisation plus performante : une carte de numérisation et d'acquisition d'image au format PC.

Avant tout, quelques avertissements sont nécessaires : cette carte est au format PC AT et PC AT seulement, c'est dire qu'elle occupe obligatoirement un slot AT 16 bits.

D'un point de vue mécanique, cette carte est longue et haute. La longueur est la longueur maximale admissible et la hauteur identique à celle des cartes contrôleur disque et disquette.

Le PC AT dans lequel sera installé cette carte devra avoir 640 Koctets de mémoire vive et la carte écran installée sera EGA ou de préférence VGA.



Finalement pour mener à bien cette réalisation, il est préférable d'avoir de bonnes connaissances tant en soft, programmation en assembleur ou langage évolué, qu'en hard, bonnes connaissances en vidéo et logique d'interface.

Nous sommes conscients qu'un tel ensemble est un investissement comme peut l'être une très bonne carte graphique, rapide et ayant une très bonne définition. Tout a été fait pour qu'avec un minimum de soin, dans les conditions mentionnées au début, chacun puisse aboutir au succès.

Le schéma synoptique général de la carte de numérisation et d'acquisition d'image est représenté au schéma de la **figure 1**. Ce synoptique extrêmement simplifié est destiné à identifier les différents trajets des signaux et leurs éventuels traitements.

La connaissance des liens essentiels entre les différents sous-ensembles aboutit nécessairement à la découverte des différentes applications.

La première chose à faire est donc l'énumération de ces sous-ensembles et de ces liens.

Le signal vidéo original est un signal vidéocomposite PAL ou

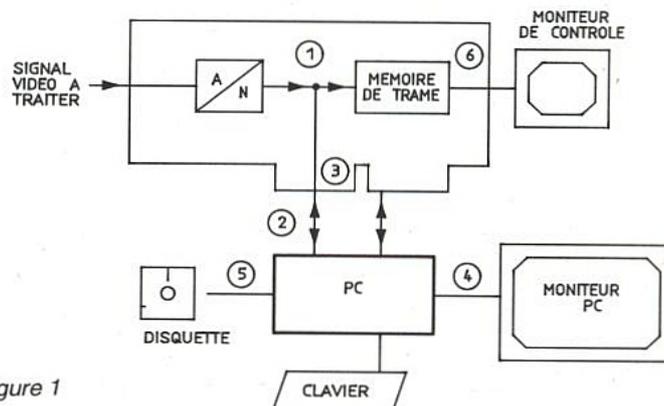


Figure 1

SECAM ou composé des signaux indépendants R, V, B et synchronisation.

En permanence une trame sur deux du signal vidéo est mémorisée. La mémorisation peut être interrompue sur ordre de l'opérateur via le clavier du PC.

Après l'interruption de mémorisation, les mémoires ne sont pas altérées, pas d'effacement, et la dernière image mémorisée est toujours présente. Ce premier lien est noté 1 au schéma synoptique de la figure 1.

Le second lien, noté 2 sur le schéma synoptique, concerne le dump de la mémoire trame.

Pour chaque pixel de chaque ligne, nous disposons d'une information définissant la couleur et la lumière de ce pixel.

Le contenu de la mémoire n'est qu'un fichier de données définissant chaque point. Ce fichier actuellement se situe dans une mémoire RAM non sauvegardée et est donc perdu à la coupure de l'alimentation.

Il est donc intéressant de transférer ce fichier, premièrement dans la mémoire centrale du PC, et deuxièmement sur un support magnétique, disque ou disquette pour archivage.

Le cinquième lien ne concerne pas directement la carte d'acquisition puisqu'il s'agit du lien PC, mémoire de masse.

Ce lien résout le problème dû à l'emploi des RAM : mémoire volatile. Bien évidemment, il faut pouvoir effectuer l'opération inverse : charger un fichier image d'une mémoire de masse vers la mémoire du PC et de la mémoire du PC vers la mémoire RAM de la carte d'acquisition. Pour le chargement de la RAM de la carte, il faut créer un passage pour les données. Ce passage est noté 3 sur le schéma de la figure 1.

Une image chargée dans la mémoire RAM de la carte d'acquisition peut toujours être visualisée sur l'écran de contrôle. Ce moniteur de contrôle n'est pas indispensable. Par moniteur on entend simplement téléviseur comportant des entrées R, V, B et synchro.

A plusieurs instants le fichier image se situe dans la mémoire centrale du PC. Il est alors intéressant de profiter des possibilités de calcul de l'appareil.

Qui dit calcul ne dit pas obligatoirement modification des données du fichier image.

Des modifications peuvent être envisagées et elles aboutiront, par exemple, au compactage du fichier image ou à la modification de formes ou de couleurs.

Des traitements sans modification peuvent aussi être envisagés et des fonctions comme le zoom ou la détection de forme ou de couleurs apparaissent.

Finalement le fichier image pourra, après traitement et modifications, être transféré dans la mémoire écran originale du PC. Dans ce cas la modification est inévitable car les données doivent être compatibles avec les standards d'affichage tels que EGA ou VGA.

Ces standards sont bien sûr différents des standards TV à la fois par la définition et par le mode entrelacé ou non.

Il existe finalement un trajet supplémentaire, que nous n'avons pas exploité, qui consisterait à coder les signaux R, V, B, synchronisation de sortie des mémoires - lien 6 - en un signal vidéo composite PAL.

Ce sous-ensemble de codage ouvrirait la porte à de nombreuses applications, un signal vidéo pouvant être reçu, traité, archivé et retransmis ou réémis.

La transmission à courte distance s'effectuerait en vidéo composite, pour une distribution par câble ou une transmission hertzienne, on aurait recours à un modulateur UHF.

LA NUMERISATION VIDEO

Dans un précédent numéro, Electronique Radio-Plans n° 513, nous avons constaté que trois solutions différentes étaient envisageables pour la numérisation d'un signal vidéo. Ces trois solutions diffèrent par le type de signal numérisé :

- signal vidéo composite,
- signal de luminance et signaux différence de couleur,
- signaux primaires R, V, B.

Dans ce même numéro nous avons expérimenté la première solution, numérisation du signal vidéo composite en sachant que ce procédé ne pouvait déboucher que sur des applications limitées.

Une application autour de la norme numérique de studio, dite 4, 2, 2 sort du cadre de notre revue. Nous traiterons donc le troisième cas : numérisation des signaux primaires R, V, B.

L'échantillonnage sur les trois signaux primaires, nous le verrons dans un prochain paragraphe, ouvre la porte à de nombreuses applications.

Pour numériser les signaux R, V, B, on a recours à un système dont le schéma synoptique est représenté à la figure 2.

On suppose premièrement que le signal est vidéo composite codé PAL ou SECAM et deuxièmement que l'on dispose des signaux R, V, B synchronisation.

Le sous-ensemble noté décodeur PAL/SECAM est donc chargé de la reconstitution des signaux primaires R, V, B, éventuellement il accepte directement des signaux R, V, B extérieurs. Les signaux résultant du décodage PAL ou SECAM sont immédiatement codés en binaire par trois convertisseurs.

Nous examinerons l'effet du nombre de niveaux sur chaque primaire dans le prochain chapitre.

Après conversion, les échantillons peuvent être rangés en mémoire. Anticipons quelque peu. Nous utiliserons évidemment les mêmes mémoires que celles employées dans le système de gel d'image, Sony CXK 1206 M.

L'organisation interne de ces mémoires 1 M bits est 306 lignes de 960 pixels, chaque pixel étant codé sur 4 bits.

Ces chiffres donnent une capacité exacte de 1 175 040 bits.

Sur le schéma synoptique de la figure 2, l'écriture ou lecture en mémoire est cadencée par trois signaux notés Hclear, Vclear et clock. Les convertisseurs A/N sont cadencés par le signal clock.

le signal Hclear est le signal de synchronisation ligne, il est directement lié au signal vidéo composite d'entrée, sa période

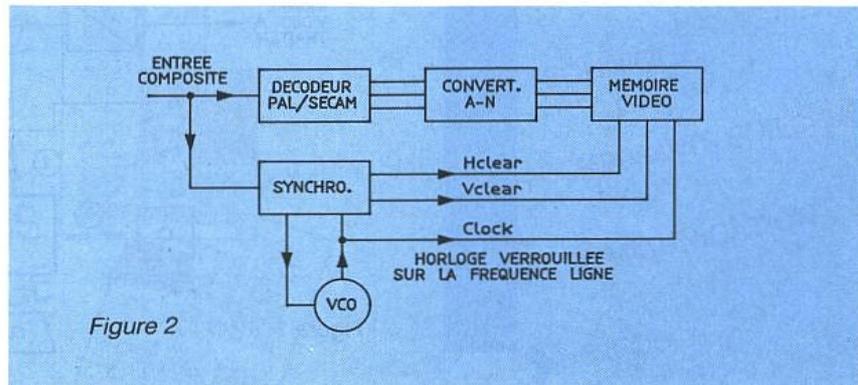
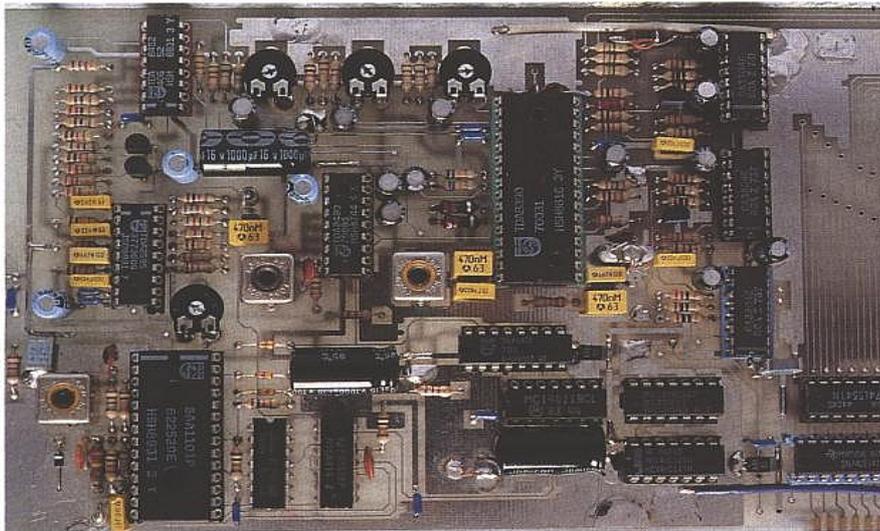


Figure 2



est de $64 \mu s - f = 15625 \text{ Hz}$ - et cette valeur ne peut évidemment pas être modifiée.

Il en est de même pour le signal Vclear lié au nombre d'images par seconde : 25 ou 50 demi-images par seconde. Vclear a donc une période de 20 ms.

Seule la fréquence du signal clock reste à définir en sachant que la ligne mémoire a une capacité maximale de 960 pixels, et que dans le signal vidéo la ligne utile a une durée voisine de $52 \mu s$.

Ceci nous amène tout naturellement au tableau de la **figure 3**.

Au schéma synoptique de la figure 2, on note que le signal clock est verrouillé sur le signal de synchronisation ligne. Le tableau de la figure 3 regroupe quatre cas intéressants pour le signal d'horloge. Pour chacun des cas examinons l'effet des niveaux de quantification sur le nombre de boîtiers mémoire 1 M bits à mettre en œuvre.

Les quatre fréquences particulières traitées sont : 15 MHz, 3 Fsc, 4 Fsc et 18,75 MHz avec $F_{sc} = (1135/4 + 1/625) F_h$ et F_h , fréquence ligne : 15625 Hz.

Pour la fréquence de 15 MHz, facilement synthétisable à partir de la fréquence ligne, égale à 960 F_h , nous obtenons 780 pixels utiles pour la durée de $52 \mu s$ visible.

Lorsque la fréquence d'échantillonnage vaut trois ou quatre fois la sous-porteuse, nous avons respectivement 691 ou 922 pixels.

Finalement, le dernier cas est optimisé pour que les 960 pixels soient utiles. La fréquence d'échantillonnage vaut 1200 F_h , soit 18,75 MHz et la ligne utile est réduite à $51,2 \mu s$.

Dans chacun des cas on peut affecter 4,5 ou 8 bits par couleur.

Le nombre de boîtiers mémoire 1 M bits résultant de cette opération vaut alors 3,4 ou 6.

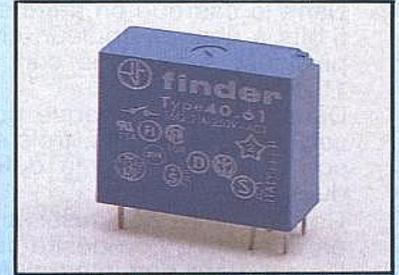
Fréquence d'échantillonnage	Nombre de bits par couleur	Définition sur une ligne utile de $52 \mu s$	Nombre de boîtiers 1 Mbits CXK 1206 M
15 MHz	4	780	3
	5		4
	8		6
3 fsc 13 300 MHz	4	691	3
	5		4
	8		6
4 fsc 17 734 MHz	4	922	3
	5		4
	8		6
1 200 × fsc 18,75 MHz	4	975*	3
	5		4
	8		6

* 960 sur une ligne utile de $51,2 \mu s$.

Figure 3 : Récapitulatif de quelques configurations d'échantillonnage R, V, B.



finder
france S.A.R.L.

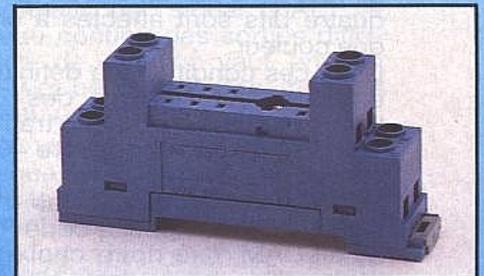


HAUTE TEMPERATURE 125°



ALIMENTATION EN ALTERNATIF

NOUVEAU
Version AC et Haute Température
VOS RELAIS ELECTRO-MECANIQUE



450 000 PIECES EN STOCK



finder france S.A.R.L.

SIEGE SOCIAL :

7, rue Michaël Faraday
78180 Montigny le Bretonneux
Tél. : (1) 34 60 42 42
Fax : (1) 30 58 50 71
Télex 695630 F

AGENCE REGIONALE :

34, rue de Pressensé
69100 Villeurbanne
Tél. : 78 94 34 35
Fax : 78 94 68 31
Télex 900114 F

Ces paramètres sont importants car ils influent directement sur le coût de la carte.

Dans le cas où l'on affecte 4 ou 5 bits à chaque couleur, chaque pixel est alors codé sur 12 ou 15 bits (2 octets).

Dans le cas où chaque couleur est codée sur 8 bits, trois octets sont nécessaires à la définition du pixel.

Ce paramètre doit aussi être pris en compte si l'on désire stocker l'image dans son intégralité dans une mémoire magnétique - disque ou disquette -.

Finalement rappelons que l'on stocke une demi-image, une trame sur deux dans un système entrelacé.

Quelle valeur choisir ? Voilà un cruel dilemme.

Au diable l'avarice, adoptons la solution qui donnera le meilleur résultat : fréquence d'échantillonnage de 18,75 MHz et six mémoires 1 M bits.

Rassurez-vous, nous n'avons pas suivi cette démarche car c'est aussi la solution de mise en œuvre la plus complexe et la plus couteuse.

Nous avons donc opté pour un compromis qualité/prix qui nous semble valable.

La fréquence d'horloge est fixée à 15 MHz, fréquence délivrée directement par un SAA 1101 et quatre bits sont affectés à chaque couleur.

Dans ces conditions la définition est donc sur chacune des 285 lignes utilisées de chaque trame : 780 pixels pouvant prendre 4096 teintes différentes.

Nous avons évoqué le cas d'un signal vidéocomposite codé PAL ou SECAM, fixé notre choix sur l'échantillonnage des signaux primaires R, V, B, la présence d'un décodeur PAL/SECAM se révèle donc indispensable.

Les habitués de la vidéo savent tous que la fonction décodage PAL-RVB ou SECAM-RVB fait obligatoirement intervenir deux lignes à retard ; une première dite de luminance retarde le signal de quelques centaines de ns, la seconde dite de chrominance retarde le signal de 64 μ s. Ces composants sont bien connus et répandus, ces lignes équipent tout téléviseur, mais il y a un inconvénient : leur encombrement.

Dans un téléviseur, l'encombrement d'un composant n'est pas véritablement un problème et certains composants beaucoup plus volumineux que les lignes à retard sont incontournables.

Dans le cas d'une carte au format PC, le problème est crucial

car la hauteur des composants implantés sur la carte est par définition du standard, limitée à quelques mm.

Les lignes à retard chrominance classiques, sur un support de quartz, ont une hauteur légèrement inférieure à 30 mm.

Il était assez difficile d'implanter un décodeur PAL/SECAM muni d'une de ces lignes.

En effet, une carte de numérisation et d'acquisition implantée dans un AT interdit l'utilisation des deux slots voisins à droite.

Par bonheur, de nouveaux circuits intégrés résolvent les problèmes de retard, aussi bien pour le retard luminance que pour le retard chrominance.

Un décodeur PAL/SECAM devient finalement très compact puisque seulement quatre circuits intégrés sont suffisants. De surcroît en PAL il n'y a aucun réglage et seulement deux en SECAM.

Nous commencerons bien évidemment par la description des circuits intervenant dans le décodeur, nous découvrirons successivement les convertisseurs A-N et N-A avant d'aborder les schémas de principe qui précèdent naturellement la réalisation pratique.

DECODEUR PAL-SECAM

L'intégration poussée à l'extrême a déjà permis la réalisation de décodeur PAL SECAM grâce à un seul circuit intégré. Dans ce cas certains composants comme la ligne à retard chrominance 64 μ s et la ligne à retard luminance 300 ns à 500 ns restent externes.

En outre, certains circuits doivent être accordés - principalement en SECAM.

Philips a franchi une étape supplémentaire en intégrant les lignes à retard et les filtres sur le silicium.

Cette intégration est due à la maîtrise d'une technologie particulière dite P2CCD pour Profiled Peristaltic Charge Coupled Device.

Dans ces conditions un décodeur PAL-SECAM peut facilement être assemblé grâce à quatre circuits intégrés.

Dans la liste suivante, les deux premiers circuits sont en technologie bipolaire classique et les deux derniers en technologie P2CCD.

Le circuit TDA 8390 est le circuit principal de décodage, le TDA 8490 est le complément pour transformer un décodeur PAL en décodeur PAL/SECAM. Les deux circuits en technologie P2CCD assurent les fonctions de filtrage et ligne à retard.

Le circuit TDA 8451 est dédié à la fonction ligne à retard chrominance 64 μ s, quant au circuit TDA 8452, il regroupe la ligne à retard luminance, le filtre réjecteur chrominance sur la voie luminance et le filtre passe-bande chrominance.

Avant de découvrir le schéma de principe, nous passerons en revue chacun de ces circuits.

Le schéma synoptique de la figure 4 donne l'architecture du système. Un interrupteur interne au TDA 8452 sélectionne un signal vidéo composite à traiter. Le signal traverse la ligne à retard luminance et le réjecteur chrominance, on dispose alors de Y - luminance - envoyée directement vers les circuits de dématricage du TDA 8390.

Le signal de sortie du filtré chrominance du TDA 8452 noté C à la figure 4 est envoyé directement au décodeur situé dans le TDA 8390 et les signaux différence de couleur résultant de la modulation sont envoyés vers les lignes à retard 64 μ s.

Après le retard de 64 μ s, les signaux différence de couleur sont envoyés vers les circuits de dématricage.

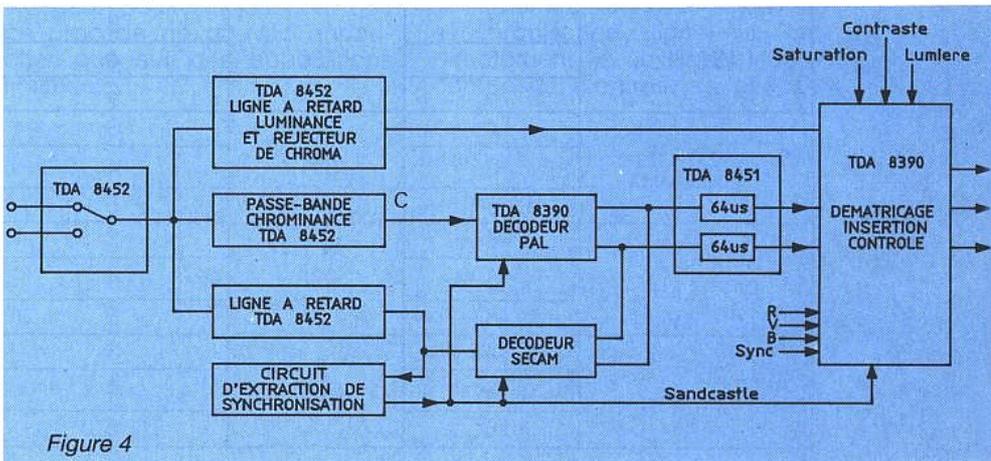


Figure 4

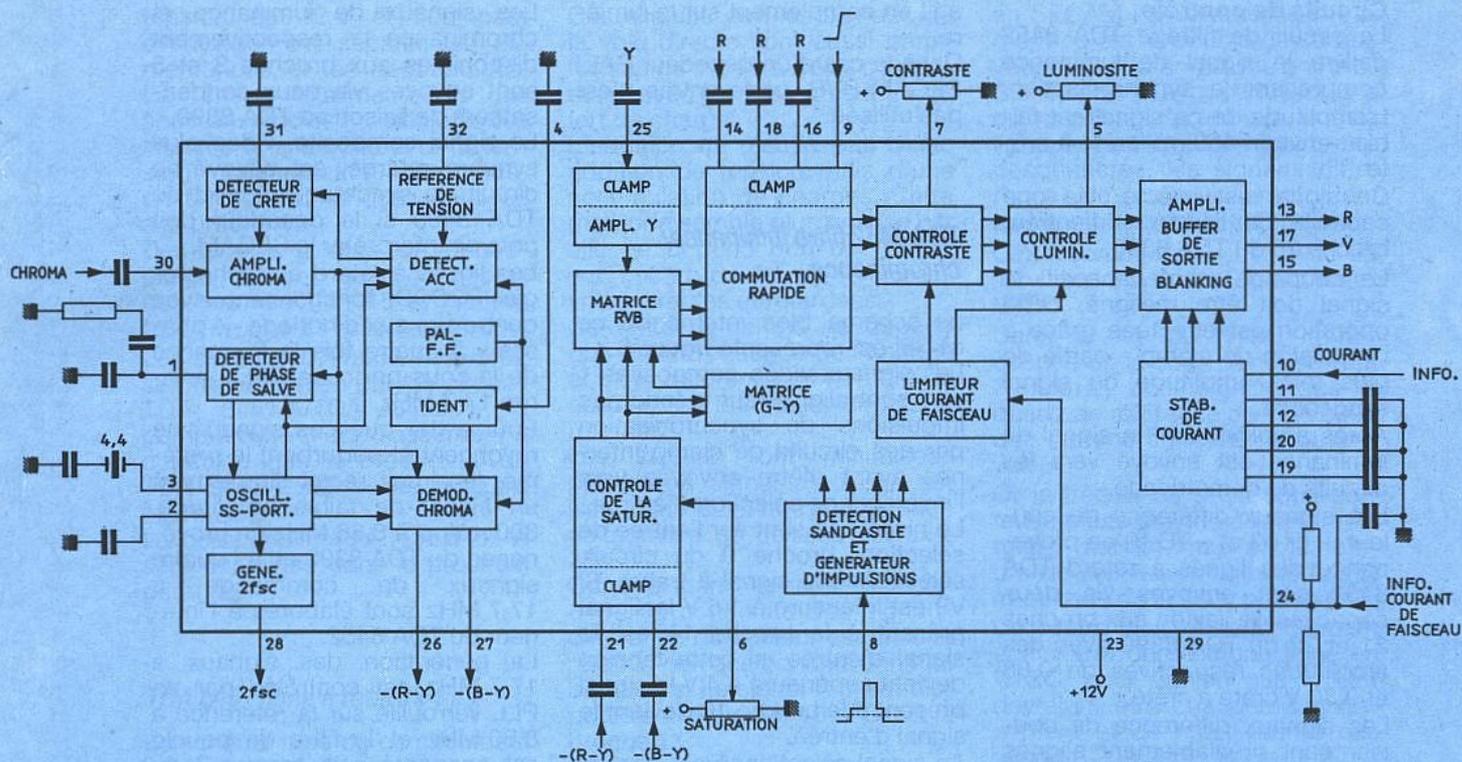


Figure 5

Les signaux résultant du démodulation sont traités par les circuits de correction, contraste lumière et saturation, et envoyés vers les sorties.

Dans le cas où l'option SECAM est utilisée, le TDA 8490 reçoit le signal du TDA 8452 et envoi, après démodulation, les signaux différence de couleur aux entrées des lignes à retard TDA 8451.

Le circuit TDA 8390

Le schéma bloc de ce circuit est donné à la figure 5 et celui-ci peut être fractionné en deux parties distinctes : le décodeur PAL et les circuits de contrôle.

Le décodeur PAL

La sortie chrominance du TDA 8452 est appliquée à la broche 30 et après passage dans un amplificateur à gain contrôlé envoyé vers trois blocs distincts. Ce signal est envoyé premièrement sur un circuit détecteur mesurant l'amplitude du burst, après filtrage le signal est utilisé pour piloter le gain de l'amplificateur.

Le détecteur de crête évite, en présence de signaux faibles ou bruités, que le gain soit augmenté d'une valeur trop importante. La capacité de mémorisation devra être connectée à la broche 31 et le condensateur de découplage de la référence de tension interne

connecté à la broche 32.

A partir de la tension de la capacité mémoire de l'échantillonneur-bloqueur connecté à la broche 4, le circuit d'identification élabore un signal d'effacement qui est envoyé aux démodulateurs.

Le signal de chrominance est envoyé sur un deuxième bloc : détecteur de phase qui élabore le signal de contrôle pour l'oscillateur à 4,433 MHz.

Le filtre passe-bas de la boucle d'asservissement est externe et connecté à la broche 1.

Le signal de chrominance est finalement envoyé vers un troisième sous-ensemble : les deux démodulateurs R-Y et B-Y.

Les signaux de référence nécessaires à la démodulation sont obtenus à partir de l'oscillateur de sous-porteuse.

Le décalage de phase de 90° est obtenu par intégration, la capacité de l'intégrateur est connectée à la broche 2.

Les signaux (R-Y) et (B-Y) sont disponibles respectivement aux sorties 26 et 27. Leurs amplitudes sont de 630 mV et 800 mV crête à crête pour une mire de barres à 75 % de saturation.

Ces valeurs montrent que le rapport d'amplitude est correct mais que les amplitudes diffèrent des valeurs habituelles de 1,05 et 1,33 V.

Cet état de fait est imputable au TDA 8451 qui, par sa technolo-

gie, ne peut pas manipuler des amplitudes importantes.

Tant que le circuit TDA 8390 reconnaît un signal PAL, le niveau continu des sorties différence de couleur vaut environ 8,3 V et pendant l'effacement ce niveau passe à environ 1,3 V.

Ces valeurs sont importantes lorsque le TDA 8390 est utilisé avec le TDA 8490 car elles déterminent le niveau de priorité.

Pour le TDA 8490 le niveau continu présent aux sorties différence de couleur vaut environ 3,8 V lorsque le SECAM est détecté. La priorité est donnée au standard PAL.

Les deux circuits en technologie P2CCD, TDA 8451 et TDA 8452, ont besoin d'un signal à deux fois la fréquence de la sous-porteuse, de faible amplitude : 300 mV crête à crête.

L'oscillateur du TDA 8390 fonctionne directement à la fréquence de la sous-porteuse : 4,433 MHz et pour cette raison on intercale un doubleur de fréquence. Le signal de sortie est finalement disponible à la broche 28.

Le détecteur d'impulsion sandcastle sépare les trois impulsions synchro trame, blanking ligne et burst et le circuit élabore un signal de clamp et un signal de blanking composite utilisé de manière interne.

Circuits de contrôle

Le circuit de filtrage TDA 8452 délivre le signal de luminance comprenant la synchronisation. L'amplitude de ce signal est faible : environ 450 mV crête à crête.

Ce signal est injecté, via une capacité de liaison, à l'entrée, broche 25 du TDA 8390.

Le couplage étant capacitif, le signal doit être réaligné, cette opération est effectuée grâce à l'impulsion de clamp - partie de plus forte amplitude du signal sandcastle.

Après amplification, le signal de luminance est envoyé vers les circuits de dématricage.

Les signaux différence de couleur - (R-Y) et - (B-Y) en provenance des lignes à retard TDA 8451 sont envoyés via deux capacités de liaison aux broches 21 et 22 du TDA 8390 avec des amplitudes respectives de 0,63 et 0,80 V crête à crête.

Les signaux différence de couleur sont préalablement alignés et envoyés vers l'étage de contrôle de saturation puis finalement à un premier dématricage délivrant - (G-Y) en suivant la relation :

$$(G-Y) = -0,51 (R-Y) - 0,19 (B-Y)$$

On dispose alors des trois signaux différence de couleur.

Après un second dématricage avec le signal de luminance Y on recueille les trois signaux primaires R, G, B.

Ces trois signaux sont envoyés vers un commutateur permettant la sélection de R, G, B après décodage PAL ou SECAM ou RGB, synchro externes.

Les signaux R, G, B externes sont appliqués respectivement aux entrées 14, 18 et 16. La commutation est fonction du niveau appliqué à la broche 9.

Les entrées R, G, B et synchro externes du TDA 8390 correspondent aux entrées R, G, B et commutation rapide présente sur les TVC actuels.

Avant d'atteindre les sorties aux broches 13, 17 et 15, les signaux R, G, B traversent le système de réglage de la lumière et du contraste. Avec les réglages nominaux, l'amplitude crête à crête vaut 4 V et le niveau du noir est fixé à 3 V.

Finalement, le circuit TDA 8390 dispose d'une entrée supplémentaire pour la limitation du courant moyen du faisceau. Pour réduire le courant on agit premièrement sur le contraste et si la limitation n'est pas suffisante on

agit en complément sur la lumière.

Dans le cas d'un décodeur PAL/SECAM-RVB, cette entrée n'est pas utilisée.

TDA 8452 filtre luminance/ chrominance

Le schéma bloc interne de ce circuit est représenté **figure 6**.

Les signaux vidéo-composites 1 et 2 sont alignés sur le fond des impulsions de synchronisation par des circuits de clamp internes avant d'être envoyés vers l'inverseur de sélection d'entrée. Le niveau présent sur l'entrée de sélection, broche 9 du circuit, sélectionne le signal à traiter. Si V9 est inférieure à 1,5 V le signal présent à la broche 14 est le signal d'entrée, si cette tension devient supérieure à 4 V le signal présent à la broche 16 devient le signal d'entrée.

Le signal sélectionné est ensuite envoyé vers trois sous-ensembles :

- la ligne à retard et réjecteur chrominance.
- le filtre passe-bande chrominance.
- une ligne à retard pour le signal composite, vidéo plus synchro.

Le principe de transfert de charge retenu pour les retards et le filtrage impose la présence d'échantillonneur bloqueur en sortie des lignes à retard.

Ces échantillonneurs bloqueurs redonnent la continuité du signal entre deux échantillons.

Les signaux de luminance et chrominance respectivement disponibles aux broches 3 et 5 sont envoyés via deux condensateurs de liaison au TDA 8390.

Le signal composite, vidéo plus synchro retardé, est envoyé au circuit de synchronisation et au TDA 8490 si le décodeur doit pouvoir interpréter le SECAM.

Les lignes à retard en technologie P2CCD fonctionnent avec quatre signaux d'horloge - 4 phases - à quatre fois la fréquence de la sous-porteuse PAL - environ 17,7 MHz.

Pour éviter que ces signaux ne rayonnent et perturbent le système, le circuit reçoit simplement un signal de faible amplitude, 300 mVpp à 8,86 MHz en provenance du TDA 8390 et les quatre signaux de commande à 17,7 MHz sont élaborés à l'intérieur du TDA 8452.

La génération des signaux à 17,7 MHz est contrôlée par un PLL verrouillé sur la référence à 8,86 MHz et le filtre de boucle est connecté à la broche 7 du circuit.

Une circuiterie logique permet de reconstituer les impulsions nécessaires aux échantillonneurs bloqueurs. Ceux-ci ont besoin d'une tension d'alimentation de 15 V.

Pour économiser une seconde tension d'alimentation, celle-ci est créée à l'intérieur du circuit, à l'aide des générateurs de signaux d'horloge.

Cette alimentation doit être filtrée par un condensateur de découplage connecté à la broche 13 du circuit.

Le circuit est alimenté sous une

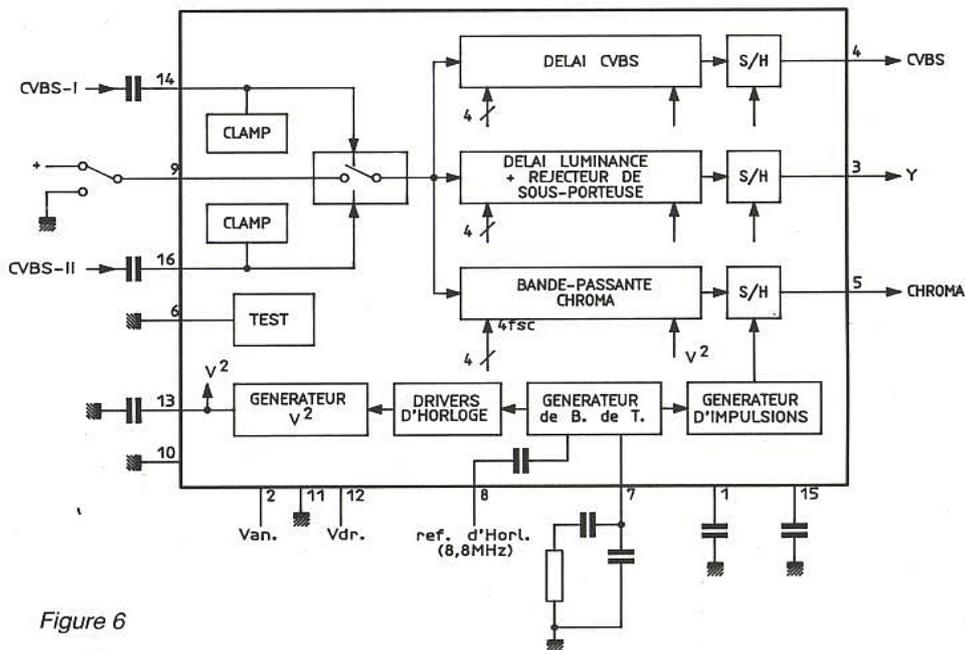


Figure 6

tension de 12 V et l'on peut éventuellement séparer les alimentations et les découplages. La tension d'alimentation des sous-ensembles analogiques injectée à la broche 2 et la tension d'alimentation des sous-ensembles numériques envoyée à la broche 12.

Des condensateurs de découplage devront être connectés aux broches 1 et 15 et l'entrée test - broche 6 - reliée au zéro.

Les circuits TDA 8451/TDA 8452 seront remplacés par les circuits TDA 8451 A/TDA 8452 A, la compatibilité est assurée à condition que la broche 10 du TDA 8452A soit reliée au zéro électrique.

La compatibilité du TDA 8451 A sera examinée dans le prochain paragraphe.

TDA 8451 ligne à retard 64 μ s

Le schéma bloc de ce circuit est représenté à la **figure 7**.

Les signaux différence de couleur - (R-Y) / - (B-Y) délivrés par le TDA 8390 en PAL ou par le TDA 8490 en SECAM sont injectés via deux condensateurs de liaison aux entrées correspondantes, broches 9 et 12 respectivement.

Ces signaux sont préalablement alignés au niveau du noir, puis amplifiés et envoyés vers les systèmes à transfert de charge.

Le système à transfert de charge regroupe, pour chaque voie différence de couleur, une ligne à retard et un additionneur au signal de la ligne n-1.

Ceci signifie que les signaux de la voie directe sont aussi transformés de manière à être compatibles avec les systèmes à transfert de charge.

L'addition ne résulte pas d'une addition de tension mais d'une accumulation de charges. Cette méthode semble plus précise car elle ne dépend que de l'erreur sur l'écart de temps entre les voies directes et retardées.

Ce delta de temps ne dépend que de la fréquence de l'horloge et de la différence du nombre de cellules sur les trajets directs et retardés.

Les erreurs sont minimisées puisque le signal d'horloge est issu d'un PLL et que la différence du nombre de cellules est fixe, 284.

Comme dans le cas du TDA 8451, la continuité des signaux différence de couleur est ensuite rétablie par des échantillonneurs bloqueurs. Le signal R-Y est disponible à la broche 10 et B-Y à la broche 11.

En PAL si deux lignes successives sont rigoureusement identiques, les signaux différence de couleur sont identiques. En conséquence, à la sortie du TDA 8451, l'amplitude des signaux différence de couleur est égale à celle du signal d'entrée.

A contrario, en SECAM, les signaux différence de couleur sont transmis alternativement une ligne sur deux.

Pour deux lignes consécutives parfaitement identiques le signal de sortie du TDA 8451 aurait une amplitude moitié de l'amplitude du signal d'entrée.

Pour compenser ce phénomène,

en SECAM l'amplitude du signal d'entrée est le double de ce que vaudrait cette amplitude en PAL. Sur le schéma synoptique interne du circuit il est indiqué que la ligne à retard 64 μ s peut être déconnectée, les signaux différence de couleur empruntent alors uniquement le trajet direct.

Cette commutation est mise en service dans le cas du standard NTSC.

Dans le cas du NTSC la fréquence de la sous porteuse vaut 3,57 MHz, ceci signifie que le quartz de référence du TDA 8390 doit prendre cette nouvelle valeur.

Or la fréquence de la sous porteuse pilote la ligne à retard et le retard vaut N/f, où N est le nombre de cellules et f quatre fois la fréquence de la sous porteuse.

Ce retard doit être exactement égale à la durée d'une ligne en NTSC, ceci signifie que N et f devraient être changés simultanément et ce n'est pas le cas avec le TDA 8451 où le nombre de cellules est constant.

La commutation PAL/NTSC s'effectue simplement par le niveau de tension appliqué à la broche 6 du circuit, si V6 est inférieur à 5,3 V la ligne à retard est active, cas du PAL et si V6 est supérieur à 6,7 V la ligne à retard est déconnectée, cas du NTSC.

Comme dans le cas du TDA 8452, on rencontre un PLL à 17,7 MHz, le filtre de boucle est connecté à la broche 5 du circuit.

Une alimentation 15 V est élaborée à l'intérieur et le condensateur de découplage connecté à la broche 14.

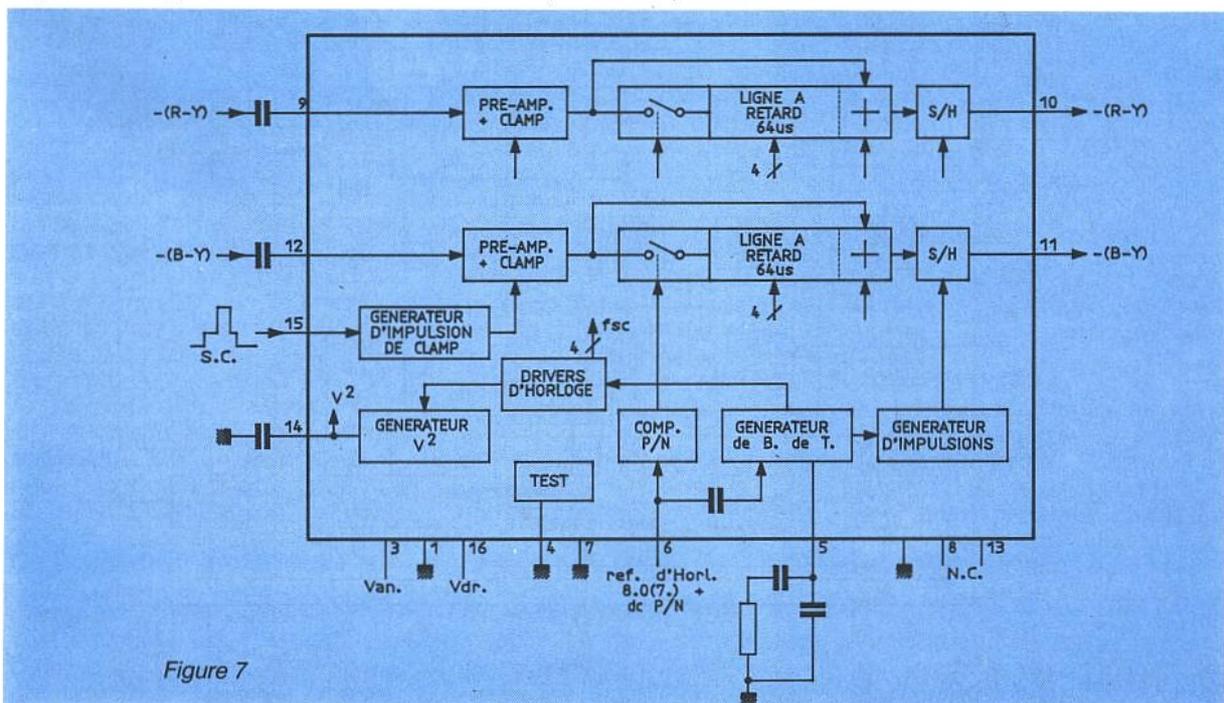


Figure 7

Le signal de sandcastle est envoyé à la broche 15 du circuit, deux broches d'alimentation sont accessibles, broche 3 pour les sous-ensembles analogiques et broche 16 pour les sous-ensembles numériques (CCD).

Compatibilité du TDA 8451 et du TDA 8451 A

Le circuit portant le suffixe A donne de meilleurs résultats en NTSC et SECAM, seul le deuxième cas nous intéresse. Le PLL interne se verrouillant sur 2 Fsc se verrouille sur la fréquence ligne dans la version A. Un filtre supplémentaire est effectué à l'entrée du circuit. En conséquence, les broches 1, 2 et 7 du TDA 8451 A sont mises à la masse et un TDA 8451 A peut remplacer un TDA 8451. Le signal à la fréquence 2 Fsc n'est plus utile. Les filtres LC placés en sortie du TDA 8490 peuvent aussi être éliminés.

TDA 8490 décodeur SECAM

Le circuit TDA 8490 est dédié au décodage SECAM et son schéma synoptique est représenté à la figure 8.

Le signal de chrominance, via un filtre passe bande en cloche, est envoyé vers l'entrée 3 du circuit intégré. Cette entrée est l'une des entrées d'un étage différentiel placé en tête du limiteur.

La seconde entrée du différentiel doit être reliée au zéro via un condensateur.

Le signal de chrominance, après passage dans les étages amplificateurs limiteurs, peut être démodulé. De la démodulation il résulte deux signaux différence de couleur envoyés vers deux chaînes de traitement pour alignement, désaccentuation, réinsertion du niveau du noir. Après traitement, on rencontre finalement un amplificateur de sortie.

Le schéma de la figure 9 représente les signaux différence de couleur après la réinsertion du niveau du noir dans le cas d'une mire de barres à 75 %.

Le signal différence de couleur - (B-Y) est disponible à la broche 11 et - (R-Y) à la broche 12 avec des amplitudes nominales de 1,6 et 1,26 V crête à crête.

Pour des deux sorties la composante continue vaut 3,8 V lorsque le signal traité correspond effectivement à un signal SECAM et dans le cas contraire la composante continue à la broche 11 vaut 0,8 V.

Les condensateurs de réalignement sont connectés aux broches 15 et 16 du circuit et les

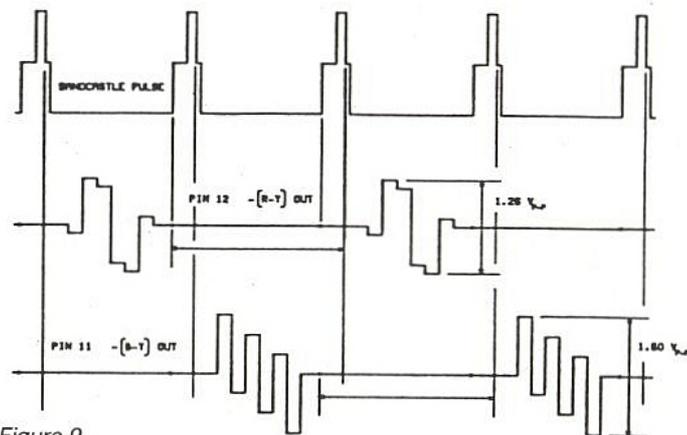


Figure 9

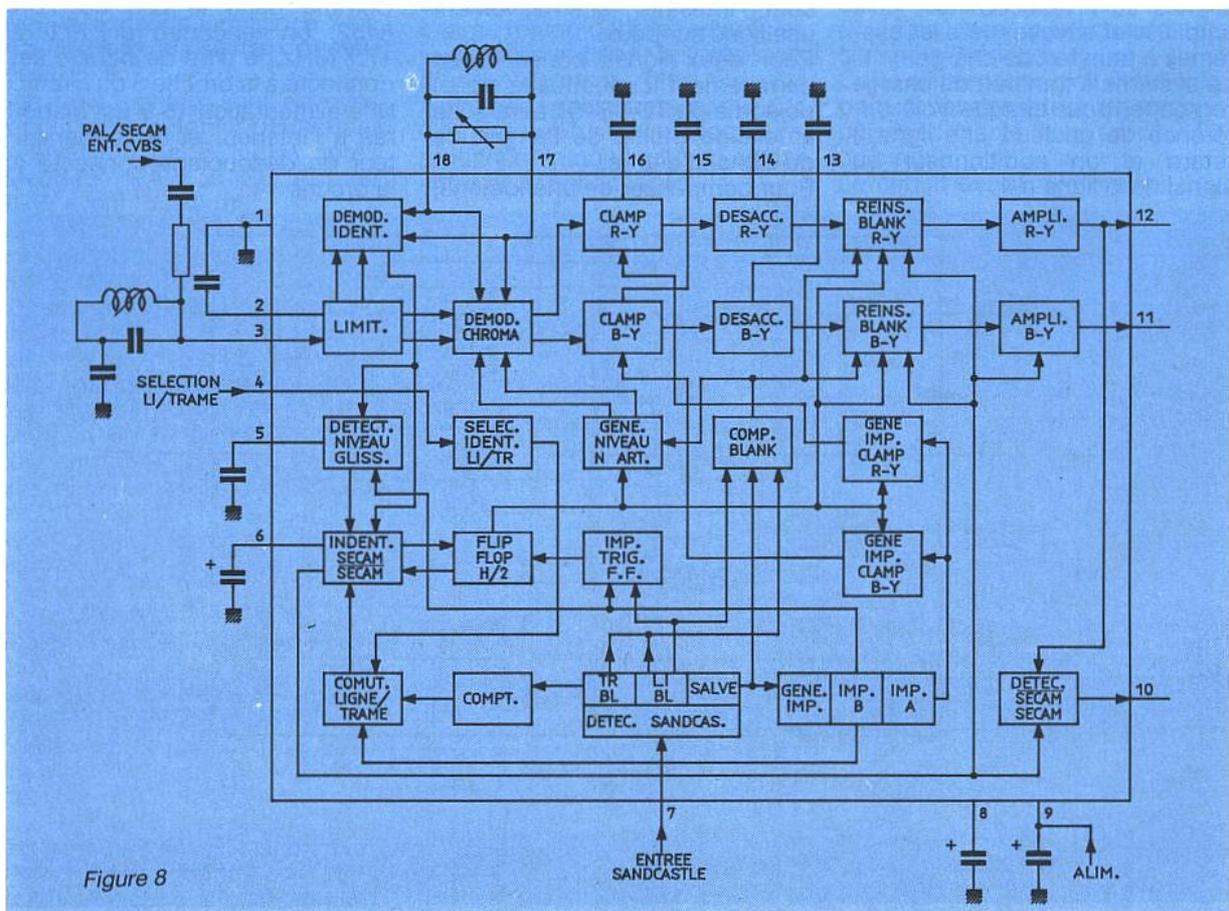


Figure 8

condensateurs de désaccentuation aux broches 13 et 14.

Une circuit accordé R, L, C parallèle est connecté entre les broches 17 et 18 du circuit. Ce circuit accordé est utilisé non seulement pour la démodulation mais aussi pour la reconnaissance du SECAM.

En SECAM, sur le palier arrière de synchronisation ligne, on transmet alternativement une ligne sur deux les sous-porteuses au repos: 4,250 et 4,40625 MHz.

Après démodulation ces deux fréquences donnent deux niveaux de tension différents qu'il suffit de détecter pour accomplir la reconnaissance.

Ce type de détection est dit identification ligne.

Une autre particularité du SECAM est la transmission, pendant le retour trame, d'un certain nombre de lignes destinées à l'identification. Les signaux particuliers transmis pendant le retour trame sont, en jargon TV, dits bouteilles.

En 1990, seul un très petit nombre de TVC identifie le SECAM en trame et uniquement en trame. Bien que ce nombre soit réduit, les signaux transmis comportent les signaux d'identification trame.

Et bien que ce type d'identification doive disparaître pour ne laisser la place qu'à la seule identification ligne, les circuits les plus récents tiennent toujours compte des deux éventualités: identification ligne et identification trame.

Le TDA 8490 n'échappe pas à cette règle et le type d'identification est sélectionné par le biais de la tension injectée à la broche 4 du circuit.

Identification trame seulement pour V4 de 0 à 2,9 V.

Identification ligne seulement pour V4 de 4,1 à 12 V.

Identification mixte ligne ou trame pour V4 recevant l'impulsion sandcastle.

L'impulsion sandcastle est appliquée à l'entrée 7 du circuit. Le tri entre les trois impulsions la constituant est classiquement effectué à l'intérieur du circuit.

A la broche 10 on dispose d'un signal logique à l'état haut lorsque le SECAM est reconnu et à l'état bas dans les autres cas.

Pour le 1, ce niveau logique vaut $2,6 V \pm 0,5$ et 0 V pour le zéro. Ce signal peut être utilisé, entre autre, pour commuter un filtre réjecteur supplémentaire sur la voie lumineuse.

Dans le cas de signaux d'entrée de mauvaise qualité la priorité est donnée au PAL et la broche

10 du TDA 8490 reste à l'état bas.

Le TDA 8490 est alimenté en + 12 V à la broche 9, la tension présente à la broche 8, utilisée en interne, doit être reliée à un condensateur de découplage.

Le problème de la transformation PAL/SECAM/RVB étant réglé, nous pouvons poursuivre l'examen de la chaîne de traitement.

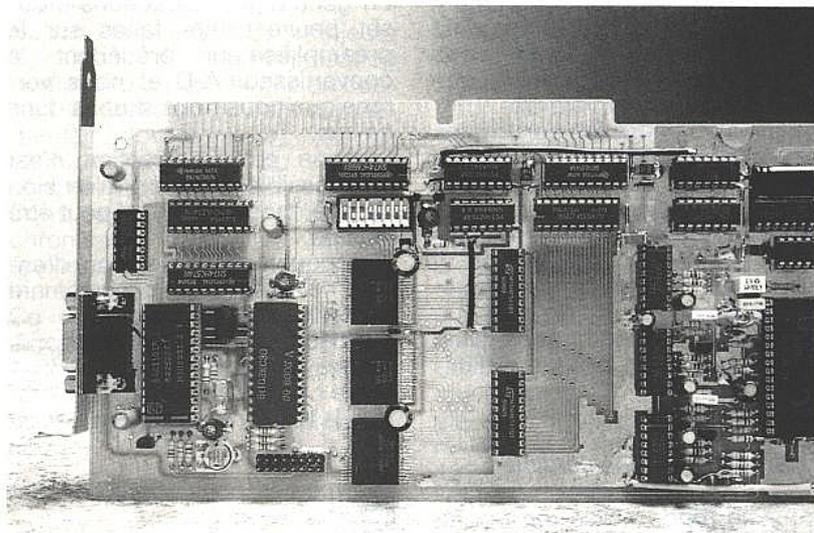
Nous disposons des trois signaux primaires R, V, B. Ces signaux sont sous une forme analogique. Après numérisation ces signaux peuvent être mémorisés et ou traités, ceci signifie que nous devons mettre en œuvre un ensemble de conversion analogique-numérique.

cription nous ne reviendrons pas sur le sujet.

Convertisseur Flash A-D 4 bits CA 3304 RCA

Le circuit RCA CA 3304 est un convertisseur analogique-numérique flash réalisé en technologie CMOS. Il répond aux applications réclamant simultanément faible consommation et grande vitesse. A titre d'exemple notons que la numérisation à 25 MHz ne réclame que 35 mW.

Le signal analogique d'entrée est codé en binaire sur 4 bits. Un bit de dépassement est nécessaire



Il est légitime, après traitement, de pouvoir, à nouveau, visualiser l'image et se rendre compte de l'effet du ou des traitements.

A ce stade l'image est sous une forme numérique, pour être visualisée on aura donc recours à la fonction conversion numérique-analogique. Les opérations de conversion A vers N et N vers A doivent s'effectuer rapidement, au rythme de 15 millions de cycles par seconde.

Pour cette raison les convertisseurs employés sont dit du type flash. Pour ces convertisseurs le temps de conversion est inférieur à un cycle d'horloge contrairement par exemple au convertisseur par approximations successives.

Pour la conversion A vers N, nous utilisons trois circuits RCA 3304 et pour la conversion N vers A, un Brooktree Bt 103 Kc-30 regroupant trois convertisseurs.

Nous commencerons donc par la description de ces circuits assez particuliers.

La mémoire SONY CX 1206 M ayant déjà fait l'objet d'une des-

cription nous ne reviendrons pas sur la mise en cascade de deux circuits identiques et permet la quantification sur cinq bits.

La vitesse d'échantillonnage peut être doublée en accouplant deux circuits en parallèle.

Finalement, une information échantillon n et échantillon n + 1 différents est disponible et peut être utilisée pour la compression de données.

Fonctionnement du circuit

Un cycle d'horloge est nécessaire pour accomplir la numérisation. Pour chaque cycle d'horloge le fonctionnement est séparé en deux parties: la phase de calibration lorsque le signal d'horloge est au zéro et la phase d'échantillonnage lorsque le signal d'horloge est au 1 logique. Pendant la phase de calibration on prépositionne chacun des seize intégrateurs aux valeurs des seize seuils de discrimination.

Pour chacun de ces seize seuils les tensions de discrimination $V(n)$ sont données par la relation: $V(n) = V_{ref} / ((2n - 1)/32)$

Dans cette relation n est compris entre 1 et 16 et V_{ref} est la tension de référence appliquée entre V_{ref+} et V_{ref-} .

Pendant la phase de mesure on applique le signal à échantillonner simultanément à l'entrée des seize comparateurs.

A la sortie de ces seize comparateurs on récupère un mot de seize bits, reflet de l'amplitude du signal d'entrée.

L'état de ces seize comparateurs est stocké à la fin de la période de mesure. On trouve ensuite une table de conversion à seize entrées et cinq sorties.

Cette table convertit le mot de seize bits en un mot binaire de cinq bits. Le cinquième bit est le bit de dépassement.

Lorsque le bit de dépassement passe à 1 les quatre sorties data restent au niveau 1. Le code binaire n'est donc valable que sur les quatre premiers bits.

Avant d'atteindre les sorties, les données sont stockées dans des bascules D. Ces bascules permettent de disposer simultanément des données correspondant à l'échantillon n et à l'échantillon $n + 1$. De cette manière on peut générer un signal de continuité : échantillon n et $n + 1$ identiques ou différents.

Opération en mode continu

Pour ce mode on se reporte au diagramme des temps du schéma de la **figure 10**.

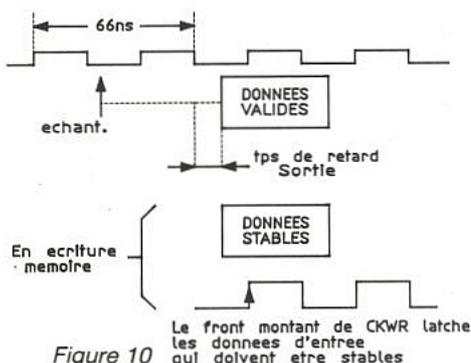


Figure 10

Le front montant de l'horloge d'échantillonnage marque le début du cycle d'acquisition. Tant que le signal d'horloge est à l'état haut la sorties des seize comparateurs reflètent l'amplitude du signal d'entrée.

Sur le front descendant d'horloge seize bascules internes mémorisent l'état des comparateurs. Ceci termine la phase d'échantillonnage et démarre la phase de compensation automatique.

Pendant que l'horloge est à l'état bas les signaux de sortie des bascules se propagent vers la mémoire de transcodage qui délivre un mot de six bits.

Ce mot de six bits est appliqué aux entrées D des bascules de sortie et apparaît en sortie avec un retard t_d sur le prochain front montant d'horloge.

Ce front montant est aussi le début d'une nouvelle phase d'acquisition.

Le retard t_d varie entre 30 et 45 ns pour les circuits CA 3304 et CA 3304 A, ce qui correspond pratiquement à une demi-période d'horloge à 15 MHz.

Utilisation

En général les corrections d'offset peuvent être faites sur le préamplificateur précédant le convertisseur A-D et nous verrons que nous nous situons dans ce cas.

Lorsque cette correction n'est pas possible en amont, la tension de référence basse V_{ref} peut être ajustée.

Théoriquement la tension d'entrée nécessaire au basculement du demi-LSB vaut $V_{ref}/32$.

On peut donc agir sur V_{ref} pour obtenir un code alterné 0 ou 1 sur le bit le moins significatif lorsque la tension d'entrée vaut $V_{ref}/32$.

Les mêmes considérations sont applicables au gain.

La correction en amont consiste à modifier le gain du préamplificateur précédant le convertisseur A-D.

Si le gain de cet amplificateur ne peut être modifié, on agit alors sur la tension V_{ref+} du convertisseur.

V_{ref} est ajusté pour que le code de sortie oscille entre 0111 et 1111 lorsque la tension d'entrée est maximale.

Les schémas de la **figure 11** donnent deux exemples d'utilisation du convertisseur CA 3304.

Dans le premier cas le convertisseur fonctionne avec une seule source d'alimentation.

Dans le second cas le convertisseur fonctionne avec deux sources d'alimentation distinctes : + 5 V et - 1,5 V.

Le choix de la configuration dépend essentiellement de la dynamique du signal d'entrée à numériser.

En ce qui concerne la linéarité intégrale est la linéarité différentielle les meilleurs résultats sont obtenus lorsque $(V_{ref+}) - (V_{ref-})$ est supérieure à 0,5 V.

Avec ces circuits on prendra les précautions d'usage, plan de

masse lorsque ceux-ci sont possibles, découplages soignés à proximité des entrées et l'on évitera un recouvrement des trajets analogiques et numériques.

Triple convertisseur D-A Bt 103 Brooktree

Le Bt 103 Brooktree est un triple vidéodac, spécialement conçu pour les applications haut de gamme, son schéma synoptique interne est représenté à la **figure 12**.

Un signal de synchronisation composite et un signal d'effacement composite synchronisés par l'horloge pixel peuvent éventuellement être envoyés vers le circuit.

Une référence de tension interne de 1,2 V simplifie la mise en œuvre et une seule résistance ajustable externe détermine les courants de sortie pleine échelle. Les trois courants de sortie IOR, IOV et IOB générés par le Bt 103 sont compatibles avec le format RS 343 A.

Ces trois sorties sont capables de débiter sur une double charge de 75 ohms sans avoir recours à des buffers supplémentaires.

Les erreurs de linéarité différentielle et intégrale sont garanties inférieures à $\pm 1/16$ LSB et $\pm 1/8$ LSB sur toute la plage de température. La fréquence de fonctionnement maximale est de 75 MHz pour la version standard et de 30 MHz pour le Bt 103 KC 30 que nous employons.

Les douze informations de couleur Ro-R3, Vo-V3 et Bo-B3 sont envoyées vers le triple DAC Bt 103 en compagnie de l'horloge pixel. Les douze informations sont stockées dans des bascules internes par le front montant de l'horloge.

L'entrée de commande synchronisation composite permet de différencier deux modes de fonctionnement : addition ou non du signal de synchronisation composite sur la sortie IOR.

Pour ces deux modes on se référera au schéma de la **figure 13**.

Si l'entrée SYNC est au niveau zéro en permanence il n'y a pas d'addition de la synchronisation sur le signal IOR et pour la pleine échelle les trois signaux ont exactement la même amplitude. Dans ce mode le signal d'effacement composite réagit sur le courant de sortie : 0 mA pendant l'effacement et 1,19 mA pour le niveau du noir.

Le niveau du noir est obtenu lorsque les douze entrées sont au zéro. Pour la pleine échelle, douze entrées au niveau logique

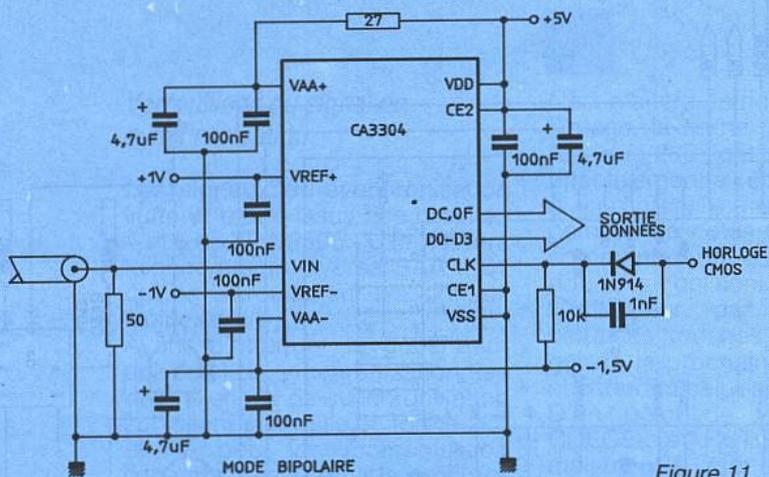


Figure 11

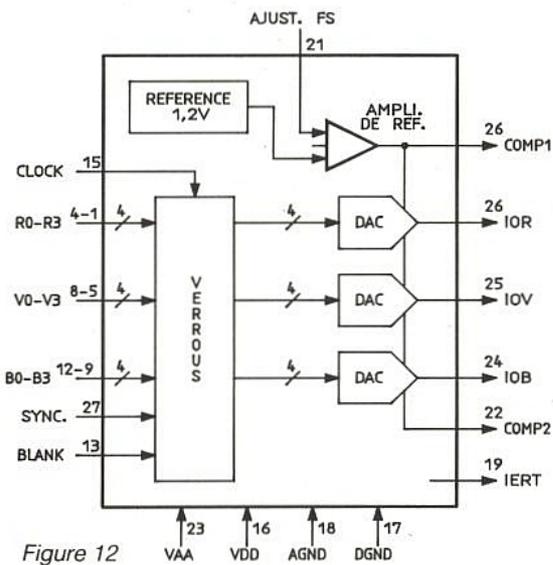
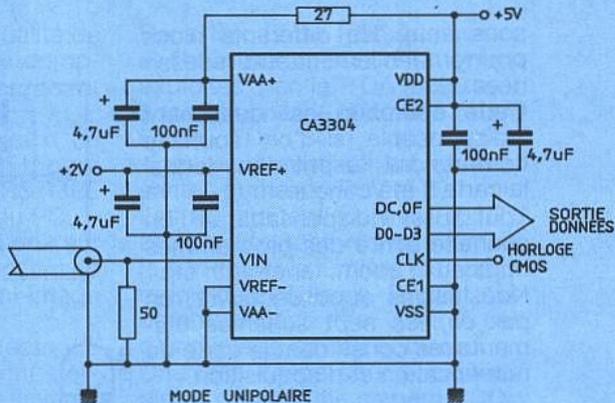


Figure 12

1 le courant de sortie vaut 19,05 mA pour les trois sorties IOR, IOV et IOB.

Si, sur l'entrée SYNC, on injecte le signal de synchronisation composite on additionne au courant de sortie un courant supplémentaire dont la valeur : 7,62 mA vaut environ 30 % du courant nominal pleine échelle.

Dans ce mode le signal de synchronisation composite doit être appliqué lorsque le signal de blanking est présent.

Ce qui revient à dire que les signaux SYNC et BLANK ne peuvent pas être simultanément à zéro, sauf dans le cas où il n'y a pas d'ajout de synchronisation.

Le signal de synchronisation composite se superpose alors au signal vert utile.

Ceci revient à dire que le signal vert est translaté par rapport aux signaux rouge et bleu.

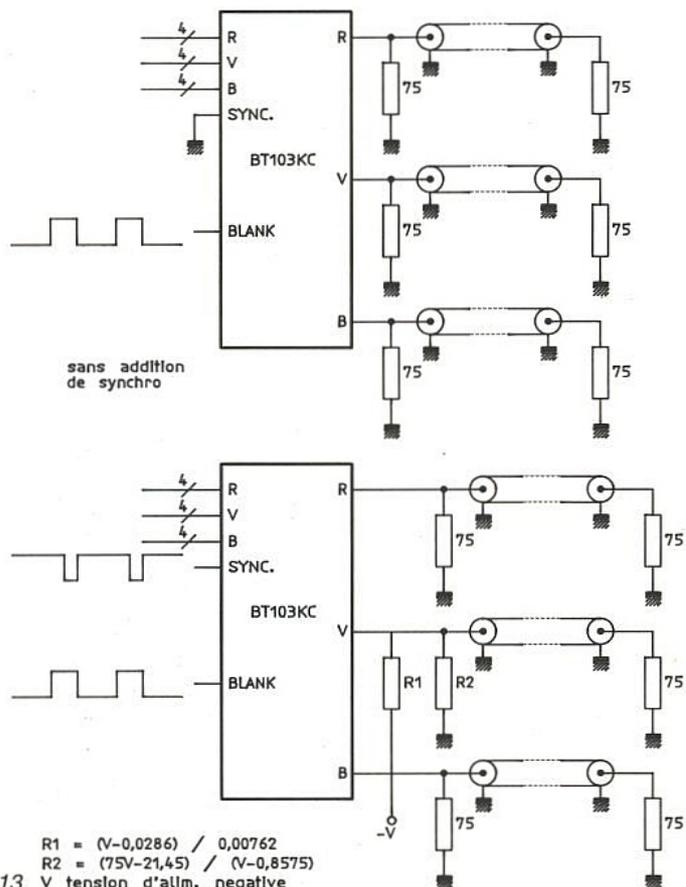
Pour rétablir l'homogénéité des trois signaux entre les signaux R, V, B on adopte le schéma de la figure 13.

Sur ce schéma on remarque la présence d'une résistance supplémentaire reliée à une source de tension négative.

L'impulsion de synchronisation évolue entre -0,286 V et 0 V. Les trois niveaux du noir valent exactement 0 V et la tension pleine échelle 0,714 V lorsque la résistance d'ajustement vaut 499 Ohms.

Nous en avons terminé avec la description des composants nouveaux mis en œuvre sur la carte de numérisation et d'acquisition.

Vous avez suffisamment attendu, il est temps d'aborder le vif du sujet. Nous commencerons naturellement par l'examen du schéma de principe.



$$R1 = (V - 0,0286) / 0,00762$$

$$R2 = (75V - 21,45) / (V - 0,8575)$$

V tension d'alim. négative

Figure 13

SCHEMA DE PRINCIPE DE LA CARTE DE NUMERISATION ET ACQUISITION

Le schéma de la carte PC a été scindé en sept schémas élémentaires. Pour une bonne compréhension du système ainsi qu'une bonne vue d'ensemble nous vous conseillons l'opération suivante :

Photocopier chaque schéma élémentaire, disposer tous ces schémas sur une feuille ou calque de grand format : A0 par exemple, et de manière logique, en haut à gauche le décodeur PAL/SECAM puis, immédiatement à droite la conversion A/N etc...

Lorsque tous les schémas seront parfaitement disposés les liai-

sons entre les différents blocs pourront facilement être redessinées.

Cette opération est quasiment indispensable si l'on souhaite comprendre l'esprit dans lequel la carte a été conçue.

Tout aussi indispensable si l'on souhaite écrire des programmes originaux : zoom, fenêtrage, etc. Nous allons donc découvrir, un par un, les sept schémas élémentaires constituant la carte de numérisation et d'acquisition.

Détection de synchronisation

Le schéma de principe de la circuiterie de synchronisation d'entrée est représenté à la **figure 14**. Le signal vidéocomposite est injecté à la broche 11 du TDA 2595, U1 chargé du tri de la synchronisation, U1 chargé du tri de la synchronisation.

Lorsque ce circuit est correctement réglé, il délivre un certain nombre de signaux exploités par les téléviseurs.

Dans la configuration qui nous intéresse seuls trois signaux sont exploités : le signal de synchronisation ligne issu de la broche 4, le signal de synchronisation trame issu de la broche 9 et le signal de clamp ou burst issu de la broche 6.

Ces trois signaux participent à deux actions principales : fabrication d'un signal dit sandcastle, à trois niveaux, et verrouillage du générateur universel de synchronisation U4, SAA 1101.

Elaboration du signal sandcastle

Le signal issu de la broche 6 correspond, d'un point de vue timing, au signal de clamp ou de sélection du burst. La présence de la résistance R10 placée entre l'alimentation et l'entrée 2 décale le niveau de l'impulsion délivrée à la broche 6.

Pour cette impulsion nous avons +6V pour le niveau bas et +12V pour le niveau haut.

L'excursion de ce signal est inappropriée à la reconstitution du sandcastle.

La première opération consiste donc à rétablir l'excursion 0, +12V. Cette opération s'effectue en deux temps, grâce à deux portes TTL, U33F et U33E.

A la sortie de U33F le signal est inversé et a une excursion +5,0.

A la sortie de U33E, le signal est de nouveau inversé et a donc la polarité ad hoc et l'excursion vaut 0, +12V.

Du générateur de synchronisation universel on extrait la synchronisation ligne - broche 22 du

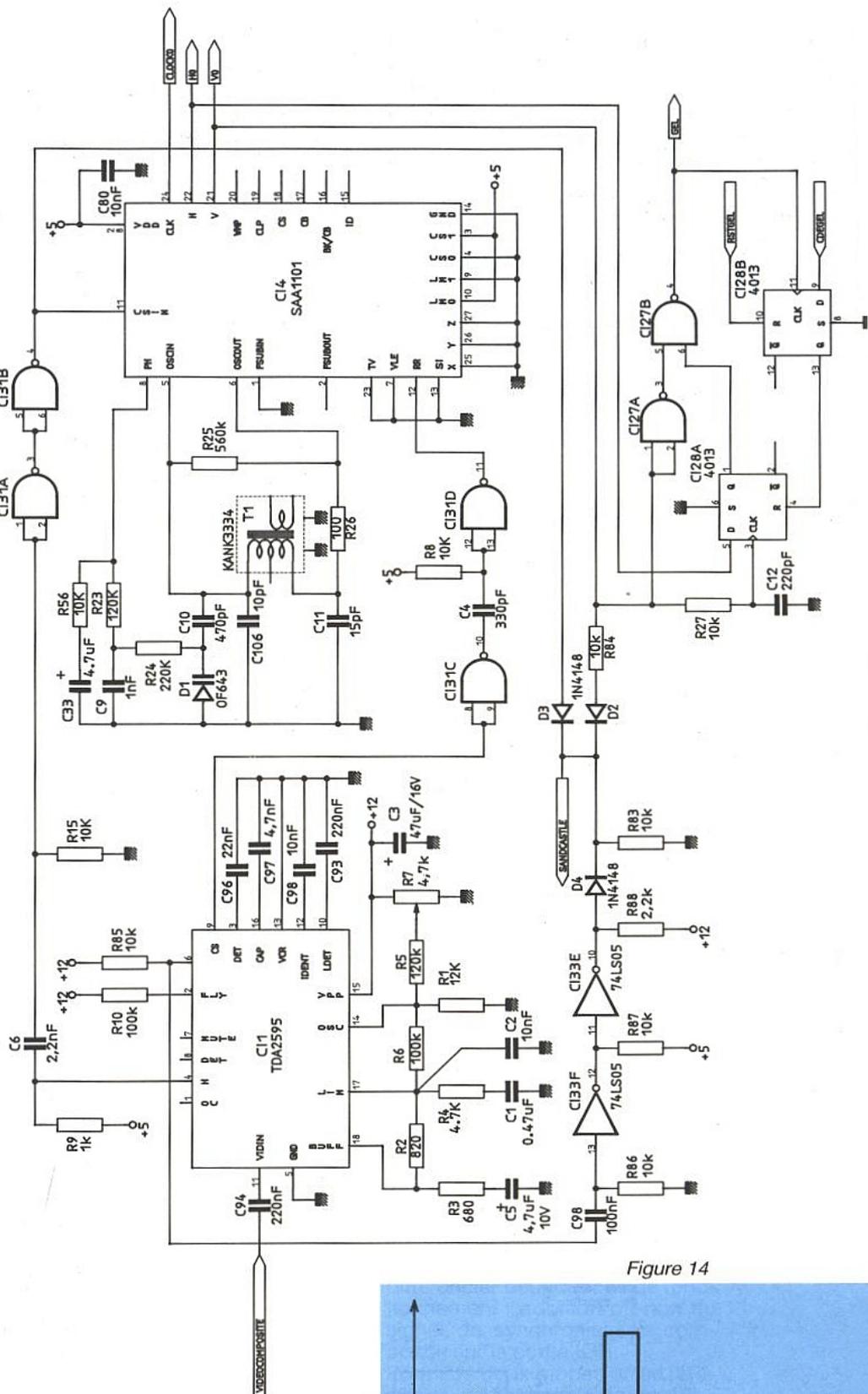


Figure 14



U4 - et la synchronisation trame - broche 21 de U4 -. Ces deux signaux ont une excursion de 0, +5V.

Ces trois signaux sont pondérés et envoyés vers un additionneur à diodes D2, D3 et D4.

Aux bornes de R83 on récupère un signal sandcastle à trois niveaux dont l'aspect est représenté à la **figure 15**.

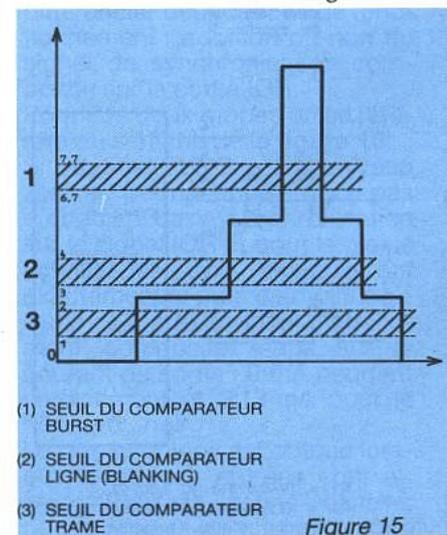


Figure 15

Verrouillage du signal de synchronisation

Les signaux de synchronisation ligne et trame issus des broches 4 et 9 du TDA 2595 - U1 - pilotent le générateur universel SAA 1101 qui se verrouille sur les signaux incidents.

Avant d'attaquer le générateur universel de synchronisation, les deux signaux de synchronisation subissent une mise en forme : C₆ et R₁₅ pour la synchronisation ligne et C₄ et R₈ pour la synchronisation trame.

Après mise en forme le signal de synchronisation ligne devient un signal d'effacement ligne utilisé pour la reconstitution du signal sandcastle et pour l'asservissement ligne du SAA 1101 recevant ce signal sur sa broche 11.

Le front montant de l'impulsion trame est dérivé de manière à obtenir une brève impulsion de remise à zéro des compteurs ligne. Cette impulsion est envoyée sur la broche 12 du SAA 1101. L'oscillateur du SAA 1101 est une porte inverseuse connectée entre les broches 5 et 6. Cette porte associée aux divers éléments tels que T₁, C₁₀-C₁₁-C₁₀₆ et D₁ constitue un VCO.

Lorsque le générateur de synchronisation est verrouillé sur les signaux ligne et trame incidents la fréquence de l'oscillateur vaut exactement 960 Fh soit 15 000 MHz.

Les signaux de sortie notés clockO, HO et VO, du SAA 1101 cadenceront le système d'écriture en mémoire. Ce système d'écriture recevra en outre un signal d'autorisation en synchronisme avec l'image. De cette manière le début de l'image, première ligne en haut de l'écran, se trouvera au début de la mémoire, premières adresses.

Elaboration du signal GEL

Le signal d'autorisation d'écriture, en fait un WE (Write Enable) pour la mémoire, est élaboré à partir de trois signaux.

Seule une des deux trames peut être stockée, la sélection de la trame est confiée à la bascule U28A. Le signal de sortie à la broche 1 bascule à chaque trame, il a donc une période de 40 ms.

Ce signal est combiné au signal de synchronisation trame de manière à interdire l'écriture pendant le retour trame.

Ce mécanisme est impératif car une trame comporte 312,5 lignes, et la mémoire ne stocke que 306 lignes.

Ceci n'altère en rien la qualité de l'image, la trame utile ne comptant que 285 lignes apparaissant effectivement à l'écran.

A la figure 14 les signaux de commande notés CDEGEL pour commande de gel et RSTGEL pour reset gel sont issus du PC.

L'utilisateur, par pression sur certaines touches, autorisera le gel de la prochaine demi-image ou interdira celui-ci.

D'un point de vue électrique CDEGEL et RSTGEL sont normalement à l'état bas. A l'initialisation une impulsion doit être envoyée sur RSTGEL.

Le signal GEL passe alors à l'état bas pendant toute la période utile - 285 lignes - de la même trame.

Chaque nouvelle demi-image, une fois sur deux, est écrite en mémoire. Si le niveau de l'entrée CDEGEL passe à 1, l'utilisateur demande le gel et la prochaine trame sera stockée et l'écriture désormais interdite.

Pour ce faire, le signal CDEGEL aura une durée minimale de 40 ms et dès la fin de la trame mémorisée le signal GEL passe à l'état haut interdisant une nouvelle écriture.

N'oublions pas que le signal GEL correspond au signal WE des mémoires vidéo.

Le retour au mode normal s'effectue bien entendu en envoyant une brève impulsion à l'entrée RSTGEL.

Décodeur PAL/SECAM

Le schéma du décodeur PAL/SECAM est représenté à la figure 16. Il regroupe les quatre circuits intégrés Philips participant à la fonction de décodage TDA 8490, TDA 8451 et TDA 8452.

Ce schéma reprend in extenso, la note d'application relative à ces circuits.

les deux entrées vidéocomposite sont envoyées vers les broches 14 et 16 du circuit intégré TDA 8452.

Lorsque la tension appliquée à la broche 9 est inférieure à 1,5 V, la première entrée - broche 14 - est sélectionnée et lorsque cette tension est supérieure à 4,0 V la deuxième est sélectionnée. Le schéma de la figure montre les diverses possibilités offertes : sélection d'un signal, un signal vidéocomposite parmi 2 ou sélection des entrées R, V, B synchro.

Le circuit TDA 8452 combine filtrage et retard. Le signal de luminosité est disponible à la broche 3, le signal de chrominance à la broche 5 et un signal composite retardé à la broche 4.

Dans le cas du PAL, luminosité et chrominance sont directement exploités par le TDA 8390 qui, accompagné de la ligne à retard 64 μ s, TDA 8451, décode les signaux et restitue les composantes primaires R, V et B.

Les trois potentiomètres R₄₂, R₄₃ et R₄₄ affectent respectivement le contraste, la lumière et la saturation des couleurs. R₄₄ est évidemment sans effet dans le cas d'une image en noir et blanc.

Une telle image peut par exemple provenir d'une caméra CCD.

En SECAM le signal retardé est premièrement légèrement amplifié puis filtré par un filtre en cloche : R₅₇, C₅₈, C₅₉ et T₂.

Le filtre est ajusté sur la fréquence de 4,286 MHz. La démodulation des signaux différence de couleur est assurée par le TDA 8490.

Le circuit résonant T₃, C₃₅, R₅₈ est utilisé à la fois pour la détection du SECAM et pour la démodulation.

Le signal retardé et amplifié est noté VIDEOCOMPOSITE et est envoyé vers le sous-ensemble de tri de synchronisation.

Après tri des tops de synchronisation et verrouillage du générateur universel on élabore le signal dit de SANDCASTLE, signal à trois niveaux injecté aux trois circuits TDA 8390, TDA 8490 et TDA 8451.

Les avantages principaux de ce décodeur PAL/SECAM sont : son apparente simplicité pour l'utilisateur, une bonne intégration et l'absence de réglage en PAL.

En SECAM, les deux réglages T₂ et T₃ sont simples. Avec ce décodeur les résultats sont bons en PAL et corrects en SECAM.

En SECAM la qualité pourrait être améliorée en ajoutant un filtre réjecteur sur le trajet de la luminosité.

En principe les versions TDA 8451A et surtout 8452A devraient donner des résultats supérieurs.

Avec les résultats TDA 8451 et 8452, la qualité est suffisante pour notre carte de numérisation de d'acquisition.

Les signaux rouge, vert et bleu sont ensuite transmis au sous-système de numérisation.

Conversion analogique numérique des signaux R, V, B

Le schéma de la conversion numérique des signaux analogiques R, V, B délivrés par le décodeur PAL/SECAM est représenté

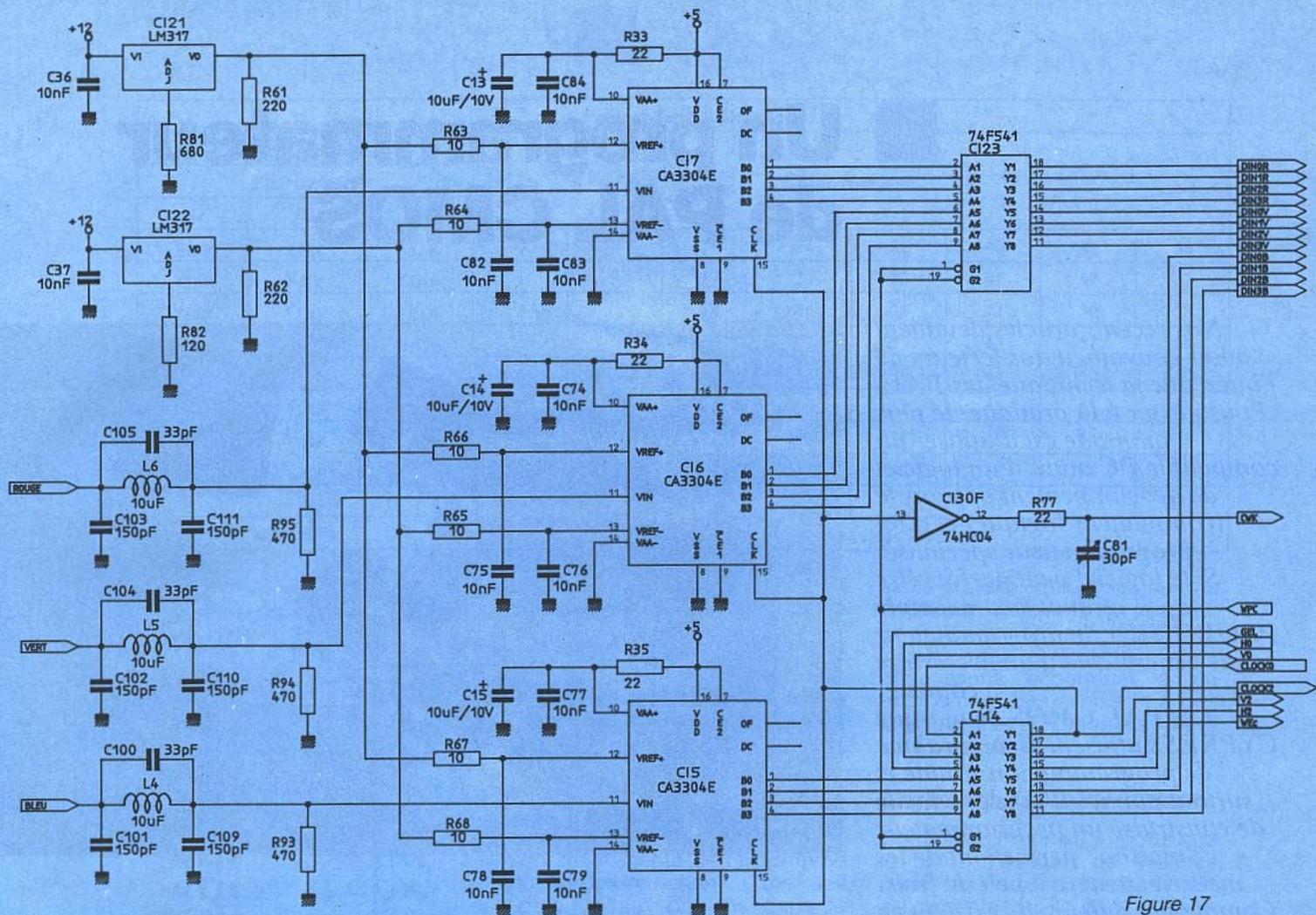
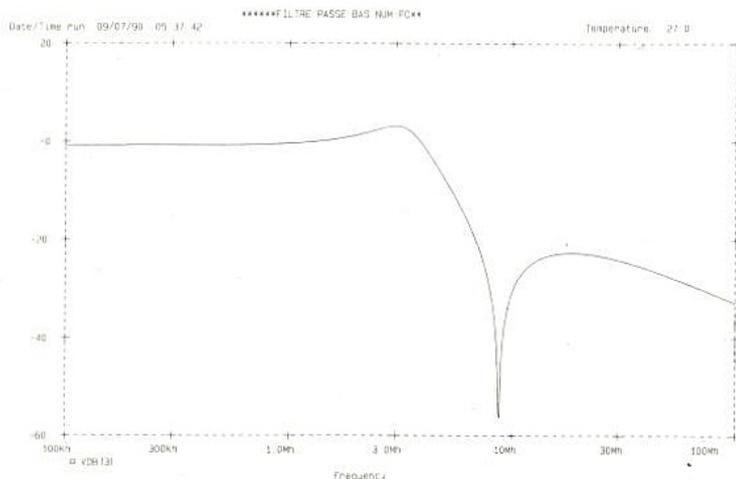


Figure 17

à la **figure 17**. Pour la conversion on fait appel à trois convertisseurs quatre bits RCA CA3304. Les trois voies R, V et B étant identiques, nous ne traiterons que le cas d'une seule voie. Le signal est préalablement filtré avant d'atteindre l'entrée du convertisseur A-D. L'impédance de sortie du TDA 8390 qui délivre les signaux primaires vaut 50 Ohms et cette impédance est prise en compte pour calculer le filtre passe-bas d'entrée dont la réponse est donnée à la **figure 18**. Les tensions des seuils de discrimination sont issues de deux

régulateurs U₂₁ et U₂₂, régulateurs LM 317 boîtier TO 92. Les résistances R₈₁ et R₈₂ fixent ces tensions. La tension de référence basse est voisine de 2 V et la tension de référence haute proche de 5 volts. Il n'est pas nécessaire que ces tensions soient ajustables, les commandes de lumière et de contraste étant accessibles sur le TDA 8390. La commande de lumière sera utilisée pour faire coïncider le niveau du noir avec la tension de référence basse et la commande

de contraste sera utilisée pour faire coïncider le niveau du blanc avec la tension de référence haute. Nous reviendrons sur ce point lorsqu'il sera temps de régler la carte. Les trois convertisseurs U₅, U₆ et U₇ sont cadencés par le signal d'horloge CLOCK0 en provenance du générateur universel de synchronisation SAA 1101, U₄. Les signaux R, V, B numérisés sur quatre bits sont disponibles aux broches 1, 2, 3 et 4 des convertisseurs. Le bit le moins significatif est sur la broche 1 et le plus significatif sur la broche 4. En fonction du niveau du signal WPC, ces signaux sont ou ne sont pas envoyés vers les mémoires. WPC est un ordre venant du microprocesseur, si WPC est à zéro, le système d'acquisition - décodeur PAL/SECAM - pilote les mémoires et si WPC est à + 5 V, le microprocesseur pilote les mémoires. Nous terminerons cette étude dans notre prochain numéro en traitant de l'interfaçage avec le PC (AT) et en vous présentant la réalisation pratique.



F et G de DIEULEVEULT

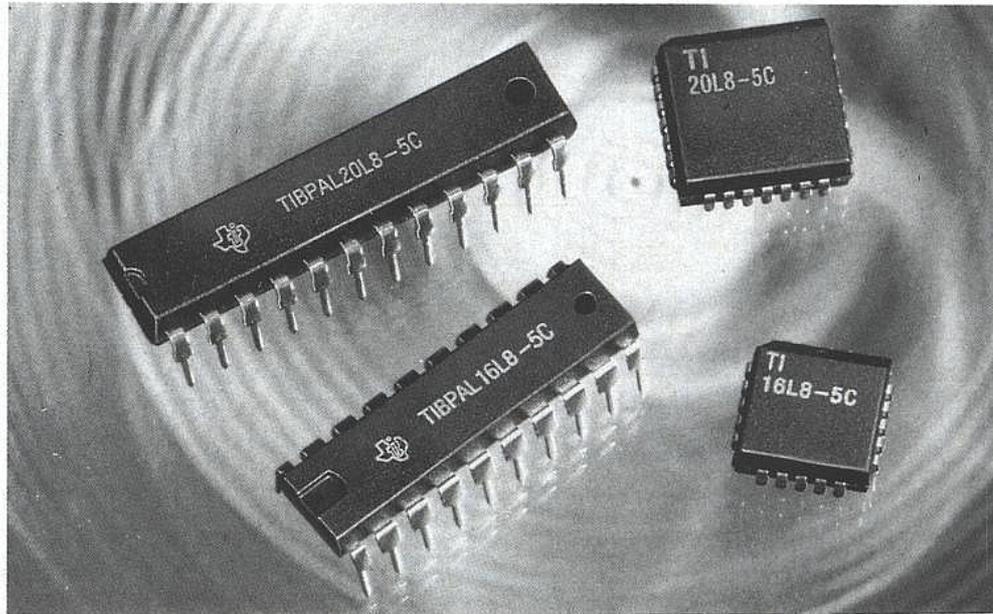
Un programmeur de PAL CMOS

Nos récents articles devraient avoir convaincu nos lecteurs de l'intérêt de la technique des PAL.

Pour passer à la pratique, le plus commode est d'utiliser un compatible PC muni d'un logiciel de développement approprié (compilateur logique) et d'un programmeur spécialisé.

Si le logiciel peut parfois être gratuit (par exemple PROLOGIC), le programmeur reste généralement un accessoire coûteux.

Les PAL CMOS de marque CYPRESS utilisent un algorithme de programmation simple et surtout public. Il est donc facile de construire un programmeur "maison" permettant de les mettre en œuvre à peu de frais. Comme par ailleurs ils existent en version effaçable, nous tenons là tous les éléments d'un système de développement très puissant.



Les PAL selon CYPRESS

CYPRESS (représenté en France par NEWTEK) est connu comme un fabricant de circuits intégrés particulièrement novateur, en particulier dans le domaine des mémoires.

Ses PAL en technologie CMOS sont spécialement bien placés en matière de consommation et existent dans les références les plus populaires : 16R8, 16L8, 16R4, 16R6 et 18G8 pour ce qui est de la "série 20" à vingt broches.

Ils font en fait appel à une technique similaire à celle des EPROM, autorisant un effacement du "plan de fusibles" par exposition aux ultraviolets.

Cela signifie qu'en fabrication, ces réseaux logiques programmables peuvent être testés à 100 % par programmation et effacement : le taux de défektivité d'environ 2 %, classique avec les PAL à fusibles, est donc ramené ici à zéro.

Si l'on choisit l'exécution en boîtier céramique à fenêtre, l'effacement est possible à l'aide d'un simple effaceur d'EPROM : c'est

très appréciable en phase de développement, riche en tâtonnements et modifications.

Les versions "OTP" (One Time Programmable) présentées en boîtier plastique ne sont par contre pas effaçables, mais coûtent nettement moins cher : on peut donc les utiliser en production de série de façon compétitive.

LES FONCTIONS DU PROGRAMMEUR

Un programmeur de PAL performant doit être capable de vérifier la virginité des composants neufs, de les programmer selon un fichier JEDEC issu de la phase d'étude, et de contrôler le succès de la programmation.

Cela suppose, pour chaque famille de PAL susceptible d'être utilisée, l'implémentation d'un algorithme de programmation et de contrôle adapté.

Ces procédures varient cependant considérablement d'une marque à l'autre, parfois même pour des produits très similaires. De plus, ces données sont

Product Term Addresses										
Binary Addresses			Line Number							
Pin Numbers										
(4)	(3)	(2)								
VILP	VILP	VILP	0	8	16	24	32	40	48	56
VILP	VILP	VIHP	1	9	17	25	33	41	49	57
VILP	VIHP	VILP	2	10	18	26	34	42	50	58
VILP	VIHP	VIHP	3	11	19	27	35	43	51	59
VIHP	VILP	VILP	4	12	20	28	36	44	52	60
VIHP	VILP	VIHP	5	13	21	29	37	45	53	61
VIHP	VIHP	VILP	6	14	22	30	38	46	54	62
VIHP	VIHP	VIHP	7	15	23	31	39	47	55	63
			D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
Programmed Data Input										

Figure 1

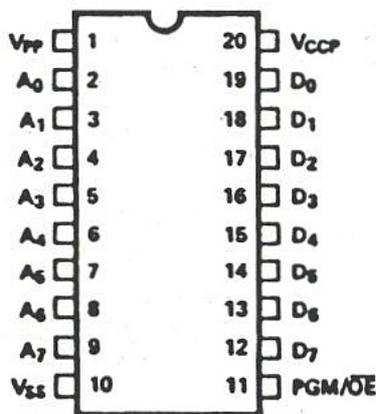


Figure 2

tenues secrètes par la plupart des fabricants, qui cherchent à imposer l'emploi de programmeurs du commerce "agrées" par leurs soins.

Plusieurs marques produisent les PAL CMOS effaçables soit aux UV, soit électriquement : CYPRESS, TEXAS INSTRUMENTS, ICT, AMD/MMI, etc.

Ce n'est que chez CYPRESS que nous avons trouvé une description satisfaisante de l'algorithme de programmation dans les "data books" diffusés dans le public. Certaines autres marques doivent pouvoir communiquer ces données mais à l'heure où nous écrivons ces lignes seul TEXAS INSTRUMENTS a répondu favorablement et un peu trop tard pour que nous puis-

sions les exploiter. Nous aurons l'occasion de revenir sur le sujet. En nous limitant aux seuls PAL CMOS de CYPRESS, nous aboutissons cependant à un équipement très simple et à des logiciels d'exploitation qui ne le sont pas moins.

L'algorithme de programmation

Comme un PAL ne comporte que le strict minimum de broches nécessaire aux entrées-sorties et à l'alimentation, la commutation du mode "utilisation" au mode "programmation" se fait habituellement par application à certaines broches de tensions très supérieures à 5 V.

Dans le cas des PAL CMOS de CYPRESS, ce "super voltage"

Input Term Addresses					
Input Term Numbers	Binary Addresses				
	Pin Numbers				
	(9)	(8)	(7)	(6)	(5)
0	VILP	VILP	VILP	VILP	VILP
1	VILP	VILP	VILP	VILP	VIHP
2	VILP	VILP	VILP	VIHP	VILP
3	VILP	VILP	VILP	VIHP	VIHP
4	VILP	VILP	VIHP	VILP	VILP
5	VILP	VILP	VIHP	VILP	VIHP
6	VILP	VILP	VIHP	VIHP	VILP
7	VILP	VILP	VIHP	VIHP	VIHP
8	VILP	VIHP	VILP	VILP	VILP
9	VILP	VIHP	VILP	VILP	VIHP
10	VILP	VIHP	VILP	VIHP	VILP
11	VILP	VIHP	VILP	VIHP	VIHP
12	VILP	VIHP	VIHP	VILP	VILP
13	VILP	VIHP	VIHP	VILP	VIHP
14	VILP	VIHP	VIHP	VIHP	VILP
15	VILP	VIHP	VIHP	VIHP	VIHP
16	VIHP	VILP	VILP	VILP	VILP
17	VIHP	VILP	VILP	VILP	VIHP

Figure 3

Input Term Addresses					
Input Term Numbers	Binary Addresses				
	Pin Numbers				
	(9)	(8)	(7)	(6)	(5)
18	VIHP	VILP	VILP	VIHP	VILP
19	VIHP	VILP	VILP	VIHP	VIHP
20	VIHP	VILP	VIHP	VILP	VILP
21	VIHP	VILP	VIHP	VILP	VIHP
22	VIHP	VILP	VIHP	VIHP	VILP
23	VIHP	VILP	VIHP	VIHP	VIHP
24	VIHP	VIHP	VILP	VILP	VILP
25	VIHP	VIHP	VILP	VILP	VIHP
26	VIHP	VIHP	VILP	VIHP	VILP
27	VIHP	VIHP	VILP	VIHP	VIHP
28	VIHP	VIHP	VIHP	VILP	VILP
29	VIHP	VIHP	VIHP	VILP	VIHP
30	VIHP	VIHP	VIHP	VIHP	VILP
31	VIHP	VIHP	VIHP	VIHP	VIHP
P0	VILP	VILP	Vpp	X	X
P1	VILP	VIHP	Vpp	X	X
P2	VIHP	VILP	Vpp	X	X
P3	VIHP	VIHP	Vpp	X	X

Vpp est de 13,5 V nominal, mais tout semble se passer encore normalement à 12 V.

Le tableau de la **figure 1** montre comment l'application de Vpp à différentes broches commute le PAL dans divers modes de fonctionnement que nous n'exploiterons d'ailleurs pas nécessairement en totalité.

La **figure 2** indique les fonctions de toutes les broches du PAL en mode "programmation", brochage qui rappelle à s'y méprendre celui d'une simple EPROM.

Les différences sont en effet sensiblement les mêmes entre un PAL à fusibles et un PAL CMOS, qu'entre une PROM à fusibles et une EPROM. En particulier, un PAL CMOS ne consomme qu'une cinquantaine de milliam-pères en mode "programmation" contre au moins 400 pour un PAL à fusibles.

L'adressage des 2048 fusibles d'un PAL CMOS de la "série 20" se fait sous la forme de 256 mots de huit bits, par l'intermédiaire des lignes d'adresse et de données définies à la figure 2.

Les tableaux de la **figure 3** indiquent pour leur part comment construire ces octets en fonction des "fusibles à détruire" (pour conserver le vocabulaire classique en matière de PAL).

Cela étant posé, programmer ou lire un bloc de huit "fusibles" n'est ni plus ni moins compliqué que programmer ou lire une adresse d'EPROM : seul le brochage diffère.

La **figure 4** reproduit la procédure "interactive" conseillée par le fabricant, qui n'a cependant rien d'impératif : compte tenu du faible nombre d'octets à programmer, on peut se permettre de perdre un peu de temps en appliquant systématiquement la durée maximale de l'impulsion de programmation, soit 10 ms.

Le seul risque couru semble être la réduction du nombre de cycles de reprogrammation dans le cas d'une version effaçable.

Un programmeur ultra-simple

Compte tenu de la très grande similitude existant entre PAL CMOS et EPROM, on peut songer à utiliser un simple programmeur d'EPROM pour programmer les PAL.

C'est d'ailleurs le cas de bon nombre de programmeurs d'EPROM du commerce, pour lesquels existent des adaptateurs pour PAL.

Tout naturellement, nous allons appliquer ce principe au pro-

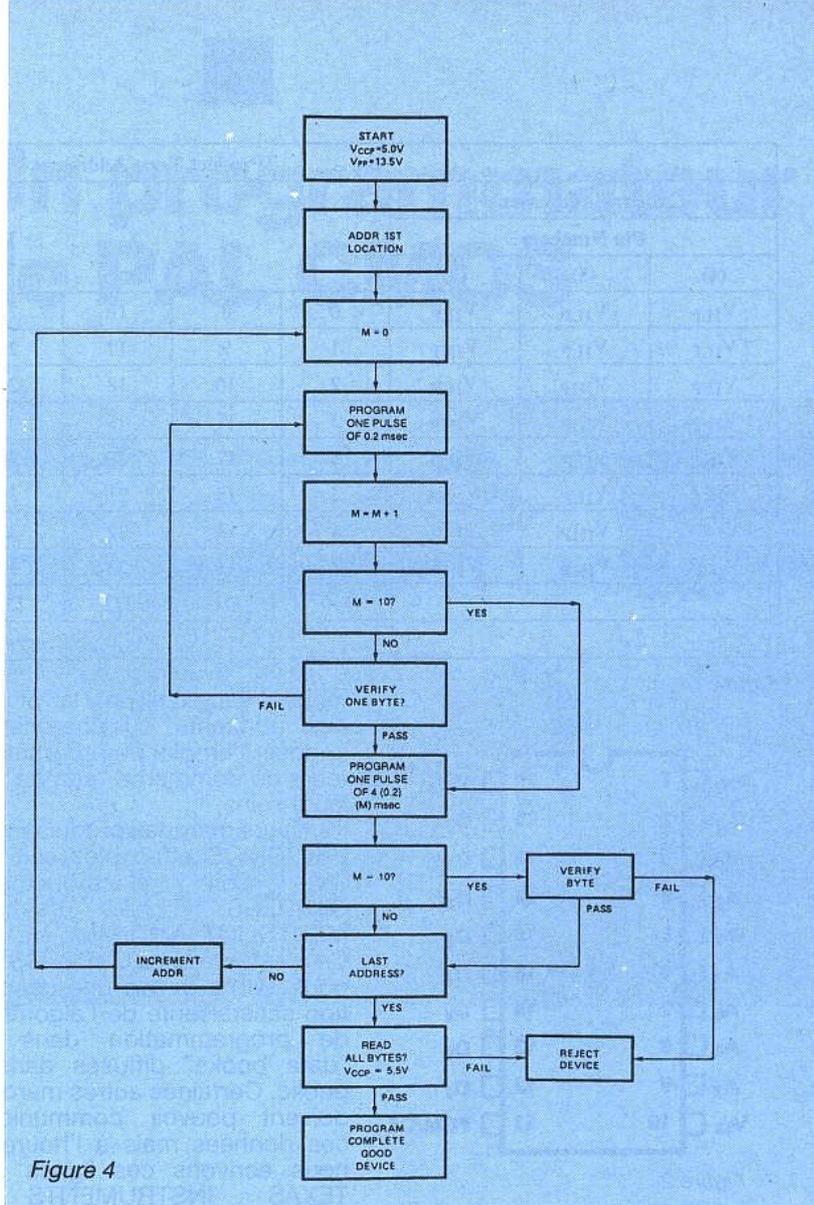


Figure 4

grammeur d'EPROM décrit dans nos numéros 501 et 502, prévu pour se raccorder à un compatible PC par sa prise d'imprimante CENTRONICS "LPT1". Afin que cet article se suffise à lui-même, nous reproduisons à la **figure 5** le schéma théorique

de la partie "programmation" de cet appareil, et à la **figure 6** celui de sa partie "lecture". Rappelons que ces deux parties sont matériellement indépendantes, ne communiquant entre elles que logiquement par l'intermédiaire de fichiers disque. Ceux-ci

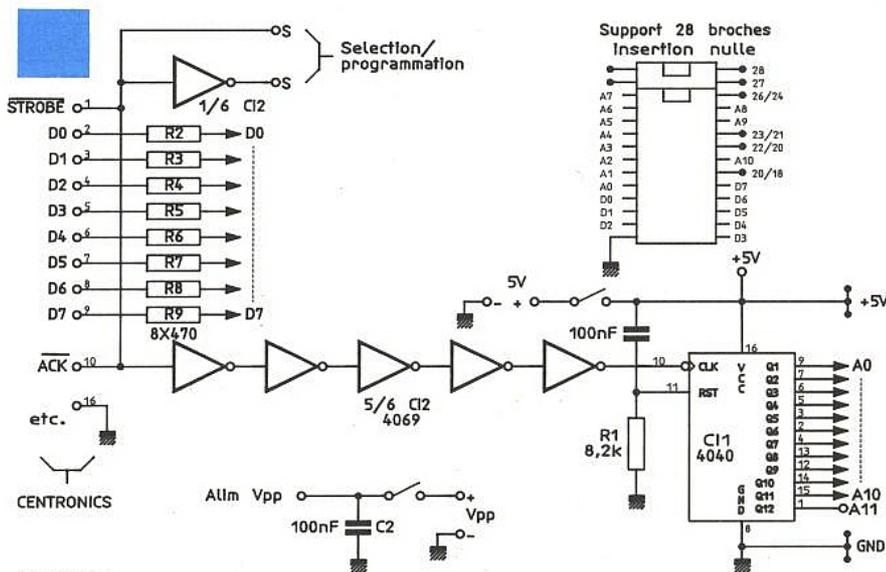


Figure 5

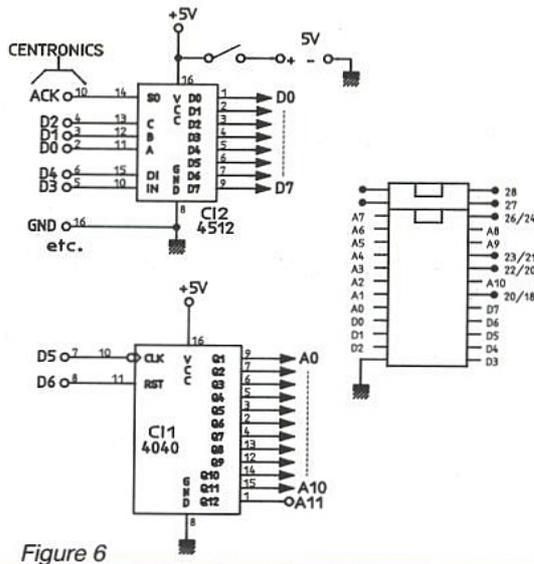


Figure 6

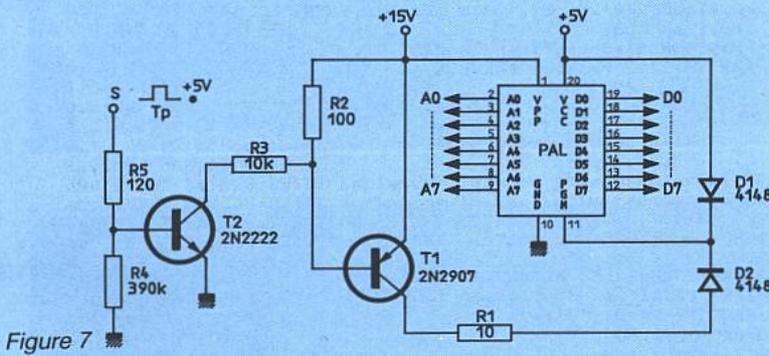


Figure 7

hébergent le contenu des EPROM à programmer, lues, ou à vérifier.

Les deux modules utilisent un compteur 4040 pour faire défiler les adresses. En programmation, les données à écrire en EPROM proviennent des huit lignes de données de la prise d'imprimante, à travers des résistances de protection. En lecture, elles sont acheminées en série sur le fil /ACK grâce à un sélecteur de données 4512 piloté par les lignes de données de la prise.

La **figure 7** fournit le schéma d'un adaptateur permettant de connecter des PAL "série 20" au module de programmation. Il réalise évidemment une adaptation de brochage, mais aussi une transformation de l'impulsion de programmation: dans le cas d'une EPROM il s'agit de transitions entre 0 et 5 V, alors que dans celui des PAL la variation doit se faire entre 5 et 13,5 V.

L'adaptateur de lecture est plus simple encore, puisque la **figure 8** permet de constater que

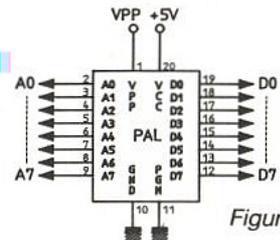


Figure 8

son rôle se réduit à une simple adaptation de brochage.

REALISATION PRATIQUE

Les deux modules adaptateurs se présentent sous la forme de petits circuits imprimés enfichables dans les supports du programmeur d'EPROM. Ils comportent aussi quelques douilles extraites de "barrettes sécables", et destinées à recevoir les fils rigides de 6/10 amenant les tensions d'alimentation et l'impulsion de programmation 0-5 V (point S du programmeur d'EPROM).

Les picots destinés à être embrochés dans les supports du programmeur d'EPROM peuvent être réalisés à l'aide de barrettes sécables à wrapper, ou par tout autre procédé assurant une rigidité suffisante.

Le tracé du circuit imprimé de l'adaptateur de programmation est reproduit à la **figure 9** et doit être câblé conformément à la **figure 10**.

Celui de l'adaptateur de lecture sera gravé selon la **figure 11** et équipé en accord avec la **figure 12**.

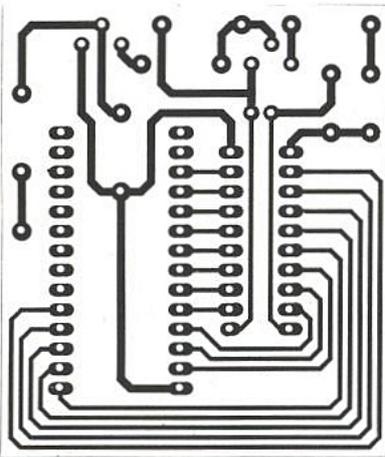


Figure 9

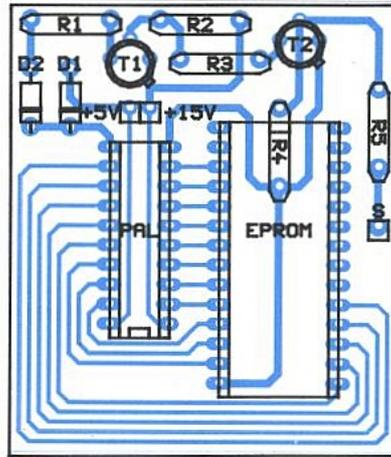


Figure 10

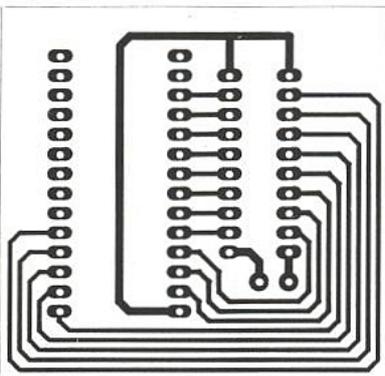


Figure 11

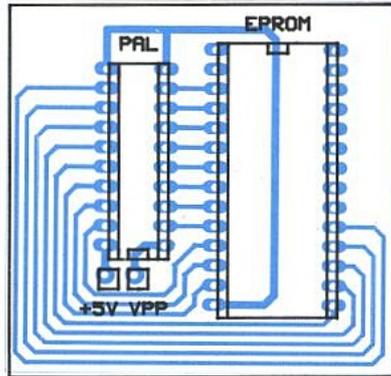


Figure 12

On notera bien que l'orientation des PAL dans leurs supports est inverse de celle des EPROM : un repère très net sera donc prévu sur chacun des deux adaptateurs, afin d'éviter toute erreur.

LES LOGICIELS D'EXPLOITATION

Comme pour le traitement des EPROM, ce programmeur nécessite un jeu de logiciels pour opérer sur les PAL.

Les listings accompagnant cet article reproduisent quatre programmes écrits en GWBASIC et destinés à des compatibles PC "tournant" à 4,77 MHz ou ralentis à cette vitesse :

– VIRPAL.BAS (figure 13) permet de vérifier la virginité des PAL neufs ou ayant subi un effacement. En cas d'échec du test, des astérisques s'affichent dont le nombre renseigne sur l'importance du défaut de virginité.

– PROGPAL.BAS (figure 14) est le logiciel de programmation : il transfère dans un PAL vierge le contenu d'un fichier JEDEC présenté sur disque.

– VERPAL.BAS (figure 15) vérifie le succès de l'opération de programmation par relecture et comparaison avec le fichier JEDEC fourni comme référence. Il ne nécessite donc pas de "vecteurs de test" puisqu'il ne s'agit pas là d'un "test fonctionnel" : la validité du fichier JEDEC est réputée avoir été vérifiée lors de sa mise au point, par exemple avec le simulateur logique faisant partie du logiciel PROLOGIC. C'est alors ce simulateur qui utilise les vecteurs de test en question.

En cas d'échec de la vérification, des astérisques s'affichent également, dont le nombre renseigne sur le degré de gravité de la non-conformité.

– LECTPAL.BAS (figure 16) est capable de lire un PAL CMOS CYPRESS non verrouillé et de construire un fichier JEDEC représentatif de son contenu, c'est-à-dire une version normalisée de son "plan de fusibles". Bien entendu, ce fichier peut être exploité par PROGPAL.BAS pour réaliser une copie du PAL original. Attention, LECTPAL ne peut pas lire les PAL d'autres marques, et en particulier les PAL bipolaires !

Ce fichier est enregistré sur disque sous le nom "PAL.JED", à charge pour l'utilisateur de le renommer sous DOS si ce nom ne lui convient pas. Notons qu'il sera "écrasé" si LECTPAL.BAS est relancé sans que le nom ait été changé.

```

10 REM ---- VIRPAL ----
20 CLS
30 K=255
40 PRINT"ATTENTION, LE +5V DOIT ETRE COUPE"
50 OUT 888,64
60 PRINT"connecter le PAL à tester, puis presser ENTER"
70 INPUT Z$:CLS
80 PRINT"appliquer le +5V, puis presser ENTER"
90 INPUT Z$:CLS
100 PRINT"appliquer le Vpp, puis presser ENTER"
110 PRINT:PRINT"ATTENTION A LA VALEUR DE Vpp !"
120 INPUT Z$:CLS
130 PRINT"----- TEST DE VIRGINITE EN COURS -----"
140 FOR G=0 TO K
150 FOR F=0 TO 7
160 OUT 888,F
170 B=INP(889)
180 IF (B AND 64)=64 THEN 200
190 PRINT "*";:E=1
200 NEXT F
210 OUT 888,32
220 NEXT G
230 PRINT:PRINT:PRINT:BEEP
240 IF E=0 THEN PRINT"---- PAL VIERGE ----"
250 IF E=1 THEN PRINT"---- PAL NON VIERGE ----"
260 PRINT:PRINT:PRINT
270 PRINT"COUPER LE Vpp, puis presser ENTER"
280 INPUT Z$:CLS
290 PRINT"COUPER LE +5V, puis presser ENTER"
300 INPUT Z$:CLS
310 PRINT"TERMINE: retirer le PAL"
320 REM (c)1990 Patrick GUEULLE

```

Figure 13

```

10 REM ---- PROGPAL ----
20 CLS
30 PRINT"COUPER LES ALIMENTATIONS"
40 PRINT:PRINT"nom du fichier JEDEC ?"
50 INPUT F$:F$=F$+".JED"
60 OPEN"1",#1,F$
70 DIM A(255)
80 PRINT:PRINT"---- LECTURE FICHIER EN COURS ----"
90 IF EOF(1) THEN 300
100 LINE INPUT#1,L$
110 IF LEFT$(L$,1)="L" THEN M=2 : GOTO 160
120 IF LEFT$(L$,2)="*L" THEN M=3 : GOTO 160
130 IF LEFT$(L$,2)="*QF" THEN PRINT:PRINT L$
140 IF LEFT$(L$,3)="*QF" THEN PRINT:PRINT L$
150 GOTO 90
160 N$=""
170 IF MID$(L$,M,1)=CHR$(32) THEN 200
180 N$=N$+MID$(L$,M,1)
190 M=M+1 : GOTO 170
200 B=VAL(N$)
210 N=0
220 IF B>255 THEN B=B-256 : N=N+1 : GOTO 220
230 FOR F=M+1 TO M+32
240 D=F-(M+1)
250 AD=B/32+(8*D)
260 DA=0 : IF MID$(L$,F,1)="1" THEN DA=2^N
270 A(AD)=A(AD)+DA
280 NEXT F
290 GOTO 90
300 BEEP : CLS : OUT 888,0
310 PRINT"connecter un PAL 16 par 8"
320 PRINT"puis presser ENTER"
330 INPUT Z$
340 CLS : PRINT"appliquer le +5V, puis presser ENTER"
350 INPUT Z$
360 CLS : PRINT"appliquer le Vpp, puis presser ENTER"
370 PRINT : PRINT"ATTENTION A LA VALEUR DE Vpp !"
380 INPUT Z$
390 CLS : PRINT"---- PROGRAMMATION EN COURS ----"
400 FOR F=0 TO 255
410 D=A(F)
420 OUT 888,D
430 OUT 890,1
440 D=A(F)
450 OUT 888,0
460 D=A(F)
470 OUT 890,0
480 NEXT F
490 CLS : BEEP : PRINT"COUPER LE Vpp, puis presser ENTER"
500 INPUT Z$:CLS
510 PRINT"COUPER LE +5V, puis presser ENTER"
520 INPUT Z$:CLS
530 PRINT"PROGRAMMATION TERMINEE: RETIRER LE PAL"
540 END
550 REM (c)1990 Patrick GUEULLE

```

Figure 14

```

10 REM ---- VERPAL ----
20 CLS
30 PRINT"COUPER LES ALIMENTATIONS"
40 PRINT:PRINT"nom du fichier JEDEC de référence ?"
50 INPUT F$:F$=F$+".JED"
60 OPEN"1",#1,F$
70 DIM A(255)
80 PRINT:PRINT"---- LECTURE FICHIER EN COURS ----"
90 IF EOF(1) THEN 370
100 LINE INPUT#1,L$
110 IF LEFT$(L$,1)="L" THEN M=2 : GOTO 160
120 IF LEFT$(L$,2)="*L" THEN M=3 : GOTO 160
130 IF LEFT$(L$,2)="*QF" THEN PRINT:PRINT L$
140 IF LEFT$(L$,3)="*QF" THEN PRINT:PRINT L$
150 GOTO 90
160 N$=""
170 IF MID$(L$,M,1)=CHR$(32) THEN 200
180 N$=N$+MID$(L$,M,1)
190 M=M+1 : GOTO 170
200 B=VAL(N$)
210 N=0
220 IF B>255 THEN B=B-256 : N=N+1 : GOTO 220
230 FOR F=M+1 TO M+32
240 D=F-(M+1)
250 AD=B/32+(8*D)
260 DA=0 : IF MID$(L$,F,1)="1" THEN DA=2^N
270 A(AD)=A(AD)+DA
280 NEXT F
290 GOTO 90
300 OUT 888,64
310 DIM F$(63,31)
320 FOR F=0 TO 31
330 FOR G=0 TO 63
340 F$(G,F)="1"
350 NEXT G
360 NEXT F
370 CLS:PRINT"connecter PAL à lire, puis presser ENTER"
380 OUT 888,64:BEEP
390 INPUT Z$:CLS:PRINT"appliquer le +5v, puis presser ENTER"
400 INPUT Z$:CLS:PRINT"appliquer le Vpp, puis presser ENTER"
410 PRINT:PRINT"ATTENTION A LA VALEUR DE Vpp !"
420 INPUT Z$:CLS:PRINT"---- VERIFICATION EN COURS ----"
430 FOR G=0 TO 255
440 D=0
450 FOR F=0 TO 7
460 OUT 888,F
470 B=INP(889)
480 IF (B AND 64)=64 THEN D=D+(2^F)
490 NEXT F
500 OUT 888,32
510 IF A(G)<>255-D THEN PRINT"*";:E=1
520 NEXT G
530 PRINT:PRINT:PRINT
540 IF E=1 THEN CLS:PRINT"---- NON CONFORME ----"
550 IF E=0 THEN CLS:PRINT"---- CONFORME ----"
560 BEEP:PRINT:PRINT"COUPER LE Vpp, puis presser ENTER"
570 INPUT Z$:CLS:PRINT"COUPER LE +5V, puis presser ENTER"
580 INPUT Z$:CLS:PRINT"TERMINE: retirer le PAL"
590 END
600 REM (c)1990 Patrick GUEULLE

```

Figure 15

```

10 REM ---- LECTPAL ----
20 CLS:PRINT"COUPER LES ALIMENTATIONS !":PRINT:OUT 888,64
30 DIM F$(63,31)
40 FOR F=0 TO 31
50 FOR G=0 TO 63
60 F$(G,F)="1"
70 NEXT G
80 NEXT F
90 DIM A(255)
100 OPEN "pal.jed" FOR OUTPUT AS #1:BEEP
110 PRINT"connecter PAL à lire, puis presser ENTER"
120 INPUT Z$:CLS:PRINT"appliquer le +5v, puis presser ENTER"
130 INPUT Z$:CLS:PRINT"appliquer le Vpp, puis presser ENTER"
140 PRINT:PRINT"ATTENTION A LA VALEUR DE Vpp !"
150 INPUT Z$:CLS:PRINT"---- LECTURE EN COURS ----"
160 FOR G=0 TO 255
170 D=0
180 FOR F=0 TO 7
190 OUT 888,F
200 B=INP(889)
210 IF (B AND 64)=64 THEN D=D+(2^F)
220 NEXT F
230 OUT 888,32
240 A(G)=D
250 NEXT G
260 FOR I=0 TO 31
270 FOR P=0 TO 7
280 AD=P+(8*I)
290 DA=A(AD)
300 IF DA>127 THEN DA=DA-128:F$(56+P,I)="0"

```

Figure 16

```

310 IF DA>63 THEN DA=DA-64:F$(48+P,I)="0"
320 IF DA>31 THEN DA=DA-32:F$(40+P,I)="0"
330 IF DA>15 THEN DA=DA-16:F$(32+P,I)="0"
340 IF DA>7 THEN DA=DA-8:F$(24+P,I)="0"
350 IF DA>3 THEN DA=DA-4:F$(16+P,I)="0"
360 IF DA>1 THEN DA=DA-2:F$(8+P,I)="0"
370 IF DA>0 THEN F$(P,I)="0"
380 NEXT P
390 NEXT I
400 PRINT#1,CHR$(2)+"---- LECTPAL ----"
410 PRINT#1,"(c)1990 Patrick GUEULLE"
420 PRINT#1,"*QF2048"
430 FOR F=0 TO 63
440 ST$=STR$(32*F)
450 IF LEFT$(ST$,1)=CHR$(32) THEN ST$=MID$(ST$,2)
460 IF LEFT$(ST$,1)=CHR$(32) THEN ST$=MID$(ST$,2)
470 IF RIGHT$(ST$,1)=CHR$(32) THEN ST$=LEFT$(ST$,LEN(ST$)-1)
480 IF RIGHT$(ST$,1)=CHR$(32) THEN ST$=LEFT$(ST$,LEN(ST$)-1)
490 PRINT#1,"*L"+ST$+CHR$(32);
500 FOR G=0 TO 31
510 PRINT#1,F$(F,G);
520 NEXT G
530 PRINT#1,
540 NEXT F
550 PRINT#1,"*":CLOSE
560 BEEP:CLS:PRINT"COUPER LE Vpp, puis presser ENTER"
570 INPUT Z$:CLS:PRINT"COUPER LE +5V, puis presser ENTER"
580 INPUT Z$:CLS:PRINT"---- LECTURE TERMINEE ----"
590 PRINT:PRINT"FICHIER DISPONIBLE: PAL.JED":PRINT
600 REM (c)1990 Patrick GUEULLE

```

Par ailleurs, on ne précisera pas l'extension ".JED" en utilisant PROG PAL ou VERPAL : celle-ci est automatiquement ajoutée par le logiciel.

Tous ces programmes peuvent être compilés sous TURBO BASIC, afin de pouvoir être appelés directement depuis le DOS : un sérieux gain de commodité !

Un exemple d'application

La technique des PAL permet, nous l'avons vu, de définir et produire ses propres circuits intégrés spécifiques par une procédure simple, peu coûteuse, et susceptible d'être très largement assistée par ordinateur compatible PC.

L'exemple qui va suivre est assez représentatif de cet enchaînement d'opérations : il se rapporte à la création d'un décodeur 7 segments avec mémoire dont le codage d'entrée est celui très particulier du SSI 202 P, récepteur de numérotation téléphonique DTMF bien connu de nos lecteurs.



```
pin13.d=
!pin4 & pin3 & pin2
!pin5 & !pin3
!pin4 & !pin2
!pin4 & !pin3
!pin5 & !pin2

pin14.d=
!pin5 & pin4 & !pin2
!pin5 & !pin4 & !pin3
!pin4 & !pin3 & pin2
!pin5 & pin3 & !pin2
!pin5 & pin4 & pin3

pin15.d=
pin5 & pin4
!pin3 & !pin2
!pin4 & !pin2

pin16.d=
!pin5 & pin4 & !pin3 & pin2
!pin5 & pin3
!pin5 & !pin2
!pin5 & !pin4
!pin3 & !pin2
!pin4 & pin3
!pin4 & !pin2

pin17.d=
pin5 & !pin2
!pin5 & pin4
!pin5 & pin2
!pin3

pin18.d=
!pin5 & !pin3 & !pin2
!pin5 & pin3 & pin2
!pin5 & !pin3 & pin2
!pin4 & !pin2
!pin5 & !pin4

pin19.d=
pin5 & !pin4
!pin4 & pin2
!pin5 & pin3
```

Figure 18 a

```
define cc = pin17.d;
define dd = pin16.d;
define ee = pin15.d;
define ff = pin14.d;
define gg = pin13.d;
define AA = pin2;
define BB = pin3;
define CC = pin4;
define DD = pin5;
truth_table (
DD CC BB AA : aa bb cc dd ee ff gg;
0 0 0 0 : 0 1 1 1 1 0 1;
0 0 0 1 : 0 1 1 0 0 0 0;
0 0 1 0 : 1 1 0 1 1 0 1;
0 0 1 1 : 1 1 1 1 0 1 1;
0 1 0 0 : 0 1 1 0 0 1 1;
0 1 0 1 : 1 0 1 1 0 1 1;
0 1 1 0 : 1 1 1 0 0 0 0;
1 0 0 0 : 1 1 1 1 1 1 1;
1 0 0 1 : 1 1 1 1 0 1 1;
1 0 1 0 : 1 1 1 1 1 1 0;
1 0 1 1 : 1 0 0 1 0 0 1;
1 1 0 0 : 0 0 1 1 1 0 1;
1 1 0 1 : 1 1 1 0 1 1 1;
1 1 1 0 : 0 0 1 1 1 1 1;
1 1 1 1 : 1 0 0 1 1 1 0;
);
```

Figure 17

p16r8 revision 89.2.11

	0123	4567	8901	1111	2345	6789	0123	4567	8901	
0	----	----	-X--	X---	----	----	----	----	----	+
1	X---	----	----	X---	----	----	----	----	----	+
2	----	X---	----	-X--	----	----	----	----	----	+
3	XXXX	+								
4	XXXX	+								
5	XXXX	+								
6	XXXX	+								
7	XXXX	+								
8	-X--	-X--	----	-X--	----	----	----	----	----	+
9	X---	X---	----	-X--	----	----	----	----	----	+
10	X---	-X--	----	X---	----	----	----	----	----	+
11	-X--	----	-X--	----	----	----	----	----	----	+
12	----	----	-X--	-X--	----	----	----	----	----	+
13	XXXX	+								
14	XXXX	+								
15	XXXX	+								
16	-X--	----	----	X---	----	----	----	----	----	+
17	----	----	X---	-X--	----	----	----	----	----	+
18	X---	----	----	-X--	----	----	----	----	----	+
19	----	-X--	----	----	----	----	----	----	----	+
20	XXXX	+								
21	XXXX	+								
22	XXXX	+								
23	XXXX	+								
24	X---	-X--	X---	-X--	----	----	----	----	----	+
25	----	X---	----	X---	----	----	----	----	----	+
26	-X--	----	----	X---	----	----	----	----	----	+
27	----	----	-X--	X---	----	----	----	----	----	+
28	-X--	X---	----	----	----	----	----	----	----	+
29	----	X---	-X--	----	----	----	----	----	----	+
30	-X--	----	-X--	----	----	----	----	----	----	+
31	XXXX	+								
32	----	----	X---	X---	----	----	----	----	----	+
33	-X--	X---	----	----	----	----	----	----	----	+
34	-X--	----	-X--	----	----	----	----	----	----	+
35	XXXX	+								
36	XXXX	+								
37	XXXX	+								
38	XXXX	+								
39	XXXX	+								
40	-X--	----	X---	-X--	----	----	----	----	----	+
41	----	-X--	-X--	X---	----	----	----	----	----	+
42	X---	-X--	X---	----	----	----	----	----	----	+
43	-X--	X---	----	X---	----	----	----	----	----	+
44	----	X---	X---	X---	----	----	----	----	----	+
45	XXXX	+								
46	XXXX	+								
47	XXXX	+								
48	X---	X---	-X--	----	----	----	----	----	----	+
49	----	-X--	----	X---	----	----	----	----	----	+
50	-X--	----	X---	----	----	----	----	----	----	+
51	----	-X--	X---	----	----	----	----	----	----	+
52	-X--	----	----	-X--	----	----	----	----	----	+
53	XXXX	+								
54	XXXX	+								
55	XXXX	+								
56	XXXX	+								
57	XXXX	+								
58	XXXX	+								
59	XXXX	+								
60	XXXX	+								
61	XXXX	+								
62	XXXX	+								
63	XXXX	+								

Legend:
X : Cell intact (JEDEC 0)
- : Cell programmed (JEDEC 1)
X- : True input term, Complement register term
-X : Complement input term, True register term
XX : Any XX pair in a product term yields product term LOW.
-- : No input term (don't care). A product term comprised entirely of -- yields product term HIGH.

Figure 18 b

La figure 17 reproduit le "programme-source" qui, saisi à l'aide d'un simple traitement de texte, est soumis au compilateur logique PROLOGIC de TEXAS INSTRUMENTS (voir notre précédent numéro).

La ligne "include" déclare le type de PAL qui devra être utilisé, ici un 16R8 dont la marque importe peu : ce devrait en principe être un TEXAS, mais ce sera en fait un CYPRESS puisque TEXAS vient juste de nous communiquer le sien.

Les lignes "define" affectent un signal d'entrée ou de sortie à chaque broche utilisée, tandis que la section "truth table" n'est autre que la table de vérité du décodeur, utilisant les noms de signaux précédemment définis.

La figure 18 montre la richesse de la documentation élaborée par PROLOGIC : le jeu complet des équations booléennes "minimisées" extraites de la table de vérité (façon KARNAUGH), et le "plan de fusibles" complet du PAL 16R8 programmé.

Enfin, la figure 19 reproduit le fichier JEDEC élaboré par PROLOGIC, et que notre programmeur peut directement exploiter

pour programmer un PAL 16R8 CYPRESS en l'espace d'un instant.

Sous réserve de vérification, ce composant "passe-partout" est donc devenu un circuit intégré spécifique parfaitement introuvable dans le commerce.

Il serait même possible de protéger son contenu en positionnant son "bit de sécurité" par une manœuvre supplémentaire décrite à la figure 1.

Notre programmeur n'est pas prévu pour activer cette protection, inutile et même nuisible en phase de développement : son rôle est en effet de rendre incopiables les PAL montés en phase de production, pas de compliquer les opérations de mise au point !

Patrick GUEULLE

proLogic Compiler
Texas Instruments V1.97
Copyright (C) 1989 INLAB, Inc.

décodeur 7 segments pour SSI 202

pl6r8 revision 89.2.11

```
*N_csidp16r8
*xqP20
*xqF2048
*F0
*L0000 11111111011011111111111111111111
*L0032 01111111011111111111111111111111
*L0064 11110111111101111111111111111111
*L0256 10111011111110111111111111111111
*L0288 01110111111110111111111111111111
*L0320 01110111111101111111111111111111
*L0352 10111111011111111111111111111111
*L0384 11111111011111111111111111111111
*L0512 10111111110111111111111111111111
*L0544 11111111011101111111111111111111
*L0576 01111111111101111111111111111111
*L0608 11110111111111111111111111111111
*L0768 01110110111101111111111111111111
*L0800 11110111111101111111111111111111
*L0832 10111111110111111111111111111111
*L0864 11111111011011111111111111111111
*L0896 10110111111111111111111111111111
*L0928 11110111011111111111111111111111
*L0960 10111111011111111111111111111111
*L1024 11110111011101111111111111111111
*L1056 10110111111111111111111111111111
*L1088 10111111011111111111111111111111
*L1132 11110111011101111111111111111111
*L1144 01110110111111111111111111111111
*L1176 10110111111101111111111111111111
*L1408 11110111011011111111111111111111
*L1536 01110111101111111111111111111111
*L1568 11110111111011111111111111111111
*L1600 10111111011111111111111111111111
*L1632 11110110111111111111111111111111
*L1664 10111111111101111111111111111111
*C7BB6
**26D6
```

Figure 19

S.N. RADIO PRIM

5, rue de l'Aqueduc, 75010 PARIS - (1) 40.35.70.50 - Fax : (1) 40.35.43.63
Métro : Gare du Nord - Gare de l'Est
Ouvert du lundi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 18 h 45. Fermé le dimanche.

TRANSFORMATEURS TORIQUES ISKRA



Puissance (VA)	U.Sec (V)	Prix
15	2 x 6	160 ^F
	2 x 12	
	2 x 15	
	2 x 18	
30	2 x 12	170 ^F
	2 x 15	
	2 x 18	
	2 x 22	
50	2 x 9	185 ^F
	2 x 12	
	2 x 15	
	2 x 18	
80	2 x 9	200 ^F
	2 x 12	
	2 x 15	
	2 x 18	
120	2 x 12	215 ^F
	2 x 15	
	2 x 25	
160	2 x 9	250 ^F
	2 x 12	
	2 x 25	
225	2 x 12	280 ^F
	2 x 22	
	2 x 30	
	2 x 35	
	2 x 55	
500	2 x 12	420 ^F
	2 x 25	
	2 x 50	

Autres tensions disponibles sur commande. Délais rapides ! Documentation technique sur demande !

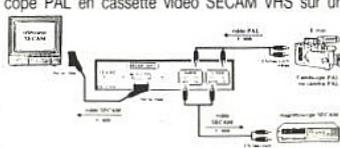
LES MODULES D'ADAPTATION UNIVERSAL transcodeurs et interfaces

● SP 30. MULTITRANSCODEUR PAL/SECAM-SECAM/PAL. Permet le transcodage d'un signal vidéo PAL en signal vidéo SECAM et inversement. Boîtier métallique. Secteur 200 V. **1980^F**



● SP 20. TRANSCODEUR UNIVERSAL. Permet de visualiser des cassettes PAL à partir d'un caméscope ou magnétoscope PAL sur un téléviseur SECAM équipé d'une prise péritelvision SCART 21 broches. De transcoder simultanément une cassette 8 mm PAL à partir d'un caméscope ou magnétoscope PAL en cassette vidéo SECAM VHS sur un

magnétoscope PAL sur un téléviseur SECAM équipé d'une prise péritelvision SCART 21 broches. De transcoder simultanément une cassette 8 mm PAL à partir d'un caméscope ou magnétoscope PAL en cassette vidéo SECAM VHS sur un



magnétoscopes SECAM. (en entrée auxiliaire). **1290^F**

● SP 21. TRANSCODEUR PAL/SECAM. Permet le transcodage d'un signal vidéo PAL en signal vidéo SECAM. Boîtier plastique. **980^F**

● SP 10. TRANSCODEUR permet d'utiliser caméscope, magnétoscope, récepteur de satellite, et micro-ordinateur au standard de couleur Secam sur des téléviseurs PAL. Alimentation 220 V, 50 Hz, 6 VA **1290^F**

TRANSFORMATEURS D'ISOLEMENT 220 V/220 V

Pour répondre aux normes de sécurité, beaucoup d'appareils électriques nécessitent l'emploi de « transfo d'isolement ». Equipés avec écran électrostatique, ils assurent cette protection et en plus, éliminent en partie les transitoires, et la plupart des parasites du secteur. Equipés avec cordon 2 P+T côté secteur. Prise femelle normalisée 2 P+T jusqu'à 1500 W côté utilisation. Boîtier sous capot plastique côté utilisation sur modèle 2000W.



● Puissance disponible
50 W 255 F 75 W 275 F
100 W 315 F 150 W 410 F
250 W 550 F 350 W 755 F

● Puissance disponible sur commande spéciale
500 W 845 F 750 W 1220 F
1000 W 1950 F 1500 W 2520 F
2000 W 2770 F

Accus, pastilles cosses à souder 28^F pièce (surtout utilisé pour téléphones portables où trois accus sont nécessaires.)



PROMOTION EXCEPTIONNELLE



ACCUS VARTA
Type R6
1,2 V - 500 mA
10 F pièce

CATALOGUE DISPONIBLE

25^F au comptoir
40^F par correspondance

SERVICE EXPEDITION minimum d'envoi : 50 F port et emballage
MODE DE PAIEMENT C.C.P. - Chèque bancaire.
Contre remboursement - Timbres.
FRAIS DE PORT Jusqu'à 1 kg : 25 F - de 1 à 3 kg : 30 F - de 3 à 5 kg : 35 F
de 5 à 7 kg : 45 F
au de là : tarif SNCF. C/remb. : tarif spécial selon poids et valeur.

Veuillez me faire parvenir votre catalogue général (ci-joint 40 F en chèque).

Nom Prénom

Adresse

C.P. Ville ERP 10/90

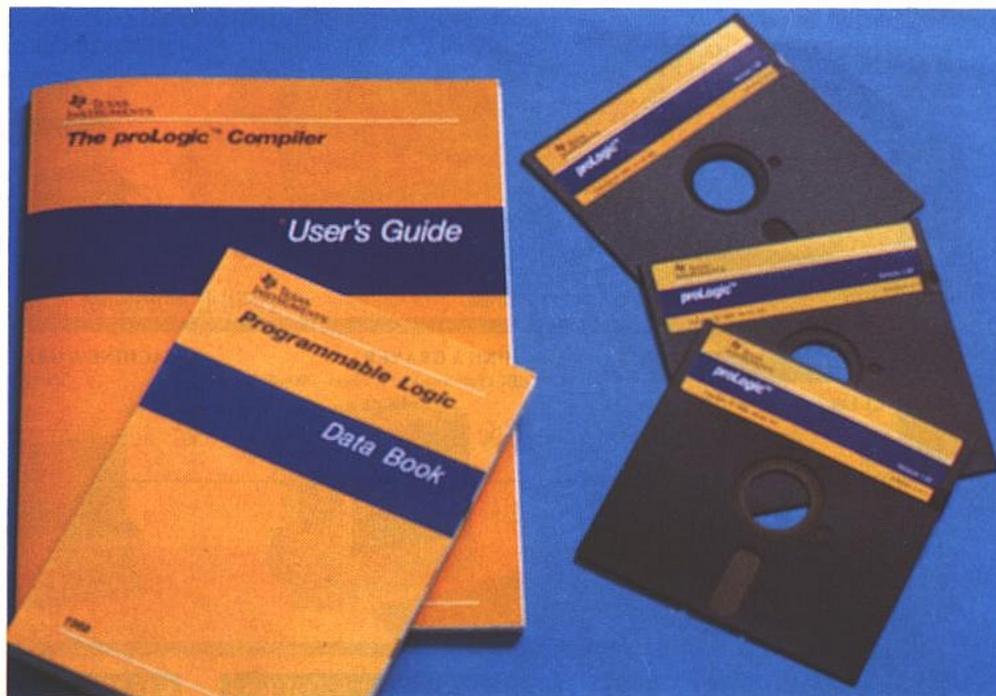
BOARDMAKER : Deux logiciels en un seul !

Habituellement, dessin de circuits imprimés et saisie de schémas sont deux activités faisant appel à des logiciels distincts. Il faut donc payer deux fois, et se livrer à un double apprentissage.

L'originalité majeure du logiciel britannique BOARDMAKER est d'offrir ces deux applications à la fois sur un simple PC (avec un mode opératoire pratiquement identique de l'une à l'autre), et cela pour un prix plus que compétitif.

Dès les premières minutes d'utilisation, on constate de surcroît que l'on est en présence d'un produit extrêmement performant, plus même que certaines applications "tournant" sur gros systèmes.

Et pourtant, BOARDMAKER se contente des configurations les plus simples : écran CGA et imprimante matricielle, n'exigeant même pas de disque dur...



UN LOGICIEL "MADE IN CAMBRIDGE" :

La région de Cambridge est un peu la "Silicon Valley anglaise", particulièrement riche en entreprises très innovatrices dans le domaine de l'informatique (souvenons nous de Sinclair !).

C'est dans ces parages qu'est basée la firme TSIEN, qui a développé Boardmaker il y a déjà trois ans.

Peu connu en France jusqu'à présent, ce produit est désormais commercialisé par la société Multipower sous sa toute dernière version : Boardmaker 2. Bien qu'il ne s'agisse pas d'un routeur, Boardmaker est parfaitement adapté aux applications professionnelles les plus "pointues" : cartes multicouches (jusqu'à 8, sérigraphies non comprises), composants CMS, génération de fichiers pour production sur machines à commande numérique.

Même s'il faut le voir pour le croire, Boardmaker est capable d'atteindre la qualité professionnelle sur une simple imprimante matricielle, tout en supportant bien évidemment aussi les tables traçantes, les imprimantes laser, et les phototraceurs "Gerber". La même philosophie s'applique à la visualisation : évidemment compatible avec les écrans haute résolution les plus modernes, boardmaker se contente aussi très largement d'un écran CGA.

Cela grâce à un système de "zoom" extrêmement performant, clef de l'efficacité du logiciel : sept grossissements différents permette d'afficher aussi bien toute une carte de 17 x 17 pouces, qu'une zone large de sept carreaux de la grille de 2,54 mm !

Le passage d'un grossissement à l'autre est étonnamment rapide, pour ne pas dire instantané, ce qui permet d'en user et même d'en abuser si l'on se sert d'une souris.

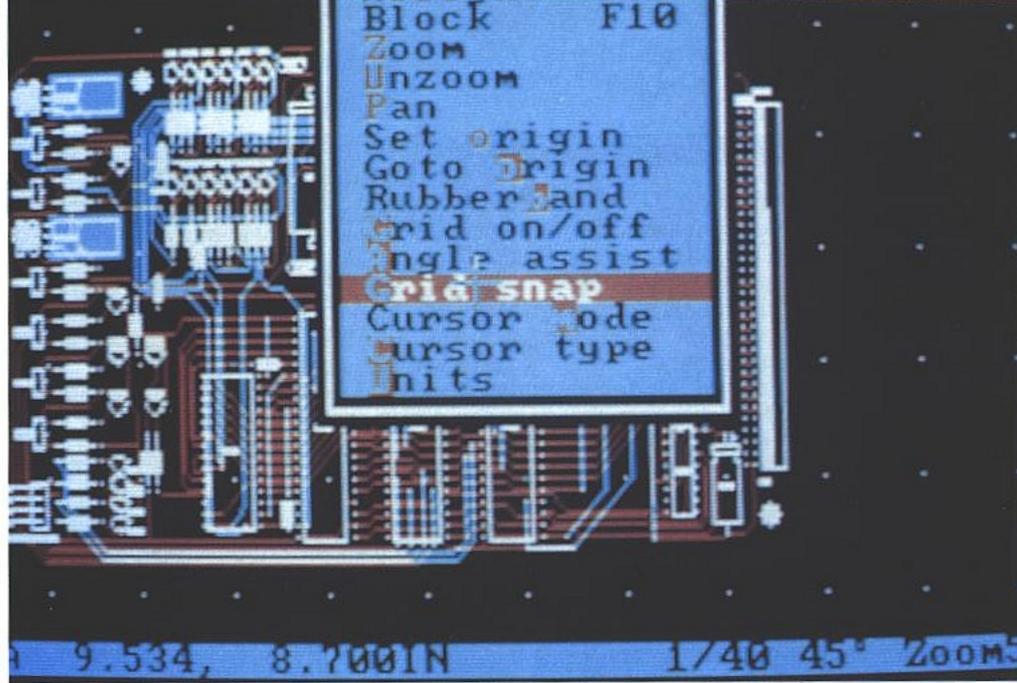
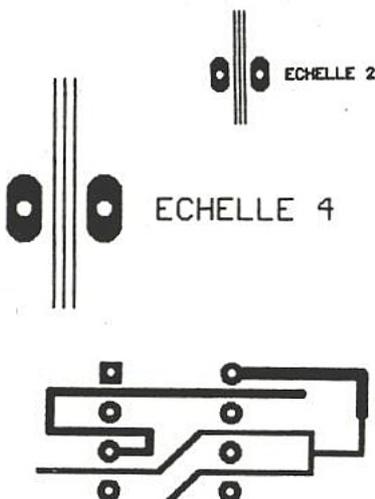
Cette extrême rapidité, qui s'applique aussi aux opérations de déplacement ou de modification, est imputable au fait que le logiciel a été directement écrit en assembleur et non pas compilé à partir d'un langage évolué tel que le Pascal, le C, ou même le Basic.

Un avantage supplémentaire de ce choix est que le fichier exécutable est extrêmement compact et n'occupe donc que peu de place sur le disque et en mémoire. Notons tout de même qu'il faut au minimum 512 k de RAM, les applications de CAO étant traditionnellement fort gourmandes en mémoire vive.

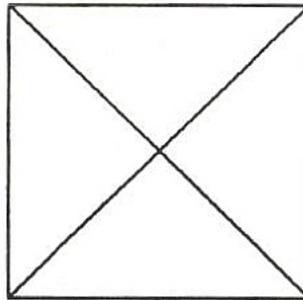
A moins de travailler sur un PC étendu à 640 k, on ne pourra donc pas faire coexister avec Boardmaker des utilitaires "résidents" tels que Sidekick.

Le revers de la médaille est que le PC utilisé doit être compatible IBM à pratiquement 100% : ayant eu des surprises avec certaines machines affichant pourtant un excellent "Compatest", nous ne saurions trop recommander aux acheteurs potentiels d'essayer avant toute chose la disquette de démonstration disponible à un prix symbolique.

Egalement, Boardmaker opérant "en direct" avec le microprocesseur du PC, la plupart des utilitaires agissant à un niveau plus élevé se trouvent neutralisés : c'est le cas, en particulier, du fameux KEYBFR servant à franciser les claviers : votre fidèle AZERTY redeviendra donc le QWERTY qu'il n'a jamais cessé d'être malgré le "maquillage" effectué dans CONFIG.SYS.



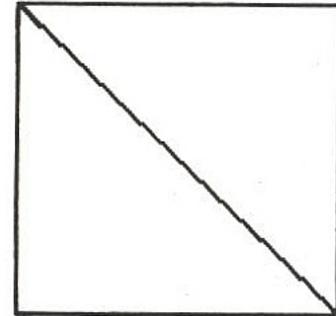
Boardmaker



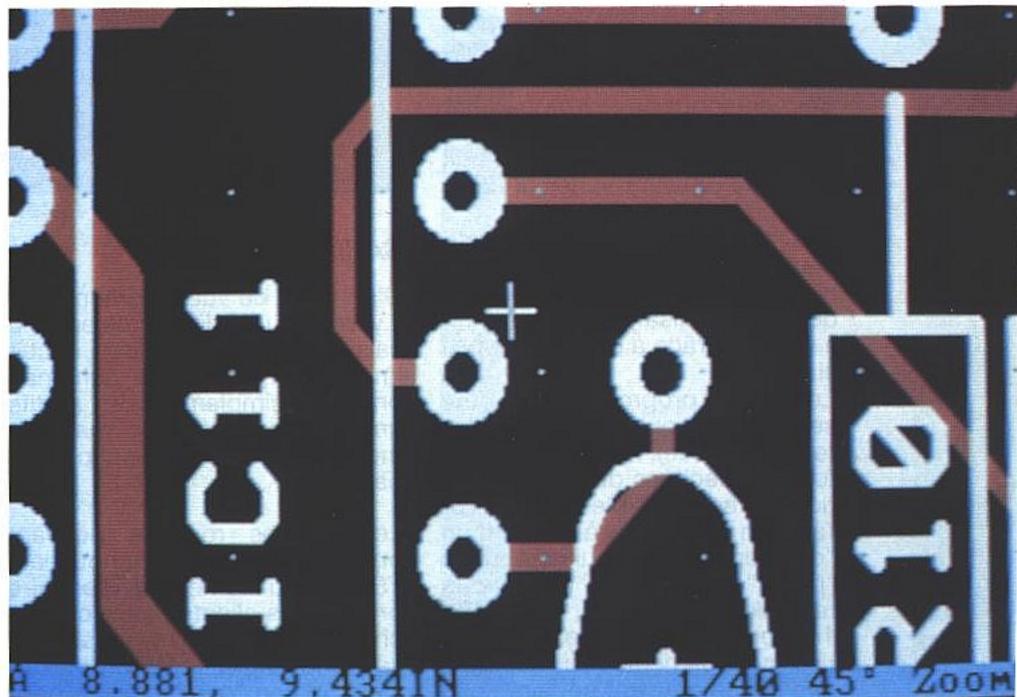
Echelle 1



Logiciel concurrent



Echelle 2



SAISIE DE CIRCUITS IMPRIMÉS :

L'application "PCB Editor" est disponible à partir du menu principal, qui propose les principales options de Boardmaker.

A partir de ce point, deux modes de pilotage sont disponibles simultanément : des "menus déroulants" et des commandes directes, abrégées.

Les menus déroulants, accessibles à l'aide de la souris ou des touches fléchées du pavé numérique, permettent à un utilisateur novice ou occasionnel de se servir immédiatement de Boardmaker : les choix possibles sont présentés en langage clair, mais évidemment en anglais.

Les commandes directes permettent d'appeler la plupart des fonctions de Boardmaker par simple appui sur une ou deux touches : par exemple, les touches 1 à 7 du clavier alphabétique appellent les différents rapports de grossissement du zoom, F4 pose une pastille, etc.

Au fur et à mesure de son apprentissage, l'utilisateur mémoriser progressivement la signification d'un nombre croissant de touches, sans pour autant abandonner forcément les menus déroulants, plus pratiques dans certains cas.

Boardmaker offre quatorze formes différentes de pastilles (rondes, ovales, carrées, rectangulaires, pour CMS), dans seize tailles par couche librement définissables par l'utilisateur entre 6 et 531 millièmes de pouce. Autant dire que la variété des pastilles est pratiquement illimitée !

Même chose en ce qui concerne les pistes : huit largeurs possibles par couche, librement définissables entre 2 et 531 millièmes de pouce.

Bien entendu, du texte peut être incorporé à chaque couche, à l'endroit ou à l'envers, selon huit hauteurs pouvant varier de 25 à 400 millièmes de pouce.

Des empreintes de composants peuvent être appelées dans une bibliothèque présente sur le disque, que l'utilisateur peut enrichir à volonté grâce à un éditeur spécialisé.

Le dessin proprement dit peut se faire à la souris (très vivement recommandée), ou à l'aide des touches fléchées du pavé numérique. Il est possible de travailler "à main levée" ou à l'aide d'un "curseur aimanté" qui ne peut se "poser" que par incréments réglables à 1/10, 1/20, 1/30, 1/40, 1/60 ou 1/80 de pouce.

Les changements de direction des pistes peuvent se faire sous

n'importe quel angle, mais un mode "automatique" à 90° ou 45° peut être sélectionné. Des "coudes" peuvent aussi être réalisés grâce à une fonction de tracé d'arcs de cercle.

Des fonctions d'édition très puissantes viennent compléter ces possibilités de création : après avoir désigné un élément (pastille, piste, symbole, texte, bloc, etc.), il est possible de le déplacer, le modifier, ou le supprimer. Des sécurités sont prévues, exigeant une confirmation pour toute opération de destruction.

Des surfaces délimitées par des pistes et des pastilles peuvent être automatiquement remplies, selon divers styles, afin de ménager des plans de masse.

Enfin, des aides à la conception viennent compléter ces outils de dessin proprement dits : gestion de "rotneests", contrôle du tracé, et édition de documentations et nomenclatures.

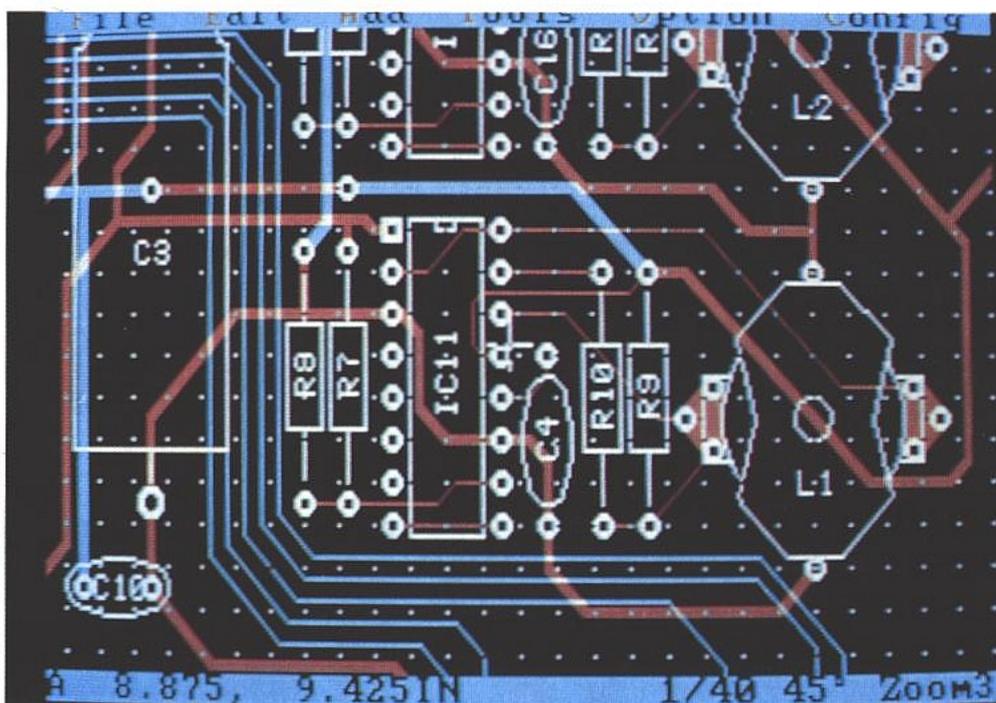
le prix d'un demi" puisqu'il coûte trois à quatre fois moins cher que certains produits concurrents pas toujours aussi performants !

Bien évidemment, une bibliothèque spécifique est attachée à ce mode d'utilisation, qui rassemble des symboles et non plus des empreintes de composants. Cette bibliothèque est également extensible par l'utilisateur lui-même.

Les fonctions de composition de texte permettent d'annoter les schémas avec les valeurs des composants ou de simples références, voire les deux, sans aucune contrainte : ce "légendaire" n'a rien d'obligatoire !

Impression des documents :

Les tracés et schémas peuvent évidemment être sauvegardés sur disque pour reprise ultérieure, mais le but final des opéra-



SAISIE DE SCHÉMAS :

D'un point de vue algorithmique, il y a très peu de différence entre la saisie d'un tracé de circuit imprimé et celle d'un schéma : on utilise simplement des motifs graphiques différents, mais au moyen des mêmes fonctions de base.

Les mêmes routines pouvant presque toutes servir à nouveau, TSIEN a eu l'honnêteté d'en faire profiter ses clients plutôt que de chercher à leur faire acheter un second logiciel : Boardmaker, c'est un peu "deux logiciels pour

tions reste bien sûr l'impression d'un document de bonne qualité graphique.

Boardmaker permet d'exploiter à fond les périphériques de sortie les plus performants tels que plotters HPGL (Hewlett-Packard) ou DMPL (Houston), imprimantes laser (Laserjet, Deskjet, etc.), ou phototraceurs GERBER.

Nous sommes cependant restés incrédules devant la qualité obtenue sur une imprimante matricielle aussi courante que la DMP 2000 AMSTRAD, notamment au niveau des pistes à 45° : dès le déclenchement de la procédure d'impression, le bruit très

inhabituel émis par l'imprimante prouve que le logiciel exploite à fond les possibilités de résolution de ses moteurs pas-à-pas. N'oublions pas qu'une imprimante à 9 ou 24 aiguilles compatible PC est tout de même capable d'imprimer 240 points par pouce, ce qui n'est pas ridicule à côté des 300 points par pouce des imprimantes laser.

Boardmaker apporte la preuve, tout comme d'autres logiciels graphiques comme "HARVARD", que la "qualité laser" est à la portée des imprimantes à aiguilles les plus simples, pourvu que leur ruban et leur mécanique soient en bon état.

Les quelques exemples illustrant cet article montrent que nous avons poussé le logiciel et le matériel dans leurs derniers retranchements : même en imprimant à l'échelle 1, il est possible de serpenter à 45° entre des pastilles écartées de 2,54 mm et ce avec d'excellents résultats.

A l'échelle 5 et même à l'échelle 2, trois pistes passent facilement entre deux pastilles (ovales tout de même) d'un DIP. On pourrait sans difficulté majeure en faire passer quatre, ce qui est la limite absolue de ce que l'on arrive à graver en environnement professionnel avec les meilleurs produits.

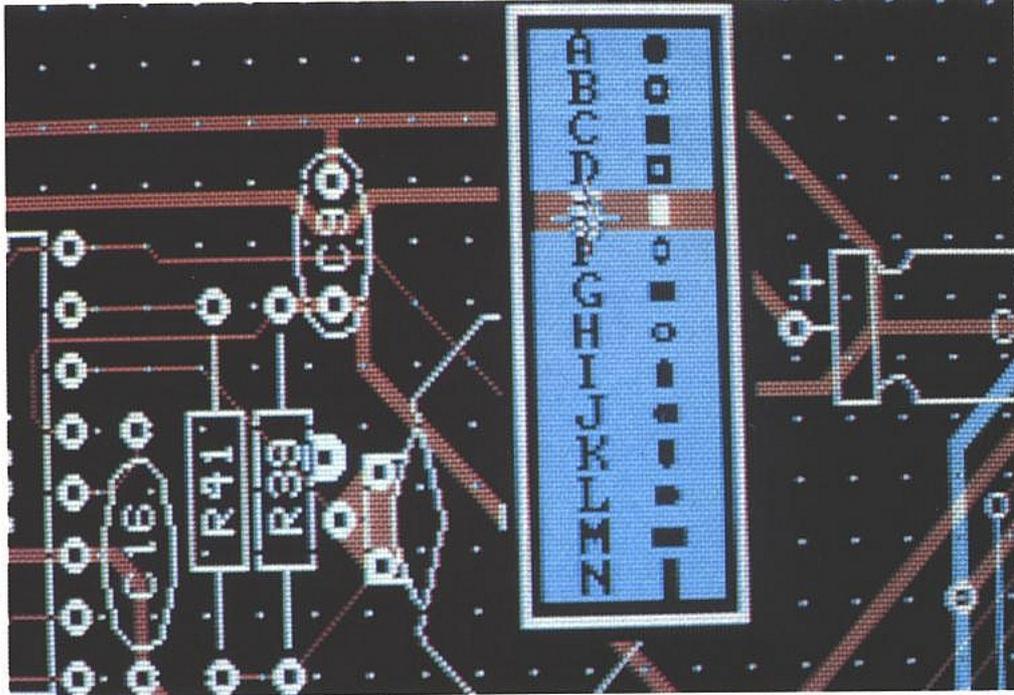
Notre essai est donc particulièrement concluant : Boardmaker tire vraiment le maximum des imprimantes à aiguilles, ce qui est rarement le cas de ses concurrents. C'est certainement la solution la plus économique pour obtenir des documents de gravure qui peuvent, après réduction à 50 % ou 25 %, atteindre la qualité professionnelle.

La version de "démonstration" :

Nous avons gardé la meilleure pour la fin : la disquette de démonstration vendue à un prix symbolique avec son manuel de 68 pages permet vraiment de produire des tracés et des schémas en utilisant toute la puissance de Boardmaker ! Simple-ment, la sauvegarde sur disquette est impossible, les bibliothèques de composants sont simplifiées, et la sortie n'est possible que sur imprimante.

Cette "démonstration" ne convient donc évidemment pas à la création de tracés complexes exigeant des jours de travail, à des fins industrielles.

Elle suffit amplement, par contre, pour des travaux d'amateur ne nécessitant que quelques heures



de saisie au maximum et n'ayant pas à être repris ultérieurement. De petits travaux professionnels seraient même parfaitement envisageables avec cette version...

Saluons à sa juste valeur la qualité de cette "démonstration", qui constitue vraiment un modèle du genre : les simples "diaporamas" ou "hypertextes" sont plus fastidieux qu'autre chose, tandis que les versions par trop limitées laissent l'acheteur potentiel sur sa faim.

Cette version "presque" complète et non protégée de Boardmaker met vraiment l'eau à la bouche au véritable acheteur en puissance, tandis qu'elle comblera les désirs du bricoleur qui n'aurait de toute façon pas les moyens d'acquérir la version professionnelle. C'est peut-être là la meilleure arme contre les copies illicites de la version complète...

Boardmaker 2 est disponible en France auprès de :

MULTIPOWER
22, rue Emile-Baudot
91120 Palaiseau
Tél. : (1) 69.30.13.79

La version de démonstration est vendue 25 F TTC, port compris, accompagnée d'un manuel illustré de 68 pages.

La version complète est vendue 2 990 F HT avec son manuel illustré de 310 pages.

Dans les deux cas, le logiciel peut être livré, au choix, sur disquette 3,5 ou 5,25 pouces.

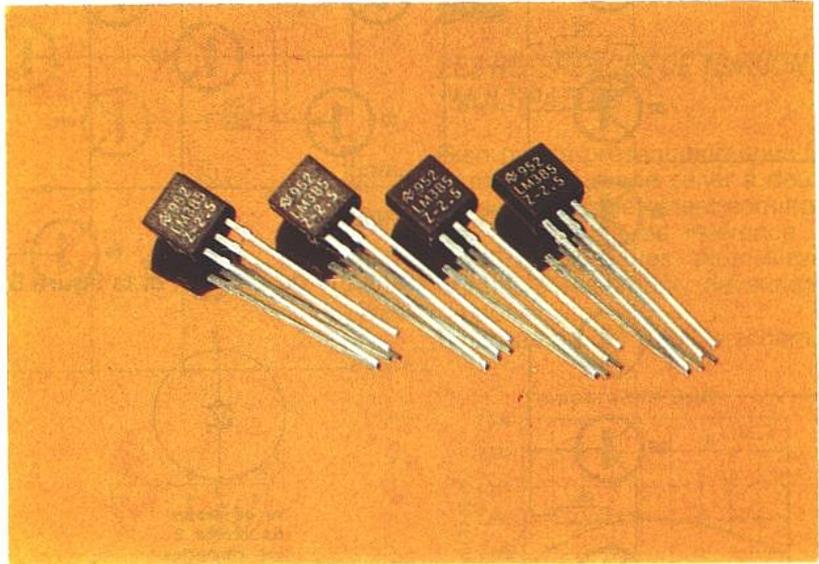
Patrick GUEULLE

Les références de tension intégrées

Composant traditionnel de stabilisation de tension, la diode zener souffre de multiples imperfections qui en interdisent l'emploi en tant que référence de tension de précision.

Pour toutes les applications exigeantes, des composants beaucoup plus performants ont été développés, les références de tension intégrées.

Certains s'utilisent pratiquement comme des diodes zener, d'autres sont un peu ou beaucoup plus complexes.



LES LIMITES DE LA DIODE ZENER

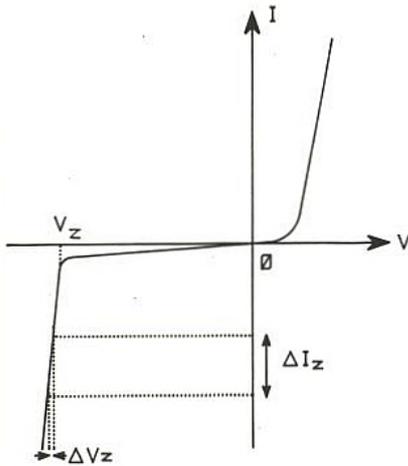


Figure 1

La **figure 1** reproduit la très classique caractéristique courant-tension de la diode zener. Rappelons que dans le sens direct, la zener se comporte comme une diode normale, l'effet zener ne se manifestant que dans le sens inverse.

L'effet zener n'est autre qu'un phénomène d'avalanche ou de claquage, rendant la diode très conductrice en inverse dès que la tension à ses bornes dépasse un certain seuil V_z (tension de zener).

Il faut être bien conscient du fait que d'une part le coude de la courbe n'est pas parfaitement net, et que d'autre part la partie droite de la caractéristique n'est pas tout à fait verticale.

Si on ajoute que V_z est assez sensible aux variations de température et affectée d'un niveau de bruit non négligeable, il devient évident que la diode zener est tout sauf un composant de précision.

Il n'en demeure pas moins vrai que la diode zener convient à merveille à toutes sortes d'applications simples telles que la stabilisation ou la régulation de tension d'alimentation, mais on ne peut pas s'en servir comme "étalon" dans des circuits de mesure ou de conversion analogique-numérique.

Certes, divers artifices permettent d'améliorer le comportement des diodes zener ; plus le courant inverse est important, et plus on s'éloigne du coude de la caractéristique, ce qui améliore la précision de V_z , mais pas assez.

Pour des zeners de faible puissance, la bonne moyenne se situe entre quelques mA et quelques dizaines de mA.

Par ailleurs, il est courant de monter une diode zener en série avec une diode silicium dans le sens passant : les coefficients de température des deux diodes étant de signes contraires et à peu près du même ordre de grandeur, on obtient ainsi des diodes zener compensées en température.

LES REFERENCES DE TENSION "2 FILS"

Certains circuits intégrés à deux connexions peuvent se substituer directement aux diodes zener, mais avec des performances très supérieures. L'un des modèles les plus anciens est le TAA 550 (SGS, THOMSON, etc.) qui, présenté en boîtier TO 18 à deux fils, a surtout été employé comme stabilisateur pour les tension de commande de diodes varicap en télévision (31 à 35 V / 5 mA).

La **figure 2** reproduit le schéma interne de ce composant, tandis

celui d'une diode zener ordinaire. La **figure 4** reproduit le schéma

Les LM 113 et LM 313, dont la **figure 7** fournit le schéma interne et la **figure 8** le brochage, sont intérieurement plus complexes mais toujours aussi simples d'emploi et extrêmement précis. Ils n'existent que dans la seule tension de 1,22 V, valeur liée à une caractéristique physique du silicium (le fameux "band gap") parfaitement répétable.

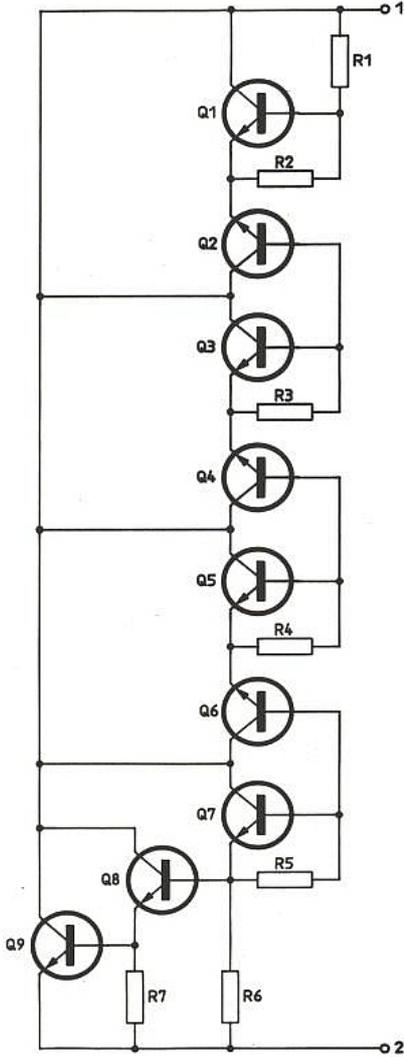
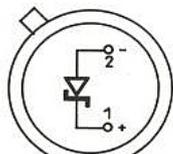


Figure 2

que la **figure 3** en montre le brochage. On remarque le montage en série de plusieurs étages identiques afin d'obtenir une tension relativement élevée.



vue de dessous

Figure 3

Le LM 103 (NS) se présente sous une forme sensiblement identique, et existe pour des tensions allant de 1,8 à 5,6 V, le courant de fonctionnement conseillé étant de 10 μ A à 10 mA (idéalement 100 μ A à 1 mA). La structure utilisée (montage en inverse de transistors à double diffusion) permet d'obtenir un coude dix fois plus abrupt que

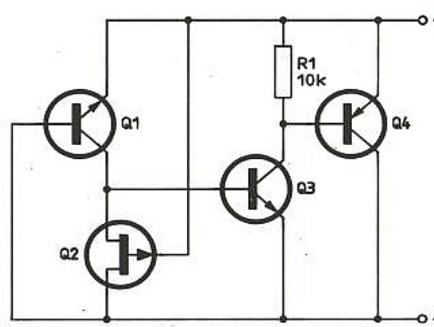
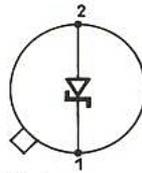


Figure 4

interne du LM 103, et la **figure 5**



Vu du dessus (La broche 2 est connectée au boîtier)

Figure 5

son brochage. La **figure 6** montre pour sa part comment réaliser un régulateur 200 mA très précis à partir de ce composant.

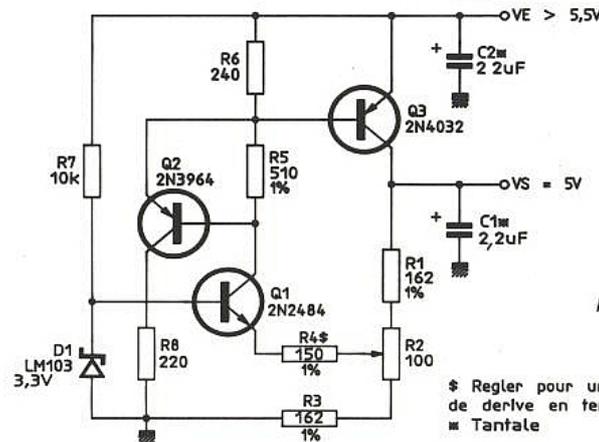


Figure 6

\$ Régler pour un minimum de derive en température
■ Tantale

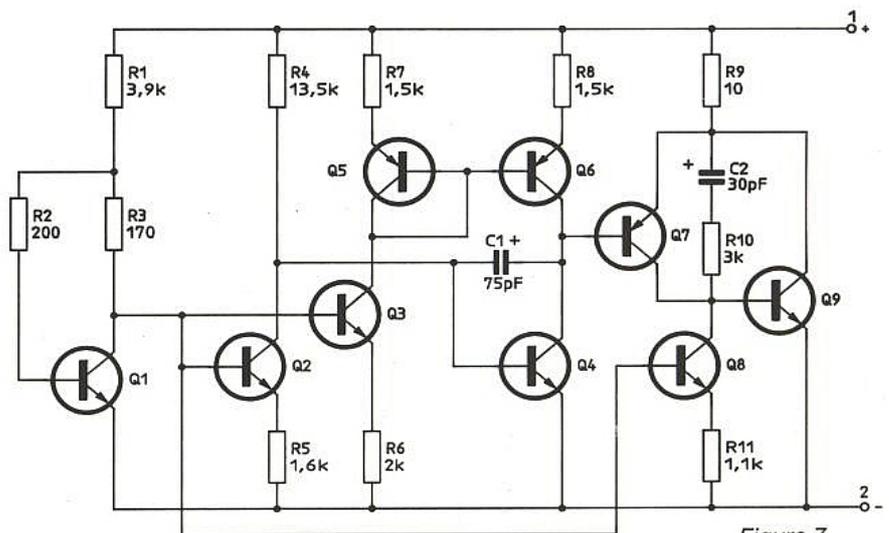


Figure 7

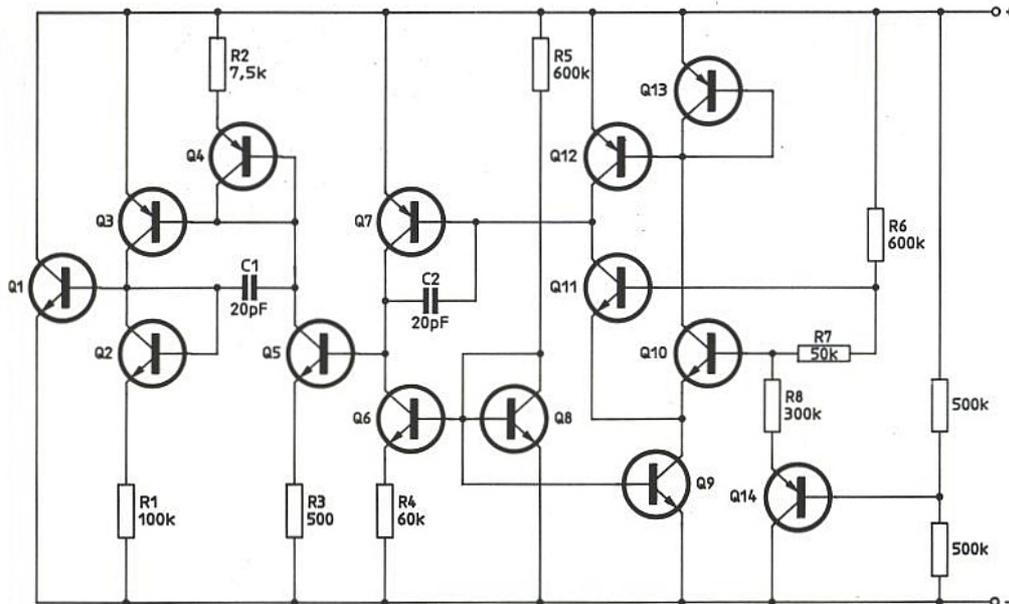


Figure 9

On retrouve ce type de composant très classique chez de multiples fabricants : ICL 8069 chez INTERSIL, AD 589 chez ANALOG DEVICES, etc.

Les références intégrées de la série LM 185, LM 285 et LM 385 sont basées sur le même principe, mais existent aussi en version 2,5 V. La figure 9 en donne le schéma interne tandis que la figure 10 indique le brochage du boîtier plastique plus économique proposé parallèlement au boîtier métallique.

Les performances offertes sont éloquentes :

- courant de polarisation 20 μA à 20 mA
- résistance dynamique 1 Ω à 20 Hz et 100 μA
- tension de bruit 120 μV pour 100 μA entre 10 Hz et 10 kHz
- stabilité à long terme 20 ppm sur 1000 heures à 100 μA et 25 $^{\circ}\text{C} \pm 0,1$ $^{\circ}\text{C}$

Figure 12

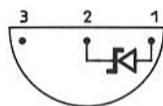
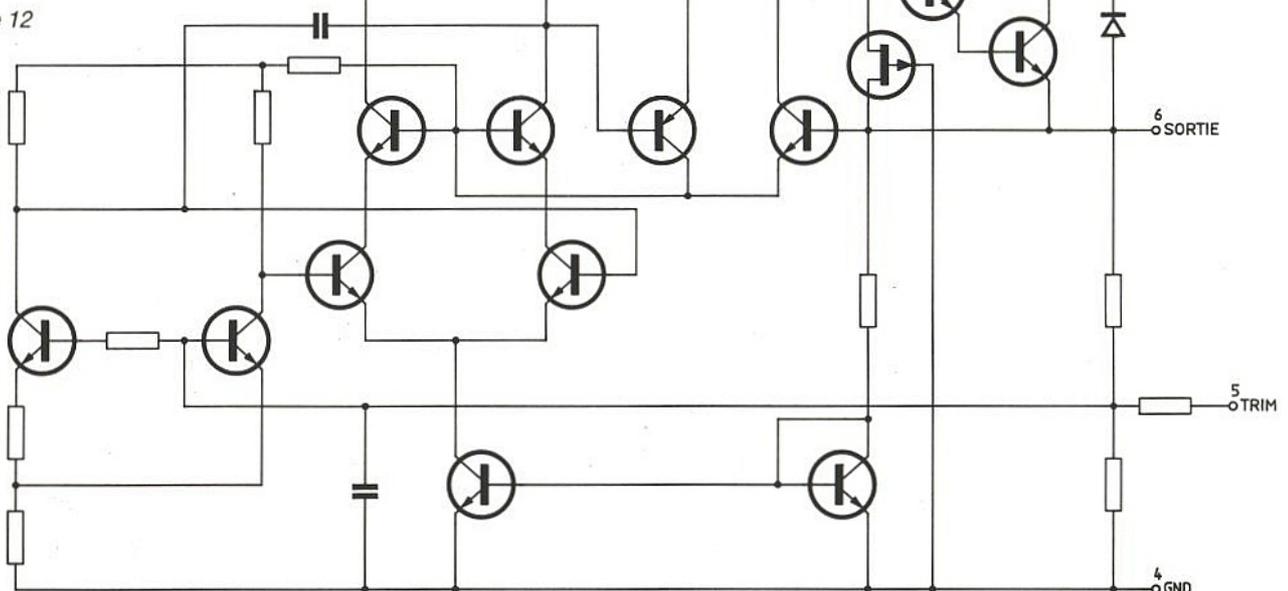


Figure 10

- coefficient de température 150 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ à 100 μA , la figure 11 détaillant ce comportement en température.



LES REFERENCES DE TENSION "MULTIPATTES"

Bien que la présentation sous la forme d'une diode zener à deux fils soit particulièrement commode, les circuits de référence à nombre de pattes plus élevé offrent évidemment davantage de possibilités. La figure 12 reproduit le schéma

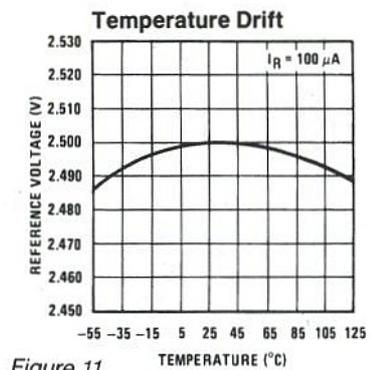


Figure 11

interne du REF-03 de PMI, dont le brochage apparaît à la **figure 13**. On remarque une broche de "trim" permettant d'ajuster la tension de sortie au moyen d'un potentiomètre externe monté conformément à la **figure 14**.

L'adjonction de composants externes permet d'élargir le champ d'applications de ce circuit de base : la **figure 15** montre comment réaliser une source de tension de référence réglable entre $-2,5\text{ V}$ et $+2,5\text{ V}$, tandis que le montage de la **figure 16** délivre deux tensions fixes de $+2,5\text{ V}$ et $-2,5\text{ V}$.

Le schéma de la **figure 17** permet quant à lui d'inverser la polarité de la tension de sortie, et donc d'obtenir uniquement du $-2,5\text{ V}$.

Le REF-43, dont la **figure 18** donne le schéma interne et la

Figure 13

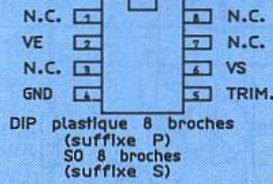


Figure 14

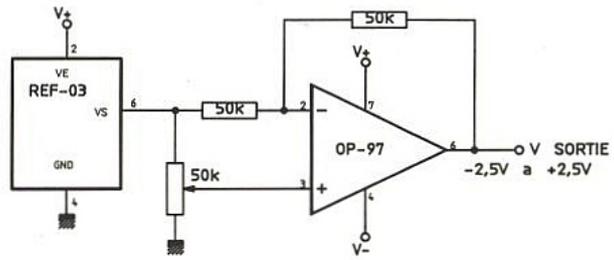
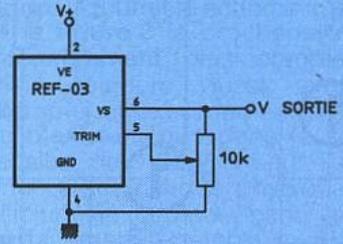


Figure 15

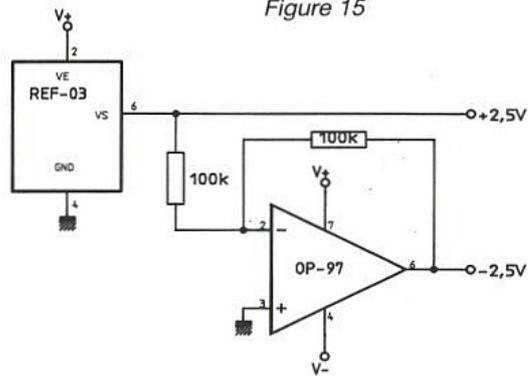


Figure 16

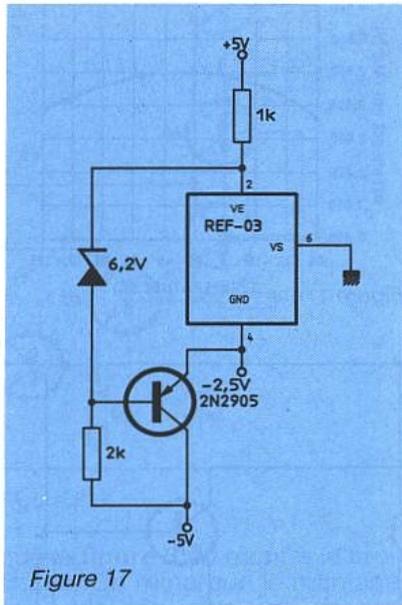
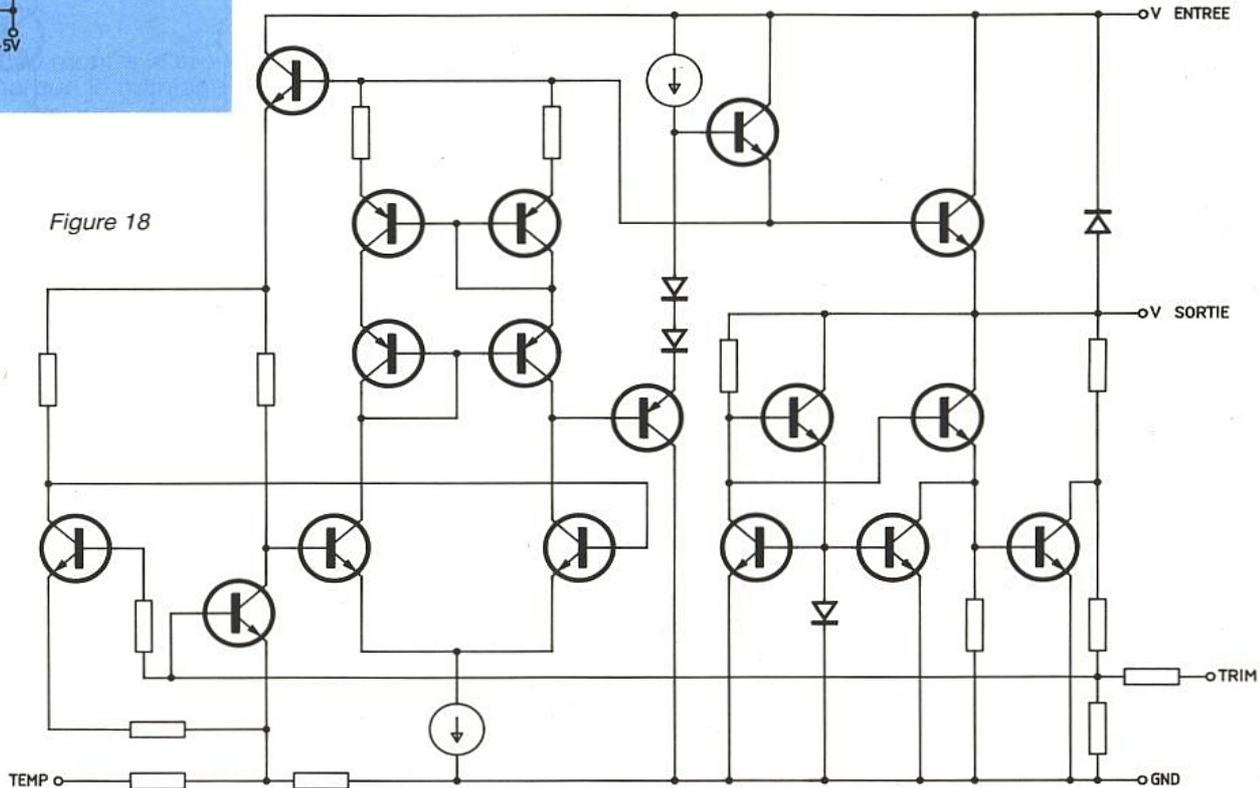


Figure 17

Figure 18



AD 588 d'ANALOG DEVICES. Le synoptique de la **figure 24** montre que le circuit de référence de base est complété par plusieurs amplificateurs opérationnels pouvant être exploités dans un certain nombre de montages intéressants. La **figure 25** suggère ainsi un branchement très simple per-

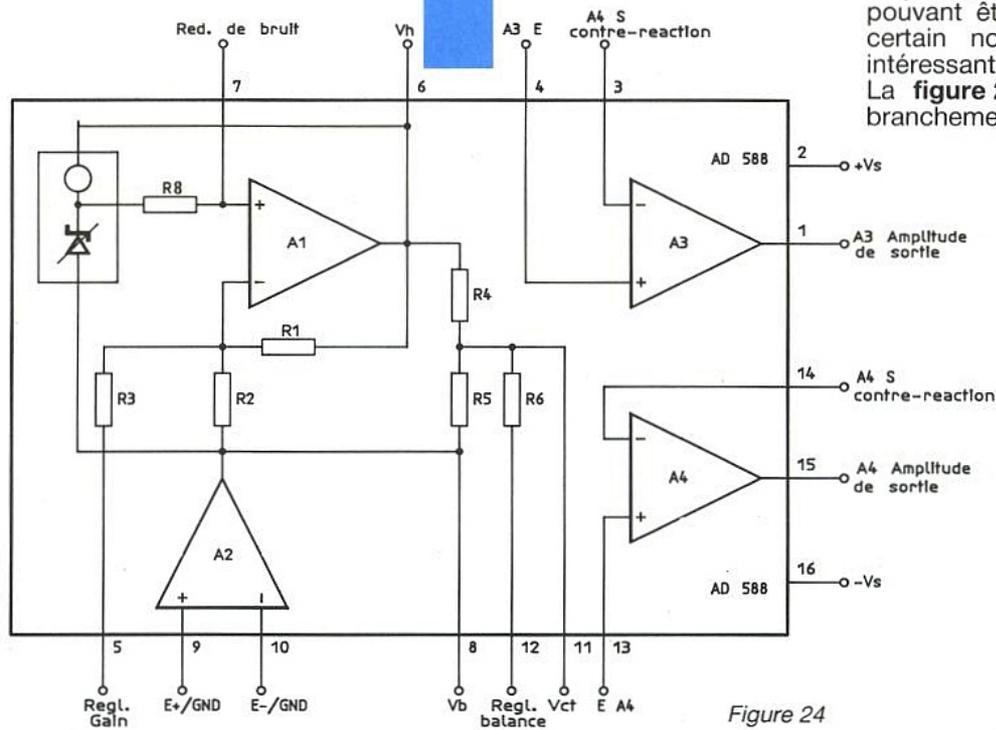
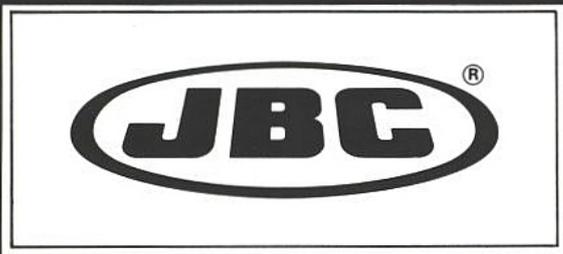


Figure 24



Techniques de Soudage et Montage en Electronique

Consultez nous:

JBC Outillage pour électronique, sarl
41, Rue Parmentier 92600 Asnieres
Tel. 1 47 93 28 22

**PRONIC - HALL 5 - ALLEE R
STAND 40**



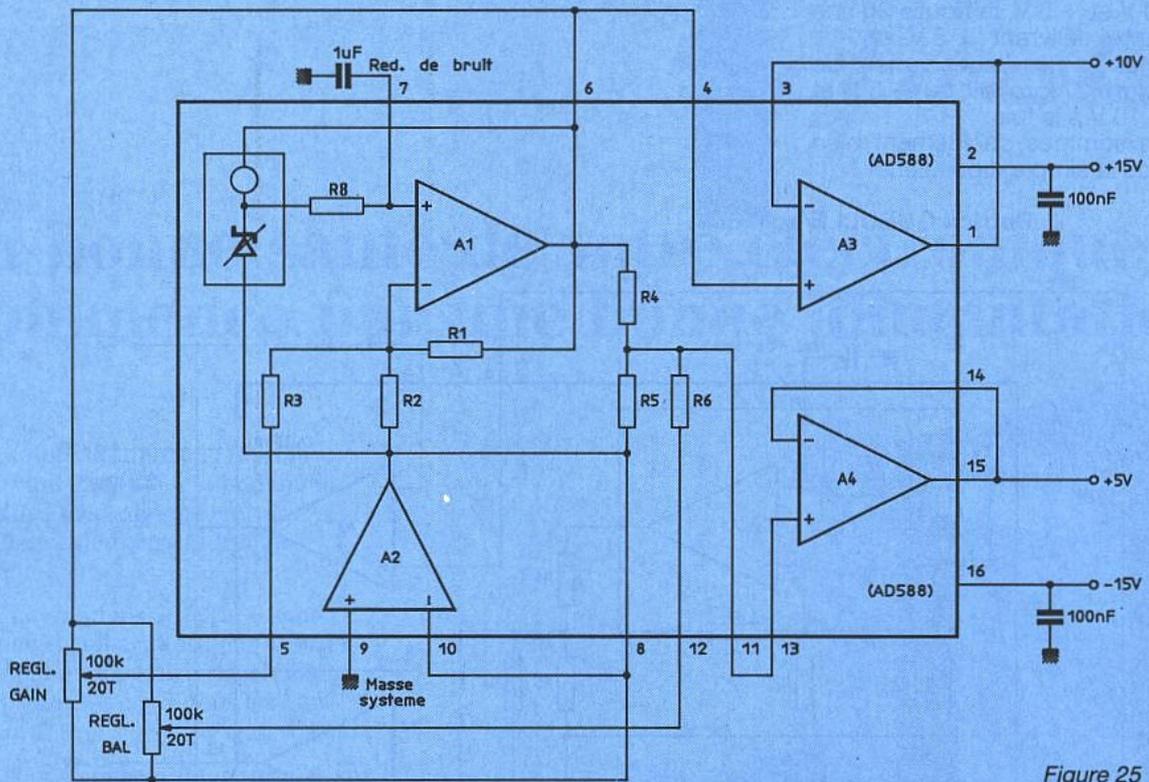
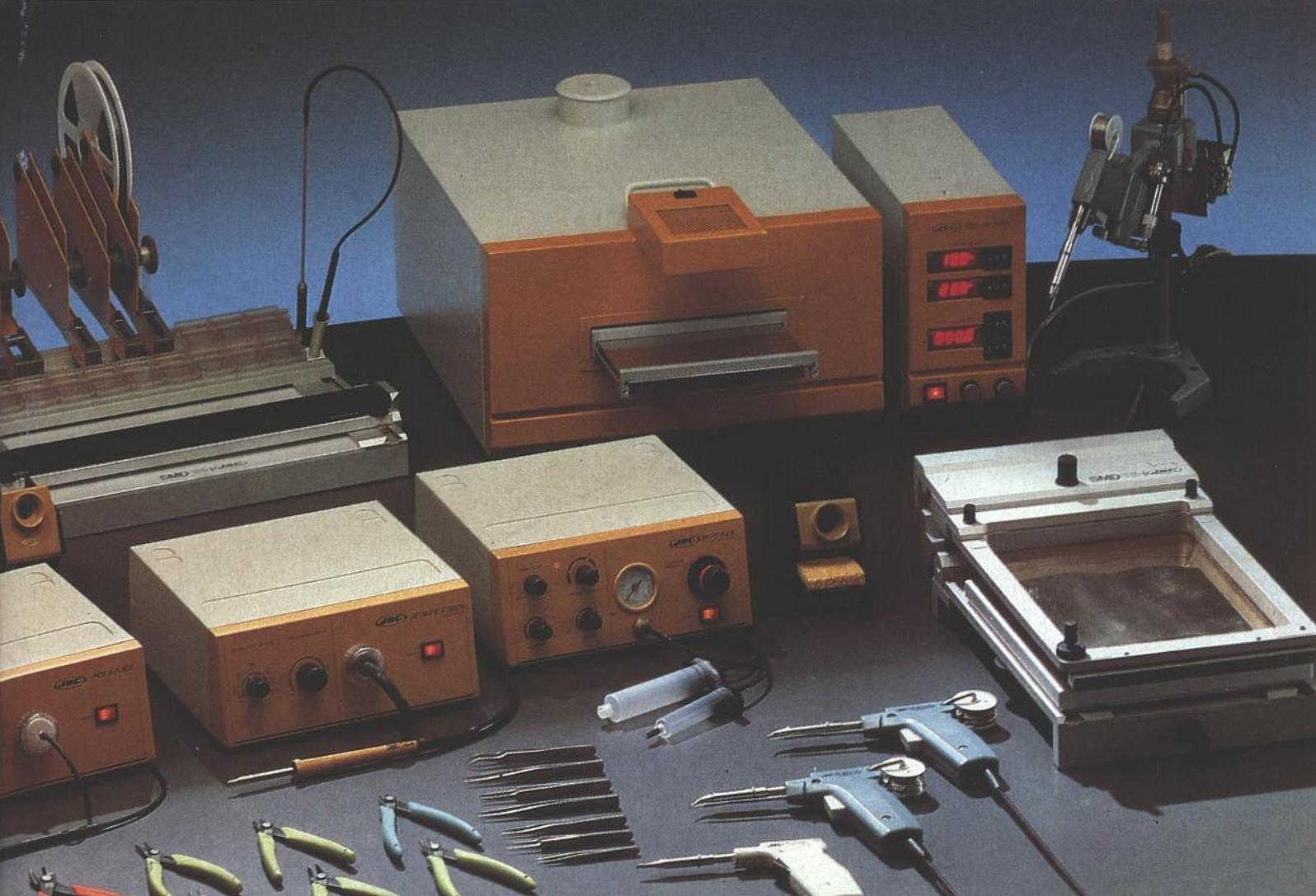


Figure 25



mettant d'obtenir deux sorties de + 10 V et + 5 V, la **figure 26** une variante délivrant + 5 V et - 5 V, tandis que l'agencement de la **figure 27** produit du - 5 V et du - 10 V à la fois. Nous sommes décidément bien loin de la simple diode zener !

Patrick GUEULLE

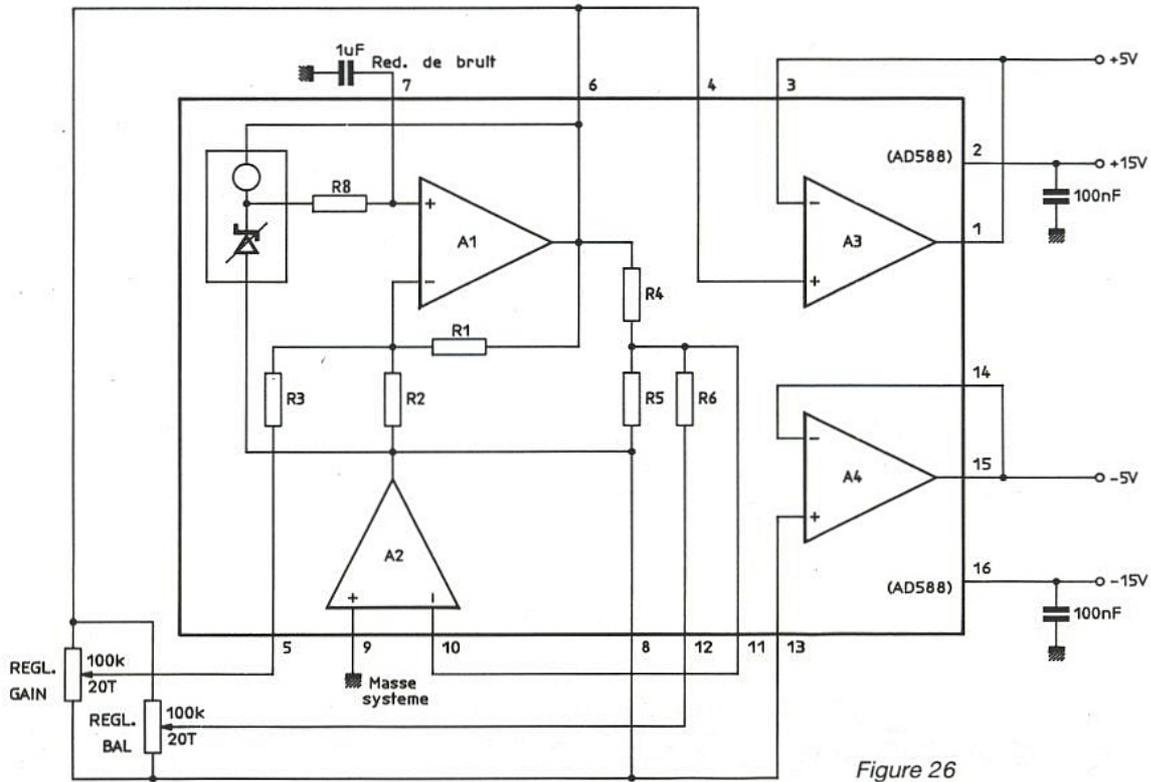


Figure 26

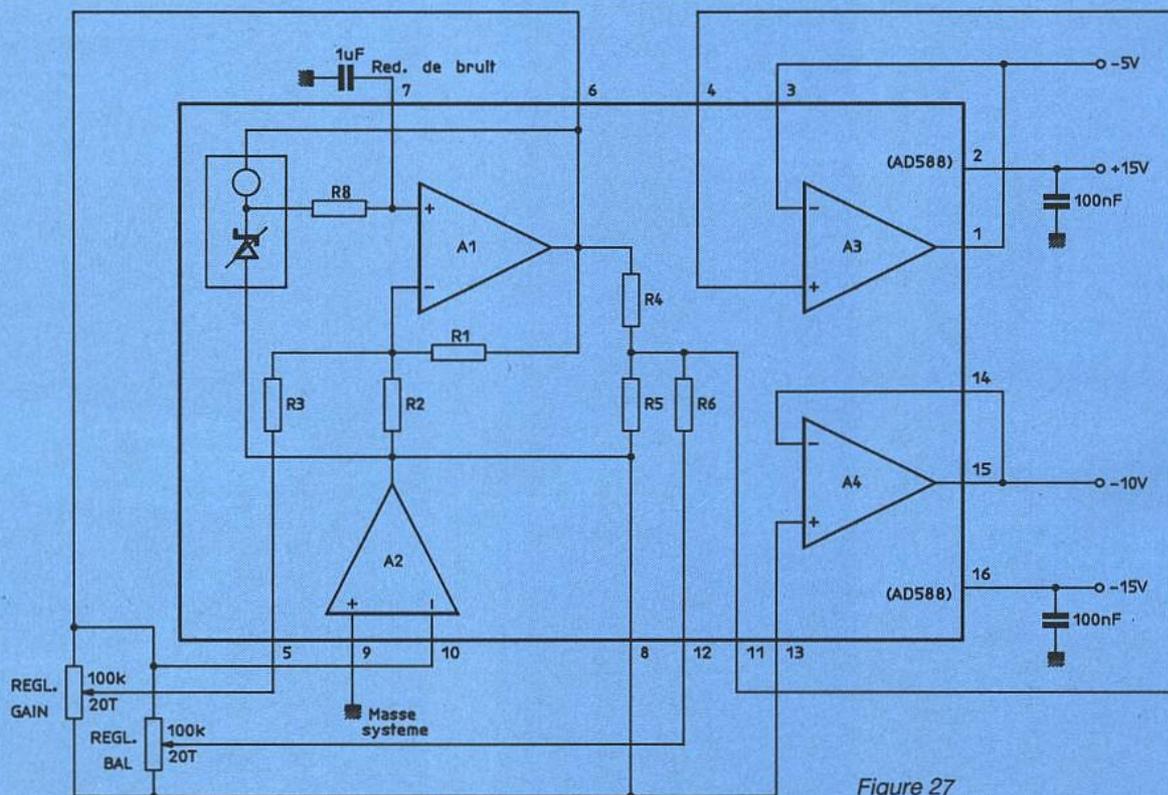


Figure 27

Vers les antennes planes

La télévision par satellite des temps héroïques est aujourd'hui révolue. Persisteront bien sûr encore quelques années les grandes paraboles vigoureusement motorisées aux multiples convertisseurs qui permettent au téléphile passionné d'accéder au très vaste éventail de programmes que nous dispense le chapelet des satellites géostationnaires. Mais le grand tournant est amorcé : les démodulateurs, de plus en plus conviviaux, équipés pour leur immense majorité de télécommandes, de mémoires non volatiles, voire d'affichage des paramètres directement sur l'écran, sont proposés à des conditions maintenant très raisonnables. Les programmeurs, conscients des avantages techniques incontestables de la réception directe ont d'ailleurs "pris les choses en main", comme Canal + avec son "Decsat" dont le lancement est planifié pour cette fin d'année 90.



Même évolution pour les antennes : l'accroissement progressif de la puissance des satellites s'est accompagné évidemment d'une réduction de la taille des aériens.

Avec les grands satellites de télédiffusion directe comme TDF1 et TVSAT2 (le lecteur se reportera utilement à nos articles précédents : Electronique Radio-Plans n° 495 et 503), le diamètre des antennes n'est plus que de quelques 40 ou 50 cm. Légères, compactes, robustes, elles se posent très facilement. Assez peu directives parce que petites, leur pointage est aisé et nous gageons que leur popularité ira croissante. C'est dans la droite ligne de cette évolution vers la simplicité que s'inscrit l'antenne plane FUBA que nous vous présentons aujourd'hui. Cette petite monobloc réconciliera-t-elle avec la réception directe par satellite tous ceux qu'effrayait le montage d'une antenne parabolique ?

Antenne plane et antenne parabolique

Le lecteur fidèle d'Electronique Radio-Plans a pu se familiariser, au fil de la chronique que son magazine préféré a tenue de la télévision par satellite, avec les antennes paraboliques. Celles-ci, véritables réflecteurs pour les ondes électromagnétiques provenant du satellite visé concentrent le faisceau qu'elles interceptent vers une zone de l'espace située en avant de l'antenne : c'est le "foyer" ou "point focal" ou encore "tache focale".

Cette dernière appellation est la plus correcte en l'occurrence, car la longueur d'onde n'étant pas négligeable devant le diamètre de l'antenne, le lieu de convergence où la "tête" prélève l'onde est fort loin d'être ponctuel. Que le réflecteur soit rond et symétrique autour de l'axe théorique du paraboloïde de révolution que serait l'antenne idéale ou qu'il ne

contienne pas cet axe (antenne dite "offset"), le principe reste le même : un "miroir" concentre l'onde vers une "tête" focale qui la traite.

Il en va tout différemment avec l'antenne plane qui nous occupe ici. En effet l'antenne plane n'est pas à proprement parler une antenne mais un ensemble d'antennes couplées entre elles : sa surface plane est un réseau d'antennes élémentaires ou cellules, interceptant chacune une petite partie du flux total de l'onde électromagnétique incidente. Du fait de leur taille réduite, le gain de ces cellules est faible et un gain de l'ensemble de l'antenne suffisant pour la réception de satellite n'est obtenu que par l'association de dizaines de cellules et l'optimisation de leur couplage.

Si au voisinage immédiat de l'antenne d'émission du satellite le front de l'onde émise apparaît comme sensiblement sphérique, à grande distance de celle-ci (et nous sommes à près de 40 000 km !) ce front d'onde peut être considéré comme parfaitement plan. En d'autres termes, l'ensemble des points de l'espace où au même instant l'onde a la même phase est un plan perpendiculaire à la direction de propagation, c'est-à-dire à la droite qui relie l'antenne d'émission à celle de réception. Les antennes élémentaires d'un réseau plan parallèles à ce plan d'onde reçoivent ainsi des signaux en phase. Le circuit électrique qui interconnecte les cellules entre elles et permet d'additionner les signaux qu'elles fournissent a des dimensions qui ne peuvent pas être considérées comme négligeables devant la longueur d'onde à recevoir. Les rotations de phase du signal dans ce circuit doivent donc être prises en compte et les connexions qui relient par exemple deux cellules contiguës doivent dans le cas le plus simple être de longueurs identiques pour que les signaux s'ajoutent en phase à l'interconnexion. Elles doivent de surcroît être à très faibles pertes pour que l'amplitude du signal au point d'interconnexion reste significativement supérieure à celle fournie par chacune des cellules, sans quoi l'association de cellules perd tout son intérêt. Ces quelques considérations conditionnent la structure et la technologie de fabrication de ces antennes que nous allons étudier maintenant plus avant.

STRUCTURE ET TECHNOLOGIE DE L'ANTENNE PLANE

L'antenne plane DPC 41 de FUBA Communication se présente sous la forme d'un carré d'une quarantaine de centimètres de côté et d'épaisseur réduite (**figure 1**). Côté face (vers le satellite) une plaque de protection borgne mais transparente aux ondes électromagnétiques : le radôme. Côté pile, accolé à l'antenne le convertisseur hyperfréquences plat et l'orienteur qui permet le pointage vers le satellite (**figure 2**). Comme on le voit, un look sobre et une manipulation aisée. A l'intérieur, il n'en est pas de même et les entrailles de l'animal font apparaître une structure compliquée (attention, l'ouverture du boîtier vous fait perdre votre droit à la garantie !) (**figure 3**). Le radôme qui fait face au satellite protège une structure interne multicouche composée de trois feuillets électriquement actifs séparés par deux couches diélectriques inertes dont la seule fonction est mécanique. On distingue de l'avant (côté satellite) vers l'arrière de l'antenne :

- Une feuille diélectrique mince et souple portant, déposé par sérigraphie, un conducteur électrique (couleur bleue) délimitant un réseau de 16×16 fenêtres. Chacune des 252 fenêtres (256 moins les 4 centrales qui ne sont pas fonctionnelles) correspond à une antenne élémentaire. L'entrée de la fenêtre est barrée par une languette conductrice oblique dont la fonction est d'assurer l'adaptation électrique de l'antenne (rendement optimum) tout en jouant un rôle, comme nous le verrons plus loin, dans la bonne séparation entre l'onde de polarisation circulaire droite par exemple, si l'on veut recevoir le satellite TDF1 qui émet dans ce mode, de celle de polarisation circulaire gauche (**figure 4**).

- Une couche de matière plastique claire légère et transparente pour les ondes électromagnétiques dont la fonction est de maintenir un écartement constant entre les couches électriquement actives. Cette couche diélectrique est alvéolée (23×23 trous carrés) pour l'alléger encore (**figure 5**).

- Une deuxième feuille diélectrique qui porte les antennes élémentaires et le réseau de conducteurs qui les combinent deux à deux puis 4 à 4 etc. L'arborescence ainsi obtenue aboutit à deux petites antennes qui viennent coupler le réseau



Figure 1 : La DPC 41 FUBA en montage mural.



Figure 2 : Vue arrière du système de montage et de pointage.

plan et le guide d'onde central qui communique avec le convertisseur hyperfréquence situé à l'arrière de l'antenne. Il y a une antenne élémentaire pour chacune des 16×16 fenêtres de la première feuille diélectrique (**figure 6**).

- Une deuxième couche diélectrique inerte transparente aux ondes et identique à la première qui sépare la feuille portant le réseau d'antennes de la troisième couche active.

- La troisième couche active est une simple plaque conductrice qui vient refermer les 16×16 alvéoles que constituent les petites fenêtres et les antennes élémentaires séparées par les couches intermédiaires d'isolant. Elle tient lieu en quelque sorte de plan de masse pour l'antenne.

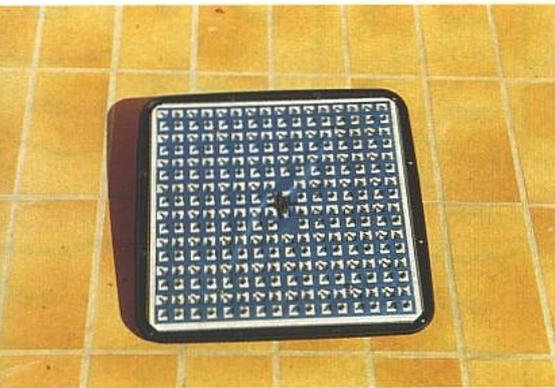


Figure 3 : L'antenne, radôme retiré.



Figure 4 : Le conducteur supérieur alvéolé.



Figure 5 : Le diélectrique inerte.



Figure 6 : Le conducteur intermédiaire avec les antennes et le réseau de couplage.

On admet que les deux couches diélectriques inertes se comportent comme si elles étaient parfaitement homogènes et virtuellement inexistantes pour l'onde. L'ensemble des trois éléments électriquement actifs présente deux types de zones.

Les premières correspondent à l'ouverture des fenêtres de la couche supérieure : l'onde incidente pénètre l'alvéole fermée par le plan de masse inférieur, et dont la profondeur est "accordée" sur la longueur d'onde moyenne de la bande de fréquence à recevoir (l'épaisseur des deux zones inertes est soigneusement contrôlée). La petite antenne élémentaire placée à mi-hauteur prélève l'énergie de l'onde.

La deuxième zone se situe sous la surface métallisée qui entoure les fenêtres de la feuille supérieure. C'est dans cette zone que se situe le réseau qui interconnecte de proche en proche les antennes élémentaires entre elles. On a dans ce cas une structure "tripaquet" ou "stripline" qui permet la propagation guidée des signaux hyperfréquences.

L'onde est guidée le long des rubans sérigraphiés sur la feuille intermédiaire et reste confinée entre les deux conducteurs parallèles que constituent la métallisation de la feuille supérieure et le plan de masse. C'est la largeur des rubans qui détermine l'impédance de la ligne de propagation ce qui explique le dessin complexe de ces rubans qui doivent permettre la combinaison des signaux le long de la ligne sans échos et sans désadaptation. C'est le bon choix des diélectriques et la précision géométrique qui déterminent le gain des antennes élémentaires et les pertes de propagation dans le stripline. Ce sont d'ailleurs ces pertes qui interdisent d'accroître indéfiniment la taille des antennes planes. En effet si l'augmentation du nombre de cellules permet tout d'abord d'accroître le gain global malgré l'allongement des connexions stripline, (et ceci jusqu'à 256 ou 512 cellules avec les diélectriques utilisés couramment) un accroissement du nombre de cellules au-delà n'améliore plus le gain global car les pertes en ligne deviennent rédhibitoires.

Cette structure sandwich doit être précisément montée pour que les différents éléments coïncident correctement : un décalage même minime des différentes couches l'une par rapport à

l'autre modifie les dimensions de l'alvéole unitaire et diminue le gain de chacune des antennes élémentaires. Une des difficultés réside dans la réalisation de sérigraphies sur des feuilles diélectriques minces qui respectent des précisions dimensionnelles meilleures que la fraction de millimètre sur des distances de 40 cm. La bonne coïncidence des différentes couches doit se conserver dans le temps en dépit des contraintes thermiques que l'antenne subit nécessairement lorsqu'elle est exposée au soleil et aux intempéries. Les autres éléments constitutifs de l'antenne : fixation, convertisseur hyperfréquence, joint d'étanchéité doivent posséder les mêmes qualités.

Antenne plane et polarisation circulaire

Les antennes planes construites actuellement n'atteignent pas, loin s'en faut, les gains des grandes antennes paraboliques d'un à deux mètres de diamètre que connaissaient les pionniers de la réception de télévision par satellite (voir les articles de Radio-Plans traitant de ce sujet). Ceci est essentiellement dû, comme nous l'avons expliqué plus haut, au fait qu'une augmentation du nombre de cellules élémentaires de l'antenne plane se solderait, au-delà d'une certaine taille, non plus par un accroissement de gain, mais par une réduction de celui-ci parce que les pertes dans les lignes striplines deviendraient prépondérantes. Le maximum de gain, compte tenu de la technologie actuelle, reste modeste et seuls les satellites les plus puissants peuvent être reçus. Appartiennent à cette catégorie les satellites dits "DBS" (pour Direct Broadcast Satellite) qui émettent dans la bande 11,7 à 12,5 GHz, comme TDF1 et son petit frère nouveau-né TDF2, son jumeau allemand TVSAT2, BSB (Grande-Bretagne) et Olympus (Agence Spaciale Européenne).

Les paramètres de transmission de ces satellites ont été réglementés lors d'une conférence internationale en 1977 à Genève (CAMRS 77) : les fréquences de leurs canaux sont prédéterminées mais surtout, les ondes transmises doivent être de polarisation circulaire. Ceci signifie que le champ électrique oscillant de l'onde qui se propage (qui reste toujours perpendiculaire à la direction de propagation) ne

conserve pas une direction constante, verticale ou horizontale par exemple (polarisation rectiligne verticale ou horizontale) mais "s'enroule" en hélice autour de l'axe de propagation. On parle alors, suivant le sens d'enroulement, de polarisation circulaire droite (ou "dextrogyre") ou gauche ("lévogyre"). Toute onde de polarisation circulaire peut être décomposée en une somme de deux ondes de polarisation rectiligne, de même fréquence et de même amplitude évidemment, l'une horizontale et l'autre verticale, en quadrature entre elles.

Cela revient à dire que la composante verticale arrive sur l'antenne $1/4$ de période avant (ou après, suivant qu'il s'agisse d'une circulaire droite ou gauche) la composante horizontale. La séparation de deux polarisations circulaires qui coexistent à la même fréquence s'obtient en retardant d' $1/4$ de période l'une des deux composantes puis en les additionnant. Pour une des polarisations circulaires il y aura addition des composantes en phase (celle que l'on veut recevoir) et pour l'autre en opposition de phase (celle que l'on rejette).

Ce principe de séparation est exploité dans notre antenne plane : les antennes élémentaires du circuit stripline sont groupées deux par deux, l'une des deux perpendiculaire à l'autre (**figure 7**). Les lignes qui relient ces deux antennes sont de longueurs inégales et l'écart de temps de propagation entre ces lignes est d' $1/4$ de période à la fréquence moyenne pour laquelle l'antenne est conçue. La DPC 41 de FUBA est une antenne pour polarisation circulaire droite (donc TDF1, BSB ou Olympus). Mais il est aisé de la modifier pour la faire recevoir la polarisation circulaire gauche (TVSAT2). Il suffit (mais encore attention, vous perdez la garantie...) de retourner les deux feuilles de plastique sérigraphié que contient l'antenne (surface argentée en haut au lieu de surface bleue). Pour l'onde la nouvelle antenne obtenue est semblable au reflet de l'ancienne antenne dans un miroir : on a échangé droite et gauche et cette fois c'est l'onde circulaire gauche qui est reçue.

Montage et utilisation de l'antenne plane

L'installation de l'antenne plane, petite (40 × 40 cm) et légère (3 kg), est d'une extrême simpli-

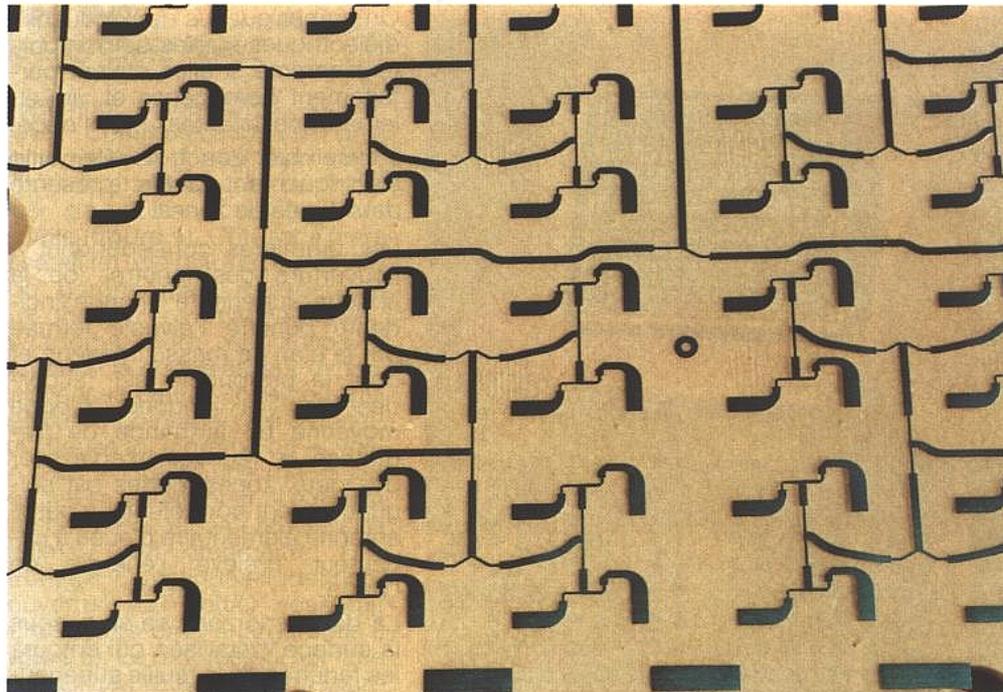


Figure 7 : Les antennes et le réseau de couplage (détails).

citée pour qui est familiarisé avec la réception directe par satellite. La fixation se fait sur un tube de diamètre 1 pouce (= 25,4 mm) mais compte tenu des tolérances du dispositif de serrage un tube de 25 mm fait aussi bien l'affaire. Ce tube peut être solidaire d'une fixation murale (**figure 2**) ou d'un pied. Le réglage d'azimut (est/ouest) se fait par rotation autour de ce tube et celui d'élévation (haut/bas) au moyen d'une petite fourche réglable. Le pointage fin de l'antenne vers le satellite ne pose aucun problème au professionnel : l'antenne est branchée sur un récepteur-démodulateur (prévu pour décoder les programmes en D2MAC) pré-réglé sur un des canaux, orientée vers le sud-sud-ouest et inclinée d'une trentaine de degrés par rapport à la verticale. En balayant alors au jugé de quelques degrés sur les deux axes on fait apparaître très facilement une image sur l'écran du téléviseur connecté au démodulateur. Cette grande facilité de pointage s'explique d'une part par la grande marge de niveau que laisse un satellite de la puissance de TDF1, même reçu par une petite antenne, et d'autre part par le fait que les antennes de petites dimensions sont peu directives.

La grande marge de niveau de réception impose d'ailleurs de prendre quelques précautions. En effet une antenne est caractérisée par un "diagramme de rayonnement" qui caractérise la variation du gain de l'antenne en fonction de l'écart angulaire de visée à partir de son axe de

réception idéal. Le diagramme de rayonnement d'une antenne très directive est caractérisé par un gain important autour de l'axe de réception idéal : c'est le lobe principal de réception. Un décalage angulaire de l'antenne, dans une direction quelconque par rapport à cet axe de visée, provoque une décroissance rapide du gain puis un peu plus loin, une ou plusieurs légères remontées, qui sont les lobes secondaires.

Quand la marge de niveau est très grande sur le lobe principal, le gain de l'antenne sur les lobes secondaires peut rester suffisant pour faire apparaître une image sur l'écran. C'est le cas de l'antenne plane pointée sur TDF1. Il faut donc prendre la précaution de vérifier que l'on est bien sur le lobe de plus grand gain en diminuant la marge de niveau : il suffit pour cela de masquer partiellement l'antenne au moyen d'un objet faisant écran. Une autre méthode, très efficace, utilisable dans le tiers-Est de la France consiste à régler le récepteur-démodulateur sur un canal du satellite TVSAT2 qui émet en polarisation circulaire gauche sur la même position orbitale. La séparation de polarisation n'étant pas parfaite notre antenne pour polarisation droite recevra, mais avec un gain très réduit, la polarisation gauche ; une image fantôme apparaîtra sur l'écran quand on sera très précisément sur le lobe principal alors que les lobes secondaires seront cette fois bien trop faibles. Le réglage fait et les boulons

serrés, la réception des ondes circulaires droites de TDF1 sera impeccable.

La marge de niveau pour la réception de TDF1 est due d'une part à la densité de puissance de l'onde reçue au sol (PIRE ou Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente du satellite) et d'autre part à l'efficacité globale de la station de réception caractérisée par le Facteur de Mérite G/T de la station (voir notre article à ce sujet : Radio-Plans n° 485). Le G/T de 8 dB/K de notre antenne plane est tel qu'on peut envisager d'utiliser celle-ci à l'intérieur, derrière une fenêtre convenablement orientée vers le Sud. Une vitre ordinaire sèche n'atténue l'onde que d'un demi décibel lorsqu'elle est sensiblement perpendiculaire à la direction de visée, ce qui reste négligeable.

Des angles d'incidence plus grands ne deviennent véritablement gênants qu'à partir de soixante degrés environ. Lorsque la vitre est mouillée ou givrée la réception se dégrade mais reste acceptable.

Si par contre votre maison est équipée de doubles vitrages des effets gênants de dépolarisation parasite peuvent apparaître dans certains cas. Pas de problèmes lorsque le vitrage est perpendiculaire à la direction de visée : l'atténuation parasite est de l'ordre d'un décibel ce qui est tout à fait tolérable. Ça se gâte pour une incidence de 45 degrés environ, car les deux ondes circulaires droite et gauche sont cette fois partiellement transformées en ondes rectilignes et le sélecteur de polarisation de l'antenne devient incapable de les discriminer. L'antenne envoie simultanément au démodulateur, et de manière atténuée les signaux provenant des deux polarisations. Les plans de fréquence des polarisations droite et gauche des satellites du type DBS dans la bande 11,7 à 12,5 GHz sont tels que leurs canaux se chevauchent et qu'une bonne séparation des polarisations est indispensable pour un bonne qualité d'image. Dans ce cas problématique de réception vous pourrez recevoir (et surtout dans l'Est où la PIRE de TVSAT2 est forte) les programmes de TDF1 et TVSAT2 avec un équipement prévu uniquement pour l'un deux, mais hélas avec une qualité de réception indigne du D2 MAC. Il est à noter que l'effet néfaste d'un double vitrage sur la polarisation est indépendant de la technologie de l'antenne, plate ou parabolique.

Les figures 8 et 9 montrent les spectres de fréquence en sortie d'antenne respectivement dans le cas d'une réception sans obstacle et dans le cas de la réception à travers un double vitrage disposé à 45° (mesures faites à Strasbourg où les PIRE de TVSAT2 est sensiblement identique à celle de TDF1). Les porteu-

ses modulées que l'on observe ne proviennent pas uniquement de TDF1 et TVSAT2 mais de l'ensemble des satellites qui sont sur la position orbitale 19° ouest. La station de réception ne sait reconnaître que les fréquences et les polarisations (TDF1, TDF2 et Olympus en circulaire droite, TVSAT2 en gauche). On voit que

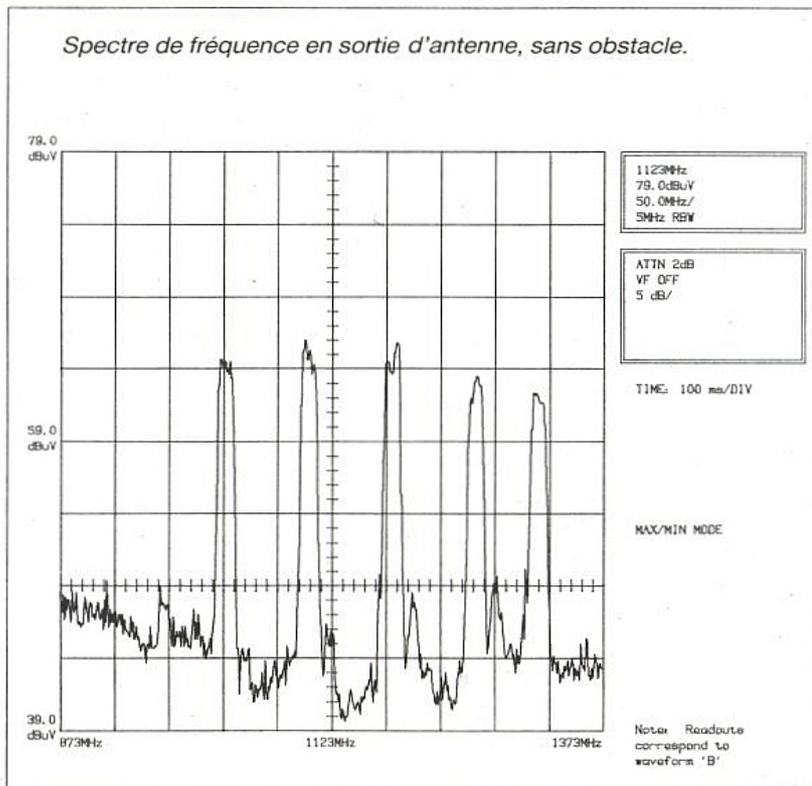
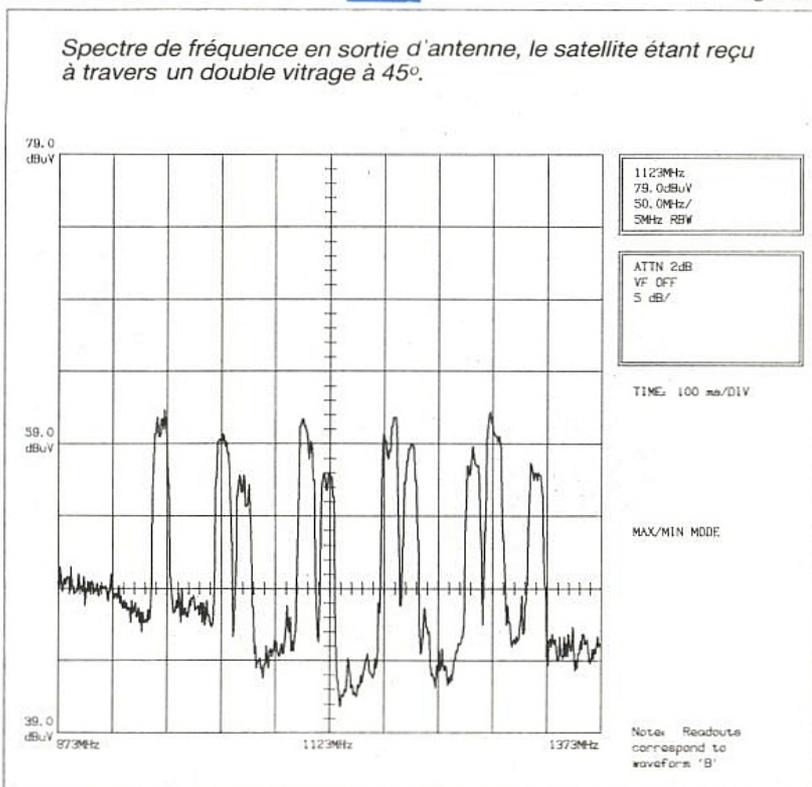


Figure 8

Figure 9



le double vitrage fait "remonter" les porteuses de TVSAT2 qui viennent perturber les autres programmes.

On se rappellera donc que la réception à partir d'une antenne intérieure, si la visée vers le satellite est possible, est parfaitement praticable en général sauf en cas de double vitrage si l'incidence est supérieure à 45°, et ce quel que soit le type d'antenne utilisé.

Grâce aux nouvelles générations de petites antennes planes, la réception des satellites de forte puissance comme TDF1 pourra très certainement atteindre un marché plus large avec moins de contraintes techniques et économiques. Ces petites antennes, qui s'intègrent discrètement à l'habitat (figure 10), coexisteront très certainement avec des antennes paraboliques compactes et robustes moins spécialisées, de bande passante plus large, capables de recevoir plus d'une polarisation simultanément, voire équipées d'un orienteur motorisé multisatellites. Les progrès techniques, l'augmentation de la puissance des émetteurs en orbite, et l'élargissement



Figure 10 : Petite et compacte, l'antenne plane se montre discrète.

progressif de l'éventail de programmes disponibles, laissent augurer d'un bel avenir pour la télévision par satellite.

Philippe HORVAT

FORMATION A LA RECEPTION SATELLITES

Apprendre rapidement à maîtriser les nouvelles technologies de la télévision par satellites.

Astrelec en coopération avec le réseau de l'Education nationale met à votre disposition des cycles de différents niveaux.

ASTRELEC
34, rue de Bagneaux
45140
ST-JEAN-DE-LA-RUELLE
Tél. (16) 38 44 25 55

consultez l'Annuaire Electronique

Nom : ASTRELEC
Loc. : ORLEANS
Dept. : 45

Sans engagement de ma part je désire recevoir de plus amples renseignements sur la formation ASTRELEC.

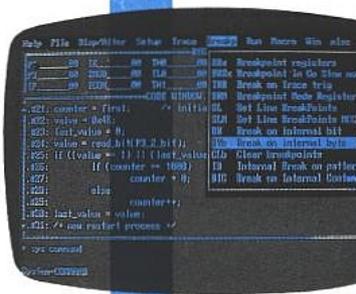
Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

E.R.P.

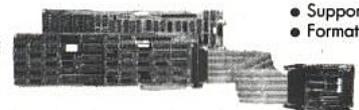
EMULATION 8051 EMUL 51-PC de NOHAU

Supporte les micro-contrôleurs de
AMD, DALLAS, INTEL, MHS, OKI, PHILIPS, SIEMENS



- Philips, Signetics
8051, 8031, 80C51, 80C31, 80C451,
83C451, 80C552, 83C552, 80C562,
80C652, 83C652, 83C654, 83C751,
83C752, 80C851, 83C851, 87C654.
- Siemens
8031A-20, 80532, 80512, 80535,
80C535, 80C515, 80C537, 80C517
- Intel
8052, 8032, 80C32, 8751, 8752,
87C51, 8344, 80C152, 80C452,
80C51FA, 80C51GB
- AMD
80C321, 8751, 87C51, 8053, 8753,
80C52T2, 80C32T2
- Dallas
DS5000, DS5001
- MHS
80C315, 80C154
- OKI
80C154

- EMULATEUR SUR PC.
- DEBOGUEUR LANGAGE HAUT NIVEAU.
- C51, PLM51, PASCAL51.
- TRACÉ 16 K X 48 BIT.
- ANALYSEUR DE PERFORMANCE DE PROGRAMME.
- VERSION INTEGREE PC-XT/AT OU BOITIER SERIE.



- Support technique.
- Formation.

EMULATIONS

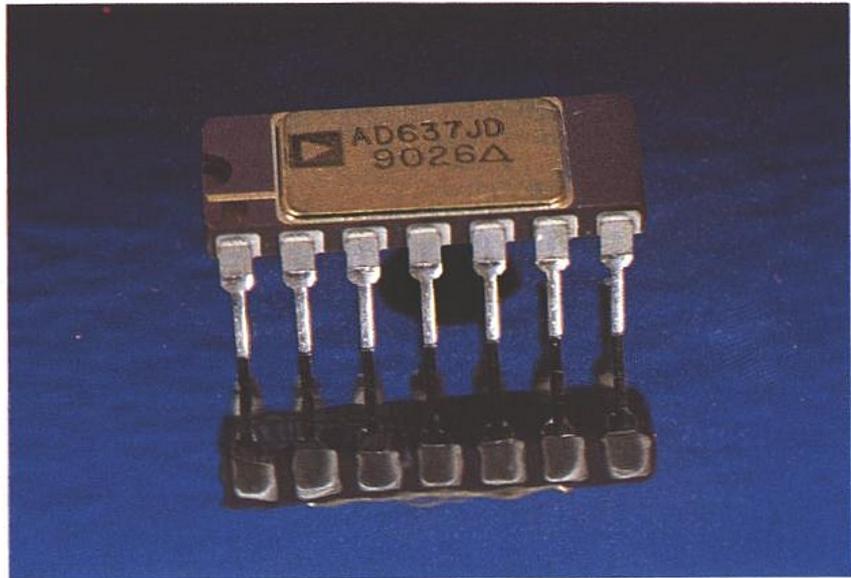
Outils et instruments électroniques

Antéla 4 Burospace. Chemin de Gizy, 91571 Bièvres Cedex. France
Télex : 603 762 F. Télécopie : (1) 60.19.29.50

TÉL. : (1) 69.41.28.01

Le convertisseur RMS AD 637

ANALOG DEVICES dont la réputation n'est plus à faire aujourd'hui propose dans ces volumineux catalogues un nombre sans cesse croissant de circuits intégrés qui permettent de minimiser le nombre de composants nécessaires à la réalisation de fonctions complexes, qu'il aurait été difficile d'envisager il y a ne serait-ce que quelques années. Parmi les nombreuses fonctions susceptibles d'intéresser le technicien, nous trouvons les circuits de conversion de grandeurs analogiques tels que les convertisseurs RMS. Autrefois réservés aux appareils de mesure de haut de gamme on commence à voir ce type de circuit entrer dans la gamme des appareils grand public.



De façon à familiariser le lecteur avec ce type de convertisseur, nous allons montrer l'intérêt de la mesure des valeurs efficaces vraies, nous analyserons ensuite la conception et le fonctionnement de l'AD 637 pour terminer par son application à un voltmètre-décibelmètre à affichage numérique.

Intérêt de la conversion RMS

Les contrôleurs universels à aiguille ou à affichage numérique ne sont, pour la plupart des modèles, exacts que pour des signaux sinusoïdaux et le plus souvent à condition que la fréquence de ceux-ci soit de valeur inférieure à quelques centaines de Hertz.

Ces appareils lorsqu'ils sont utilisés en alternatif, commencent par effectuer un redressement double alternance des signaux appliqués, suivi d'une prise de valeur moyenne du signal ainsi transformé (figure 1). La grandeur continue est alors affichée en tenant compte du facteur de forme du courant sinusoïdal pour lequel ce type d'appareil est en général prévu. Pour préciser les choses si nous partons d'une tension $v = V_m \sin(\omega t)$ dont la

valeur efficace est $V_m/\sqrt{2}$ nous savons, en faisant appel à nos souvenirs scolaires, que la valeur moyenne du signal obtenu après redressement double alternance a pour valeur : $V_{moy} = 2 V_m/\pi$ soit encore $V_{moy} = 2 \sqrt{2} V_{eff}/\pi$ ce qui donne $V_{eff} = 1,11 V_{moy}$ où le coefficient 1,11 représente le facteur de forme du courant sinusoïdal. La fonction de transfert de l'appareil tenant compte de ce coefficient, il est évident que pour toute autre forme de courant, la valeur du signal redressé sera toujours égale à 1,11 fois la valeur du signal redressé double alternance. L'erreur commise dans le cas d'un signal carré symétrique de rapport cyclique 1/2 est de 11 pour cent ce qui est loin d'être négligeable comme le montre la figure 2. Pour remédier à ce problème il faut obligatoirement que la conversion soit basée sur la formule de définition de la valeur efficace et non plus sur l'utilisation d'un facteur de forme.

Définition de la valeur efficace d'un signal

On appelle la valeur efficace (noté I_{eff}) d'un courant variable $i(t)$, la valeur du courant continu qui produirait dans la même

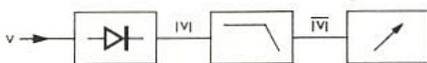


Figure 1 : Principe des voltmètres efficaces des contrôleurs universels.

résistance, pendant le même temps, le même dégagement de chaleur.

L'écriture de l'égalité des quantités de chaleur dégagées en continu : $W = R \times I^2_{eff} \times T$ et en régime variable :

$$W = \int_{(T)} R \times i^2(t) \times dt$$

conduit à la formule de définition bien connue mais plus difficile à mettre en œuvre électroniquement :

$$I^2_{eff} = 1/T \int_{(T)} i^2(t) \cdot dt$$

Cette formule montre que la valeur efficace d'un signal quelconque représente la racine carrée de la valeur moyenne du carré du signal concerné. Nous avons donné la définition dans le cas d'un courant mais il est évident que cette formule s'applique aussi bien à toute autre grandeur.

Le travail d'un convertisseur RMS consiste donc à faire subir au signal étudié la suite d'opérations mathématiques liées à la formule de la valeur efficace et par voie électronique.

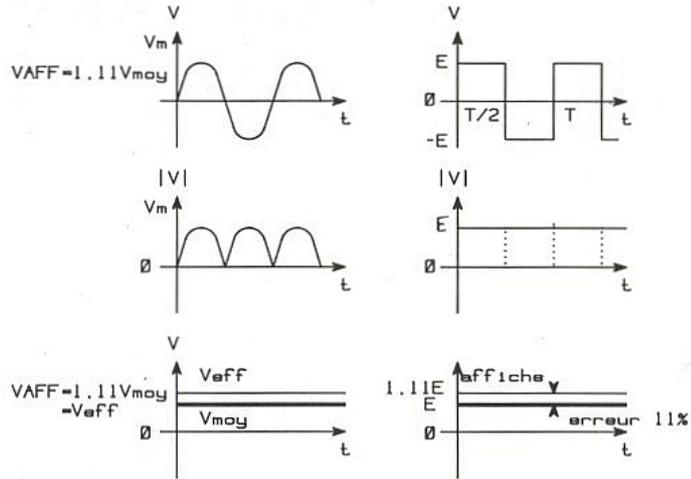


Figure 2 : Erreur introduite par un appareil à redresseur pour un signal non sinusoïdal.

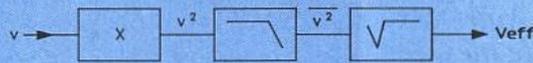


Figure 3 : Convertisseur RMS utilisant 2 multipliers.

Les solutions

La première opération à effectuer sur le signal est son élévation au carré suivie d'une prise de valeur moyenne du résultat qui subira pour terminer une extraction de sa racine carrée. Electroniquement parlant, il suffit d'associer en cascade un multiplieur, un filtre passe-bas, et enfin un second multiplieur câblé de telle sorte qu'il fournisse la racine carrée du signal présent à son entrée (figure 3).

Une autre façon d'aboutir à la valeur efficace d'un signal peut être déduite de la transformation mathématique suivante :

$$(I_{eff})^2 = 1/T \int_{(T)} i^2(t) \cdot dt \text{ qui}$$

$$\text{devient } (I_{eff})^2 = \overline{i(t)^2},$$

la barre supérieure indiquant qu'il s'agit de la valeur moyenne. Dans cette formule, puisque le courant $i(t)$ est élevé au carré, rien ne s'oppose à ce qu'on le remplace par sa valeur absolue ce qui conduit à $I_{eff}^2 = \overline{|i(t)|^2}$.

Si nous prenons maintenant le logarithme de chaque membre, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \text{Log } (I_{eff})^2 &= \text{Log } \overline{|i(t)|^2} \text{ puis} \\ \text{Log } I_{eff} &= 1/2 (\text{Log } \overline{|i(t)|^2}) \end{aligned}$$

$$\text{et pour finir } I_{eff} = \text{Exp } (1/2 \text{ Log } \overline{|i(t)|^2}).$$

$$\text{Figure 4 a : } i = I_0 \exp\left(\frac{v}{V_0}\right)$$

$$\text{Figure 4 b : } u_s = -R I_0 \exp\left(\frac{u_e}{V_0}\right)$$

$$U_1 = V_0 \text{Lg}_0\left(\frac{U_e}{R I_0}\right)$$

$$\text{car } \begin{cases} u_e = R i \\ u_s = -v \end{cases}$$

$$V_0 = \frac{kT}{q} = 4.0 \cdot 10^{-3} \text{ V à } 17^\circ \text{C}$$

$$U_0 > 0$$

On voit au passage l'intérêt d'introduire la valeur absolue de $i(t)$ ce qui permet de calculer le logarithme de cette grandeur quel que soit son signe à l'entrée du convertisseur. Les figures 4 a et 4 b donnent les montages permettant de réaliser électroniquement les fonctions LOG et EXP.

On peut noter que si l'on rajoute un second transistor en série avec celui qui est dans la boucle de réaction de l'AOP, $u_s = -2 \times v$ ce qui conduit à $v_s = -V_o \times \text{Log}(U_e^2/R_{Io})$. Cette petite astuce permet d'obtenir en sortie du montage une grandeur qui est proportionnelle non plus à la grandeur d'entrée mais à son carré. La **figure 5** indique les différentes fonctions électroniques qu'il convient de monter en cascade pour obtenir le résultat souhaité.

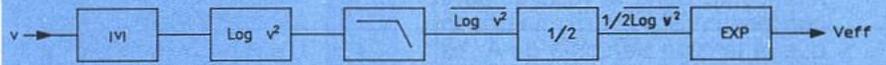


Figure 5

ÉTUDE DE L'AD 637

Le brochage et le contenu quelque peu simplifié du boîtier est donné à la **figure 6 a**. Les fonctions élémentaires (**figure 6 b**) sont séparées par des pointillés, ce qui en facilite l'analyse. Le signal à convertir est appliqué à la patte 13. Un redresseur actif mettant en œuvre l'AOP A1 et les diodes D1, D2 convertit la tension d'entrée V_{in} en un courant I_1 unidirectionnel (**figure 7**). La présence des 2 transistors Q1, Q2 montés en contre-réaction sur A2 permet de disposer en sortie de A2 d'une tension proportionnelle au logarithme du carré du courant I_1 mais aussi de V_{in} puisque $I_1 = V_{in}/24$ si l'on exprime I_1 en milliampères. la fonction de transfert de l'association Q3, Q4, A3 est telle que $I_4 = I_1^2/13$. Ce courant I_4 alimente l'entrée du "moyenneur" que constitue A4, la résistance de contre-réaction de 24 kΩ et la capacité externe CAV. La tension de sortie V_9 vaut par conséquent : $V_9 = 24 \times I_4$.

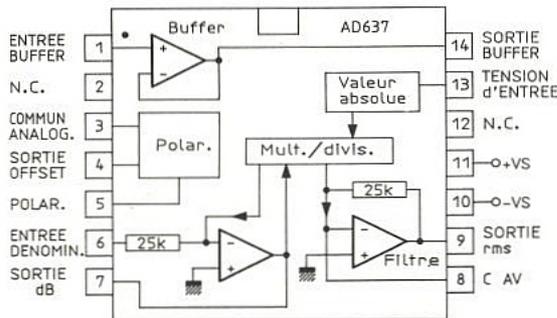


Figure 6 a : Brochage AD 637.

En rassemblant ces différentes relations, nous tirons

$$V_9 = 24 \times (I_1^2/13) \text{ ou } V_9 = 24^2 \times I_1^2/V_9$$

soit encore $V_9^2 = 24^2 \times I_1^2$

en se rappelant que $I_1 = V_1/24$, il vient $V_9^2 = V_{in}^2$ qui est la formule de définition du carré de la valeur efficace de V_{in} . La tension V_9

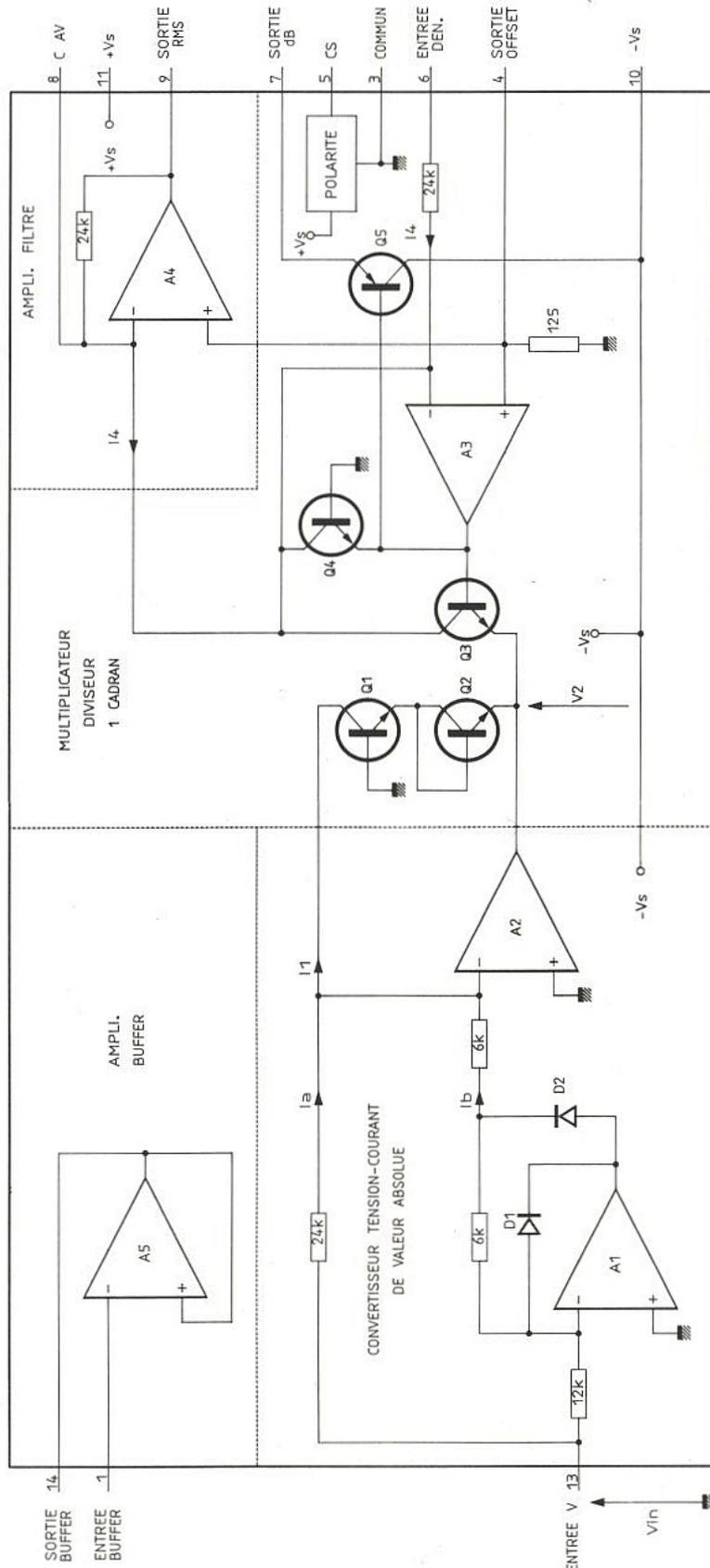


Figure 6 b : Schéma simplifié de l'AD 637.

représente donc le résultat de la conversion RMS. En remarquant que la tension de sortie de A₃ est proportionnelle au logarithme du courant I₃ donc aussi de la valeur efficace de V_{in} on comprendra pourquoi la patte 7 est notée dB out, le transistor Q₅ ne servant ici que de tampon. Un cinquième AOP câblé en suiveur est intégré dans le boîtier, celui-ci pourra être utilisé en fonction des besoins.

Comme l'étude précédente vient de le montrer, le nombre de composants externes nécessaires au fonctionnement de l'AD 637 se résume à la seule capacité CAV assurant le filtrage du courant I₄. Néanmoins, pour minimiser les erreurs dues aux tensions d'offset et celles liées au facteur d'échelle, quelques ajustables peuvent être associées au convertisseur comme l'indique la **figure 8**. La procédure de réglage est la suivante :

- 1) Court-circuiter les bornes d'entrée.
- 2) Ajuster R₁ pour obtenir 0 V en sortie patte 9.
- 3) Appliquer à l'entrée une tension continue égale à la valeur pleine échelle.
- 4) Ajuster R₃ pour obtenir la tension de sortie (patte 9) correcte. Avant d'entrer plus en détail dans l'analyse des performances de ce composant, nous ajouterons qu'il est possible de réduire sa consommation en mode de veille en portant sa patte 5 à la masse, cette même patte étant laissée en l'air en temps normal.

Caractéristiques de l'AD 637

Bien que les performances de l'AD 637 soient excellentes, celle-ci dépendent de paramètres tels que tension d'alimentation, niveau du signal d'entrée et valeur de la capacité de filtrage CAV.

Au plan alimentation, celle-ci peut aller de ± 3 à ± 18 V maximum pour une consommation de 2,2 mA qui se réduit à 350 µA en mode de veille (patte 5 à la masse).

La valeur efficace maximale du signal d'entrée variera typiquement de 7 à 4 volts si l'alimentation passe de ± 15 à ± 5 V. La tension crête à crête ne devra pas excéder les tensions d'alimentation.

La bande passante dépend essentiellement de la valeur efficace du signal d'entrée comme le montre le tableau de la **figure 9** et les courbes de la **figure 10**. Il est donc recommandé dans les applications où une grande bande passante est

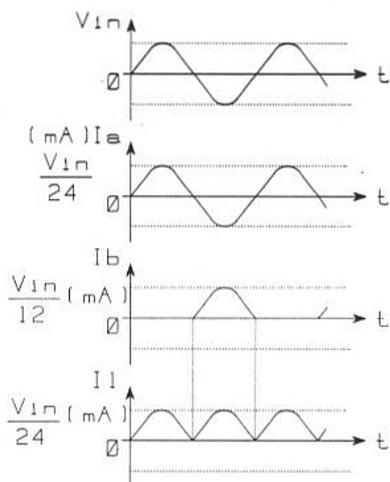


Figure 7 : Obtention du courant I₁ unidirectionnel.

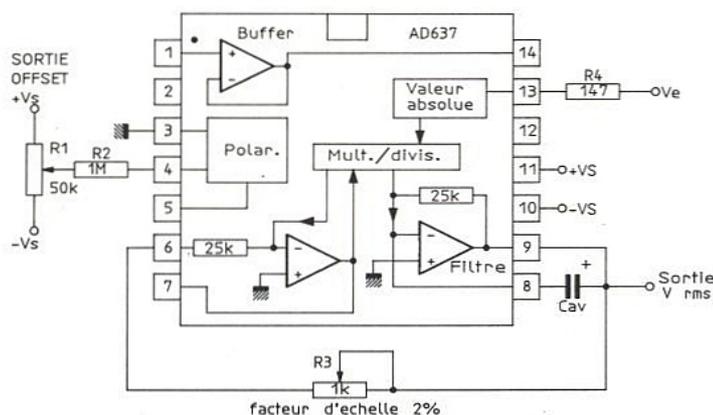


Figure 8 : AD 637 et ses composants externes permettent de minimiser les erreurs de conversion.

Figure 9

V _{in} (eff) V	Bp pour 1 % d'erreur (ou 0,1 dB) kHz	Bp à - 3 dB MHz
20.10 ⁻³	11	0,15
200.10 ⁻³	66	1
2	200	8

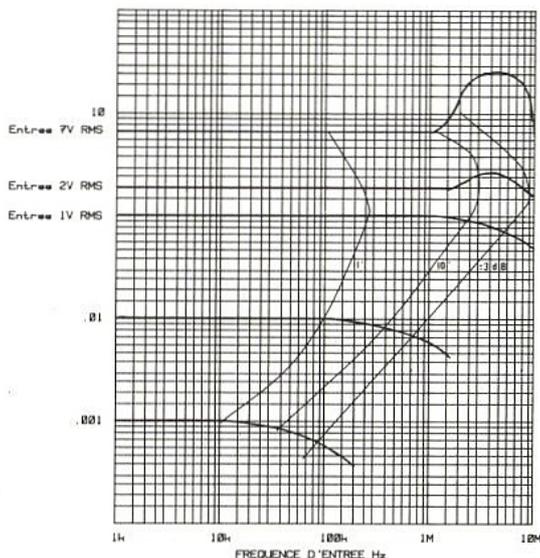


Figure 10

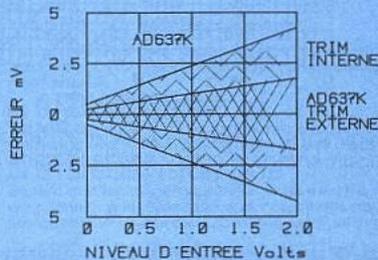


Figure 11 : Erreur statique avec et sans réglage externe.

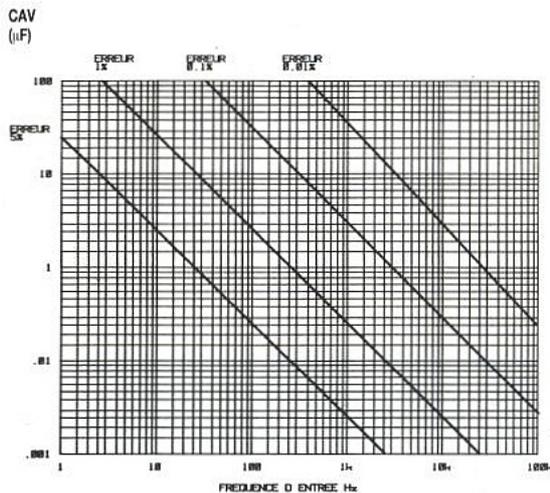


Figure 12 : Choix de CAV en fonction du pourcentage d'erreur souhaité, Tr à 1 % en fonction de CAV.

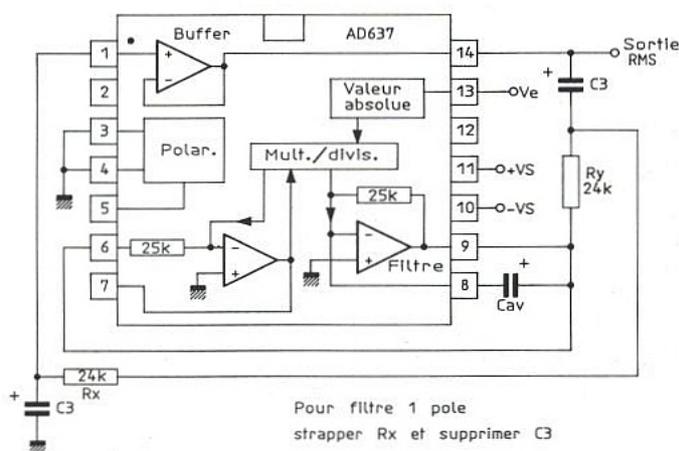


Figure 13 : Adjonction d'un étage de filtrage supplémentaire utilisant le buffer disponible dans le boîtier et réduisant l'erreur de filtrage d'une part et le temps de réponse d'autre part.

requis, même à faible niveau, de prévoir un étage d'amplification supplémentaire pour bénéficier au mieux des performances de l'AD 637. Il conviendra de bien choisir l'amplificateur utilisé pour cet étage surtout si l'on est amené à travailler avec des signaux à fronts très raides ou de fréquence dépassant la centaine de kHz.

Sur le plan précision, même en l'absence de réglages externes, les courbes de la **figure 11** montrent que l'erreur statique ramenée en sortie n'excède pas quelques mV. L'erreur de non linéarité est typiquement de 0,02 % de la valeur pleine échelle. L'erreur globale de conversion outre les deux précédentes dépend aussi de la capacité de filtrage Cav. Si l'on augmente Cav, on réduit l'erreur due à l'ondulation résiduelle du signal de sortie. Les courbes de la **figure 12** permettent de choisir Cav en fonction du pourcentage d'erreur souhaité. Toutefois si l'on veut éviter des temps de réponse trop importants (donnés par l'échelle de droite de la **figure 12**), il sera préférable de rajouter un filtre passe-bas supplémentaire d'ordre 1 ou 2 qui mettra en œuvre l'AOP inutilisé du boîtier (**figure 13**) et des résistances et des condensateurs dont les courbes des **figures 14** et **15** permettent le calcul.

Un autre paramètre important agit sur la précision du résultat, c'est le facteur de crête défini par le rapport entre la valeur crête du signal et sa valeur efficace : $F_c = V_p/V_{eff}$. Des facteurs de crête élevés sont obtenus pour les signaux de caractère impulsionnel. La **figure 16** montre qu'un facteur d'erreur supplémentaire doit être pris en considération pour des facteurs de crête dépassant 3. Un signal sinusoïdal, est-il est nécessaire de le rappeler, a un facteur de crête égal à 1,414 ce qui n'entraîne aucune erreur supplémentaire.

Il est évident que malgré toutes les causes d'erreur que nous venons d'évoquer, un choix correct de la capacité Cav permet d'obtenir un résultat des plus honnêtes sur le plan précision qui font de l'AD 637 un composant idéal pour la conversion RMS.

Fonction dB-mètre

Nous ne pouvons terminer ce bilan si positif sans donner le schéma de cablage permettant de faire fonctionner l'AD 637 en décibelmètre. Un AOP supplémentaire, qui peut être un simple 741, ainsi qu'une source de tension intégrée comme l'AD 680J sont requis pour cette fonction (figure 17). Deux éléments de réglage permettent l'un de fixer la référence 0 dB, l'autre le facteur d'échelle. Les valeurs du schéma permettent aussi bien de fixer la référence 0 dB à 0,775 V (cas général 1 mW dans 600 Ω qui donne des dBm) qu'à 1 V (qui donne des dBV) ; le facteur d'échelle doit être ajusté par la résistance R₂ à 100 mV/dB ce qui pour un voltmètre de calibre 2 V à polarité automatique correspond à une plage de variation de - 20 à + 6 dB. La procédure de réglage est très rapide :

- 1) Appliquer une tension continue de 1 V à l'entrée du circuit.
- 2) Ajuster R₁ (0 dB) pour obtenir l'affichage 0,00 V.
- 3) Appliquer une tension continue de 0,1 V.
- 4) Ajuster R₂ pour avoir en sortie - 2,00 V.

Comme nous l'avons déjà indiqué tout autre choix pour le 0 dB peut être envisagé.

F. Jongbloët

C₂ = C₃ = 2,2 CAV
CAV (μF)

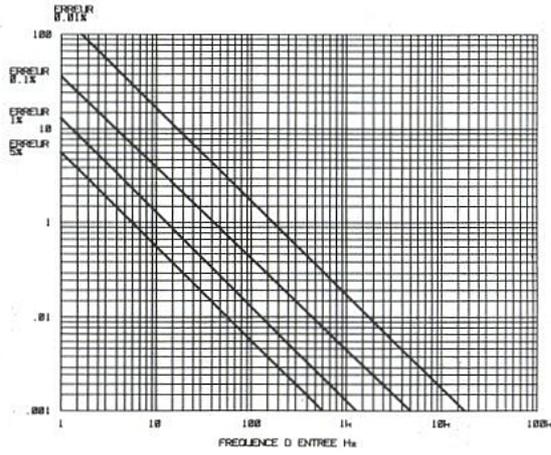


Figure 14 : Calcul de CAV et C₂ et du temps de réponse à 1 % en fonction du pourcentage d'erreur souhaité dans le cas d'un filtre d'ordre 2.

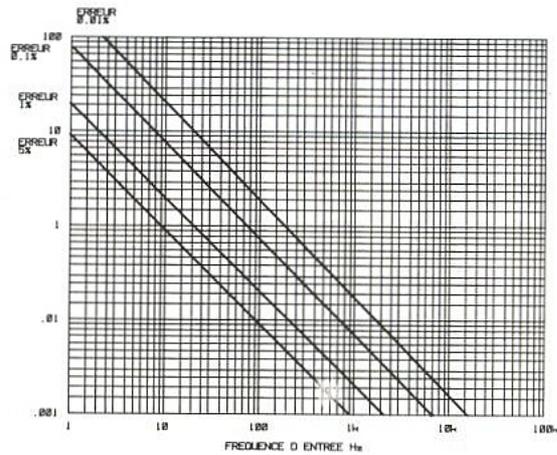


Figure 15 : Idem dans le cas d'un filtre d'ordre 1.

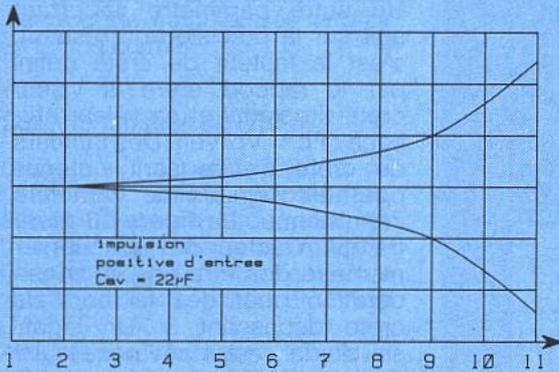


Figure 16 : Pourcentage d'erreur supplémentaire dû au facteur de crête.

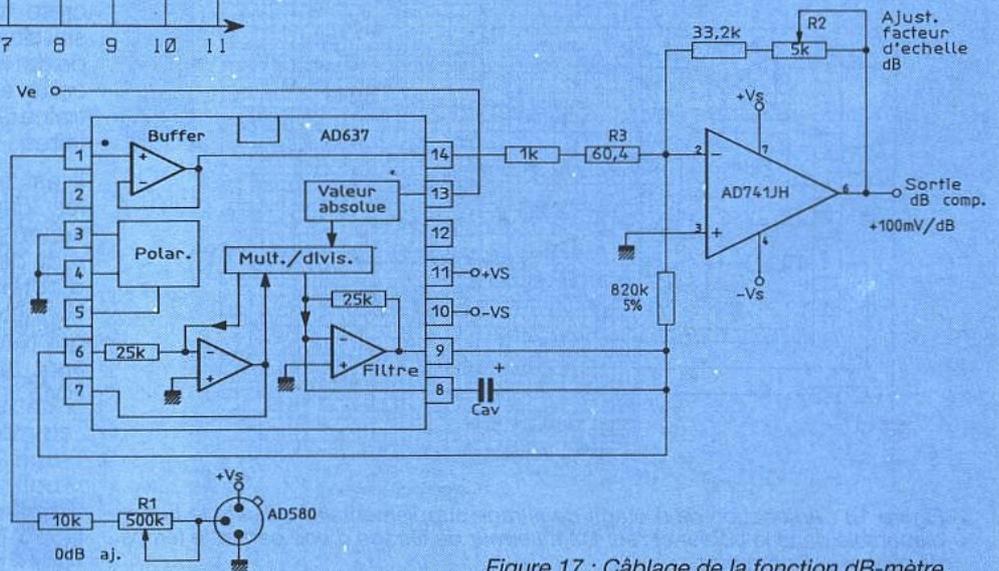
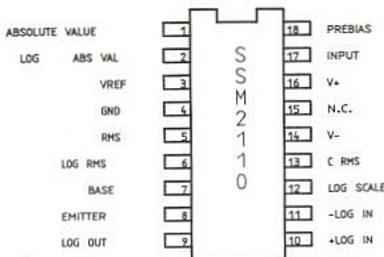
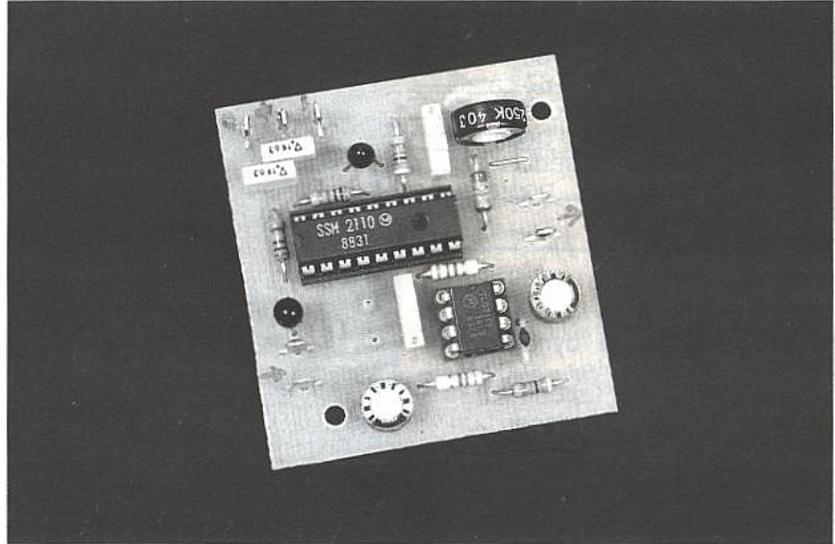


Figure 17 : Câblage de la fonction dB-mètre.

Applications du SSM 2110

Le SSM 2110 est un circuit très complet de détection de niveau audio. Il offre en effet quatre possibilités de sortie : valeur absolue, RMS, LOG RMS et LOG de la valeur absolue.

On en déduit immédiatement qu'il sera le complément idéal d'un VCA (2013 par exemple), pour la construction d'un système de traitement dynamique du son (compresseur, noise gate, ...), mais bien d'autres applications sont également envisageables telles que multimètre, indicateur de niveau, vu-mètre, etc...



PRESENTATION

Les nombreuses options offertes par ce circuit ont imposé un boîtier 18 pattes dont le brochage et l'organisation interne sont donnés figure 1. On constatera ultérieurement que la mise en œuvre du 2110 ne fait appel qu'à un nombre extrêmement réduit de composants externes, ce qui est plutôt sympathique.

Les caractéristiques principales sont réunies à la figure 2. Notons tout de suite que le 2110 nécessite une alimentation symétrique comprise entre ± 12 V et ± 18 V (les données présentes dans le tableau sont celles mesurées pour ± 15 V). Afin de simplifier au maximum les explications utiles à la mise

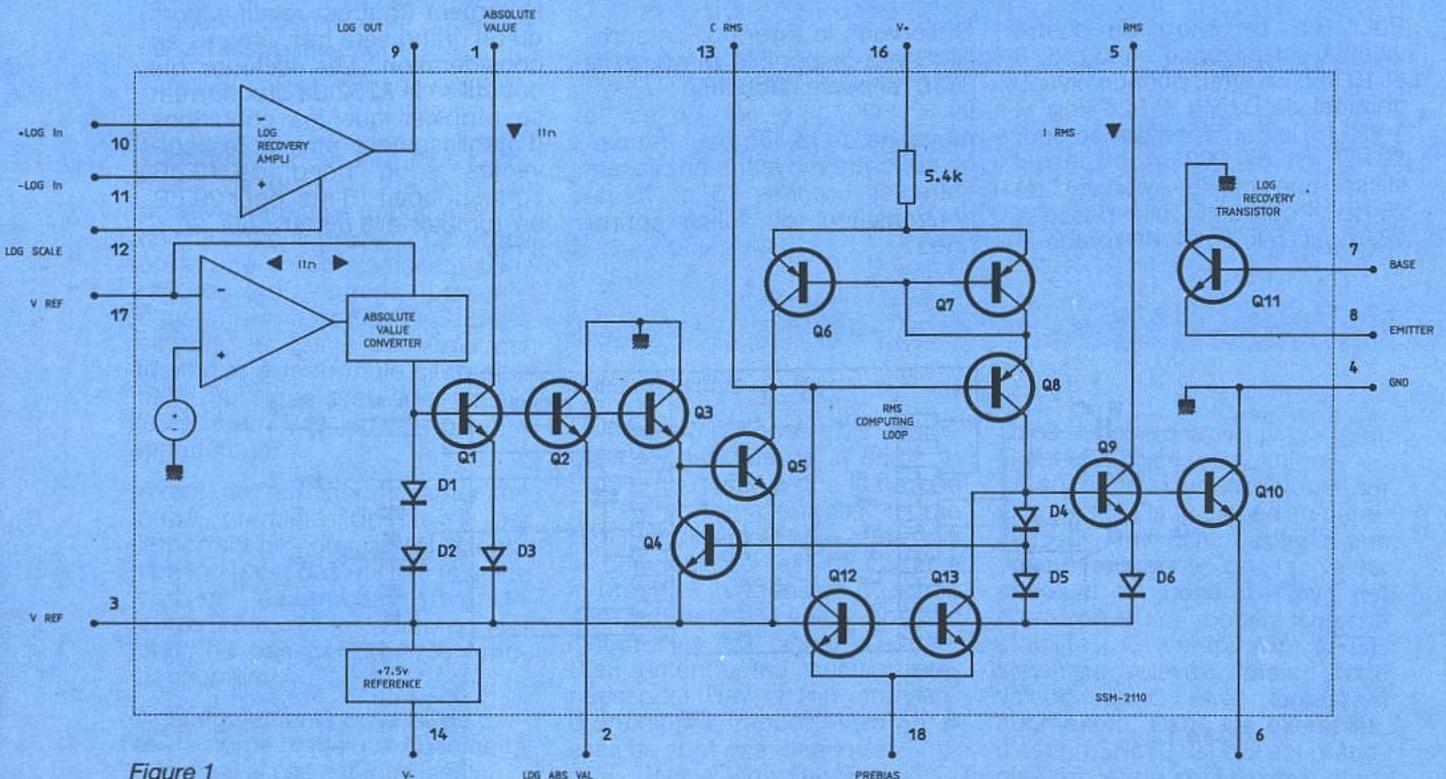


Figure 1

en œuvre des nombreuses options, nous avons repris la solution adoptée par PMI dans son data book 90 : un petit schéma pour chaque cas. C'est beaucoup plus clair qu'une seule et même figure se voulant universelle, comme c'était le cas auparavant.

Les lecteurs qui souhaiteraient un complément d'informations pourront se reporter au data book pages 7-57 à 7-67, mais nous avons fait en sorte de réunir ici l'essentiel. Comme d'habitude nous proposerons un petit circuit imprimé d'évaluation, pour les premiers pas.

Entrée

Située pin 17, c'est une entrée en courant dont la dynamique utile est importante : 100 dB, 3 mApp à 30 nApp. Le constructeur conseille de placer un réseau RC en série qui remplira trois fonctions : permettre une entrée en tension, limiter la bande passante et bien entendu fixer le gain. A titre d'exemple, si on retient un gain unité et une fréquence de coupure de 20 Hz, Rin sera de 4 kΩ et Cin de 2 μF. Cette fréquence de coupure pourra évidemment être modifiée au gré des besoins par la formule classique :

$$F = 1/6,28 * Rin * Cin$$

Il faudra choisir pour Cin un modèle à très faible fuite afin d'éviter de détériorer la dynamique. PMI précise que bon nombre d'électrolytique ne conviennent pas et préconise les tantales.

Pour Rin, un choix de quatre valeurs est proposé : 4 kΩ, 5, 8 et 10 kΩ. En effet, pour un niveau nominal de 0 dBV (2,828 Vpp = 1 VRMS) le courant d'entrée pour 10 kΩ est de 283 μApp, ce qui laisse une garde (réserve) de 20 dB. Pour 8 kΩ elle passe à 18, pour 5 k à 14 et tombe à

PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNITS	CONDITIONS
Useful Dynamic Range	100	110		dB	50nA pp < I _{app} < 5mA pp
Linearity Error					
Mean Output 40dB Dynamic Range		005		dB	
60dB Dynamic Range		04		dB	
80dB Dynamic Range		0.25		dB	
RMS Output 40dB Dynamic Range		005		dB	
60dB Dynamic Range		04		dB	
80dB Dynamic Range		0.25		dB	
Unadjusted Gain (pin 1 or pin 5)	0.475	0.500	0.525		(I _{in} = ±1mA
Error (Mean or RMS)			±0.5	dB	
Output Offset Current		5	20	nA	(I _{in} = 0
(Mean or RMS)					
Shift of I _{in} with R _{mean} = 3MΩ (RMS Only)		50	120	nA	(I _{in} = 0
Crest Factor (I _{in} 1mA RMS)					
For 0.1dB Additional Error		2.5			
For 0.5dB Additional Error		5			
For 1.0dB Additional Error		8			
RMS Filter Time Constant (I _{in} > 10μ ARMS)		11KΩ x C _{ext}			
Frequency Response (Sine Wave)					
For 0.1dB Additional Error					
I _{in} > 1mA RMS		400		kHz	
I _{in} = 10μA RMS		10		kHz	
I _{in} = 1μA RMS		2		kHz	
For 0.5dB Additional Error					
I _{in} > 1mA RMS		1000		kHz	
I _{in} = 10μA RMS		50		kHz	
I _{in} = 1μA RMS		7.5		kHz	
-3dB Bandwidth					
I _{in} > 1mA RMS		1500		kHz	
I _{in} = 10μA RMS		300		kHz	
I _{in} = 1μA RMS		50		kHz	
Log Amp Output Offset Current (pin 9)		±3.3	±10	μA	
Max Log Amp Output (pin 9)	±250	±265	±280	μA	(I _{in} 25°C
Log Scale Factor (pin 2 or pin 6)		+6		mV/dB	RMS in to get zero out
Log Mode Zero Crossing (Mean or RMS) (pin 9)		10		μA	
Log Amp Linearity (pin 9)		0.1	0.25	dB	< +240mV
Log Output Tempo (pin 9)		±75	±150	ppm/°C	-240mV < V _{mean} - V _{mean}
V _{ref} (pin 3 to -V _{ref})	7.0	7.5	8.0	V	0°C < T _a < 75°C
Positive Supply Current (Quiescent)	320	500		μA	I _{in} = 0
Negative Supply Current (Quiescent)	2.1	2.63	3.30	mA	I _{in} = 0
Supply Voltage Range	±12		±18	V	

Figure 2 : Caractéristiques principales.

12 dB pour 4 kΩ. Tout dépendra des conditions de travail : pour un instrument de mesure on adoptera une garde importante alors que dans un système asservi (CAG par exemple) on pourra se contenter de beaucoup moins si le prélèvement se fait en sortie (auto-protection). Si on prélève à l'entrée, il faudra prendre de la réserve comme pour un appareil de mesure.

RMS

Observons la figure 3. La sortie RMS est disponible pin 5, et le 2110 respecte l'équation : I_o = I_{n2} / I_o ou I_o est la moyenne de I_o. On peut intervenir sur cette moyenne en plaçant entre les broches 13 et 16 un condensateur de valeur appropriée :

Vripple (pp) =

$$\frac{2,828 \times V_{rms}}{12,57 \times f \times R_{int} \times C_{rms}} \times \frac{R_{rms}}{R_{in}}$$

R_{int} est une résistance interne dont la valeur est 10,8 kΩ. Comme pour Cin, C_{rms} devra être un modèle à faible fuite.

On sait qu'un "vrai détecteur RMS" ne traite pas de la même façon les petits écarts de niveaux et les grands : un petit sera traité lentement (tout est relatif !) alors qu'un grand sera très vite pris en considération. Les lecteurs qui ont utilisé le 2252 de dbx doivent se rappeler que les conditions d'établissement étaient les suivantes : à un "bond" de 10 dB correspondait 15 ms, pour 20 dB on tombait à 5 ms et pour 30 à 3 ms.

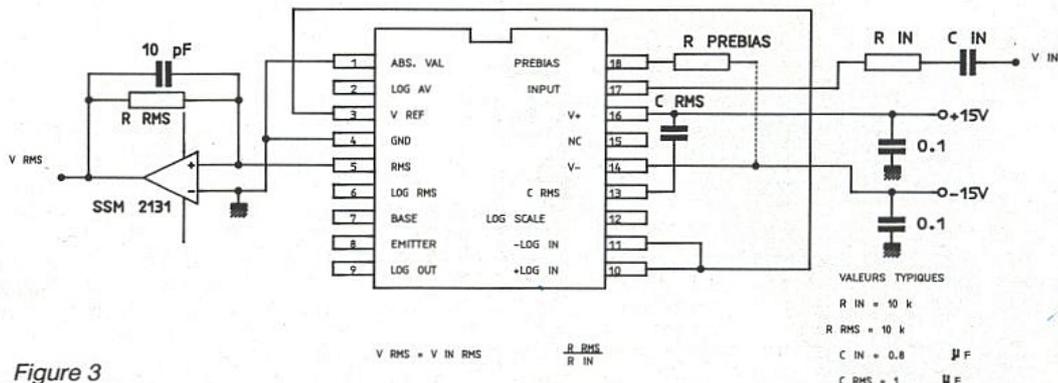


Figure 3

Pour le 2110, il est possible d'intervenir sur la vitesse de traitement des faibles signaux, en plaçant une résistance entre les broches 18 et 14 (V-). Si cette résistance n'est pas mise, pour les courants d'entrée inférieurs à 10 μ Arms, la constante de temps du traitement RMS augmente d'un facteur 10 pour chaque bond de 20 dB (voir **figure 4**). En utilisant Rprebias, on peut s'assurer que la constante de temps ne dépassera pas un maximum choisi, même pour les plus petits écarts. La relation entre le rapport tmax/tnom et Rprebias est la suivante :

$$\frac{t_{max}}{t_{nom}} = \frac{10 \mu A \times R_{prebias}}{6,28 V}$$

Il faut noter également que le temps d'établissement varie avec la fréquence du signal à traiter. On peut considérer qu'une multiplication par 10 de la fréquence entraîne une réduction par 10 du temps. Ainsi pour Crms de 1 μ F, si on obtient 100 ms à 50 Hz on passe à 10 ms à 500 Hz.

Les sorties linéaires sont disponibles en pin 5 (RMS) et 1 (Valeur Absolue). Toutes deux sont en courant. Pour des applications simples il est possible d'effectuer la conversion courant-tension en plaçant de simples résistances entre ces broches et la masse.

Pour un courant d'entrée maxi de 3 mApp, on choisira des valeurs de 4 k Ω ou moins. Les tensions négatives obtenues seront respectivement :

$$V_{rms} = -V_{in rms} \times R_{rms}/R_{in}$$

$$\text{et : } V_{av} = -V_{in} \times R_{av}/R_{in}$$

Toutefois, il peut être plus commode de disposer de tensions positives à basse impédance, et ceci s'obtient grâce à un ampli op monté en convertisseur courant-tension, comme présenté figure 3 sur la sortie RMS. Dans ce cas, le calcul de Vrms est identique à la formule citée plus haut, au signe près (idem d'ailleurs pour Vav, mais nous en reparlerons).

Avant de terminer l'examen de cette première option, il est important de noter que si la fonction log n'est pas utilisée (c'est le cas ici), les broches 10 et 11 doivent être reliées à la broche 3 pour ne pas perturber le fonctionnement.

Il est également conseillé de porter la sortie 1 (Valeur Absolue) à la masse si elle est inutilisée).

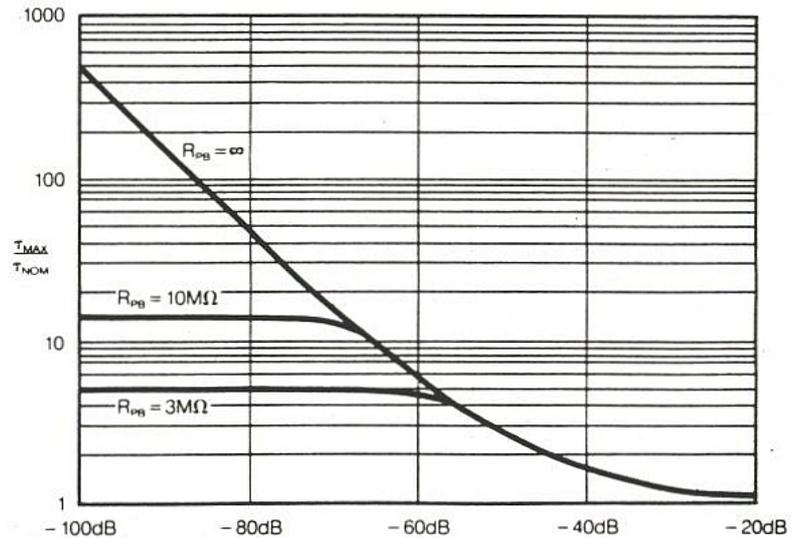
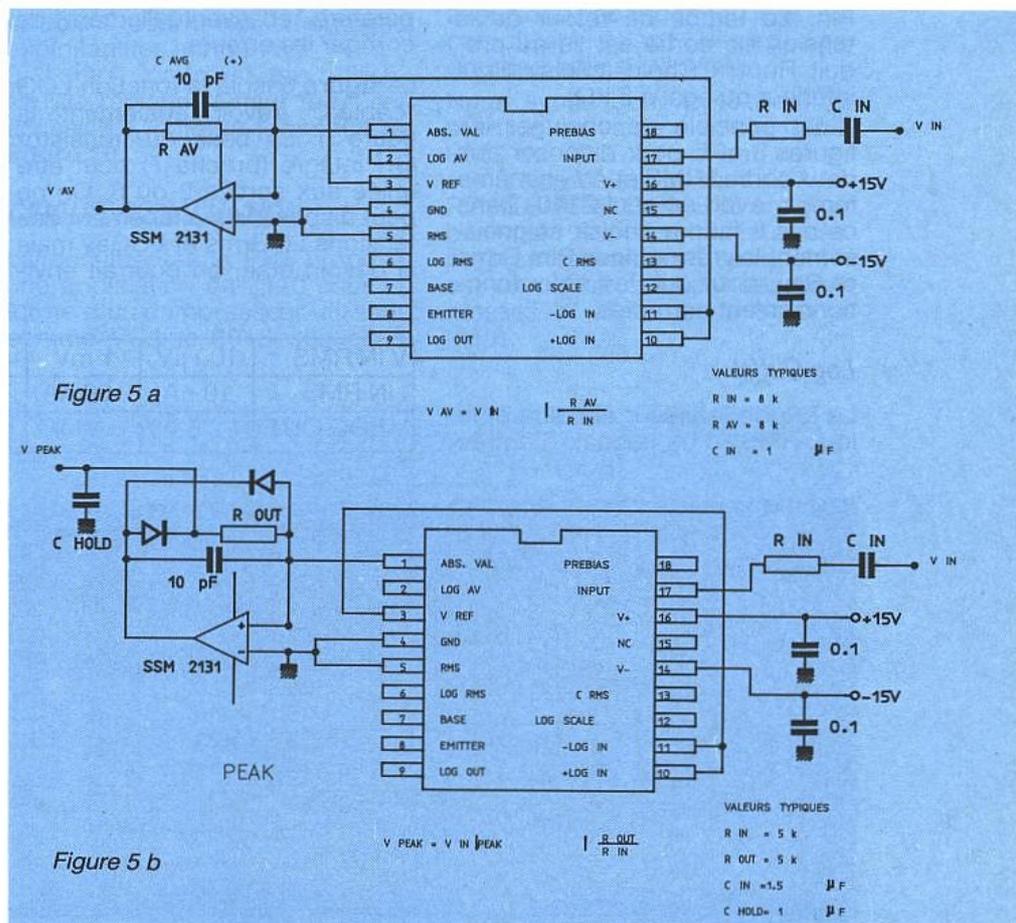


Figure 4 : Constante de temps de traitement en fonction de Rpb.



Valeur Absolue

La **figure 5** propose trois exploitations possibles de la sortie 1. En 5 a on observe que la broche 5 a été portée à la masse (sortie RMS inutilisée) et que cette fois le convertisseur est raccordé à la broche 1. La tension de sortie sera le reflet de la valeur absolue instantanée du signal d'entrée. Bien entendu les valeurs retenues pour Rav et Rin interviendront sur le rapport Vav/Vin si elles ne sont pas identiques :
 $V_{av} = V_{in} \times R_{av}/R_{in}$

Dans le cas contraire, Vav = Vin. C'est une première solution. La seconde consiste à jouer sur la capacité Cavg placée en parallèle sur Rav afin d'obtenir une valeur moyenne de la valeur absolue. En général, Cavg est d'environ 10 pF pour assurer la stabilité de l'ampli op (JFET, slew-rate élevé), mais cette valeur peut être largement augmentée. Dans les exemples, c'est un SSM 2131 qui est préconisé (ça va de soi !!), mais d'au-

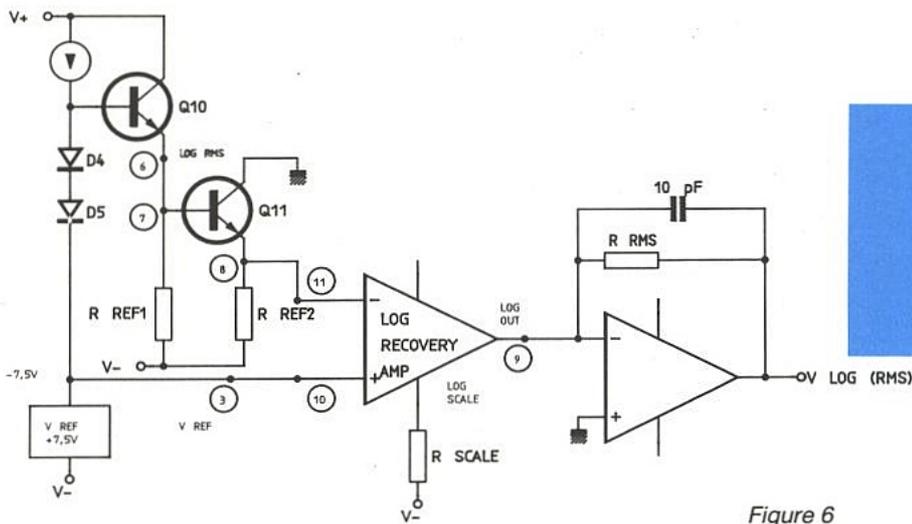


Figure 6

tres types peuvent également convenir.

En **figure 5 b**, PMI propose une sortie Peak (crête). Dans ce cas, V_{peak} est égal à $V_{inpeak} \times R_{out}/R_{in}$. Le temps de retour de la tension de sortie est lié au produit $R_{out} \times C_{hold}$ (choisir R_{out} inférieur ou égal à $5 \text{ k}\Omega$).

Il est possible de conjuguer les figures 3 et 5 pour disposer des deux sorties RMS et AV en même temps, avec un seul 2110. Dans ce cas il faudra choisir soigneusement les résistances R_{in} , R_{rms} et R_{av} , pour que les deux fonctions soient correctes.

Log Out(s)

Le log de la valeur absolue et le log RMS d'un signal d'entrée

sont respectivement accessibles aux broches 2 et 6. Pour être exploitables il est nécessaire de la "bufferiser", d'en adapter les niveaux, de compenser en température et éventuellement de corriger les erreurs.

La **figure 6** isole la fonction LOG "câblée" (revoir également la figure 1). La base du transistor Q11 intégré (broche 7) peut être reliée aux sorties 2 ou 6. On ne peut disposer simultanément des tensions LOGrms et LOGav mais si besoin était, on pourrait envi-

sager UNE des sorties LOG et les deux sorties linéaires. Une grande prudence serait alors nécessaire pour le bon choix des composants externes.

Sur l'émetteur de Q11 on dispose d'environ 6 mV/dB à 25°C , avec un coefficient de température de $+ 3300 \text{ ppm}/^\circ \text{C}$. L'ampli intégré (9, 10, 11) a pour tâche de compenser cette dérive. Théoriquement il devrait l'annuler totalement mais pratiquement on admet $+ - 75 \text{ ppm}/^\circ \text{C}$ typiques entre 0 et 75°C . L'ampli est également chargé de référencer les résultats par rapport au 0 V et de fixer le facteur d'échelle.

Les **figures 7 et 8** donnent respectivement les branchements pour une sortie LOG VA et LOG RMS. Avec les valeurs indiquées, l'évolution en sortie est de 50 mV/dB . Le courant de référence a été fixé à $10 \mu\text{A}$ pour offrir la plus grande dynamique possible.

Voici par exemple les résultats obtenus par le montage **figure 8** :

Ils confirment les 100 dB annoncés ($V_{in \text{ max}}/V_{in \text{ min}} = 100000$).

V IN RMS	100 μV	1 mV	10 mV	100 mV	1 V	10 V
I IN RMS	10 nA	100 nA	1 μA	10 μA	100 μA	1 mA
V LOG OUT	- 3 V	- 2 V	- 1 V	0 V	1 V	2 V

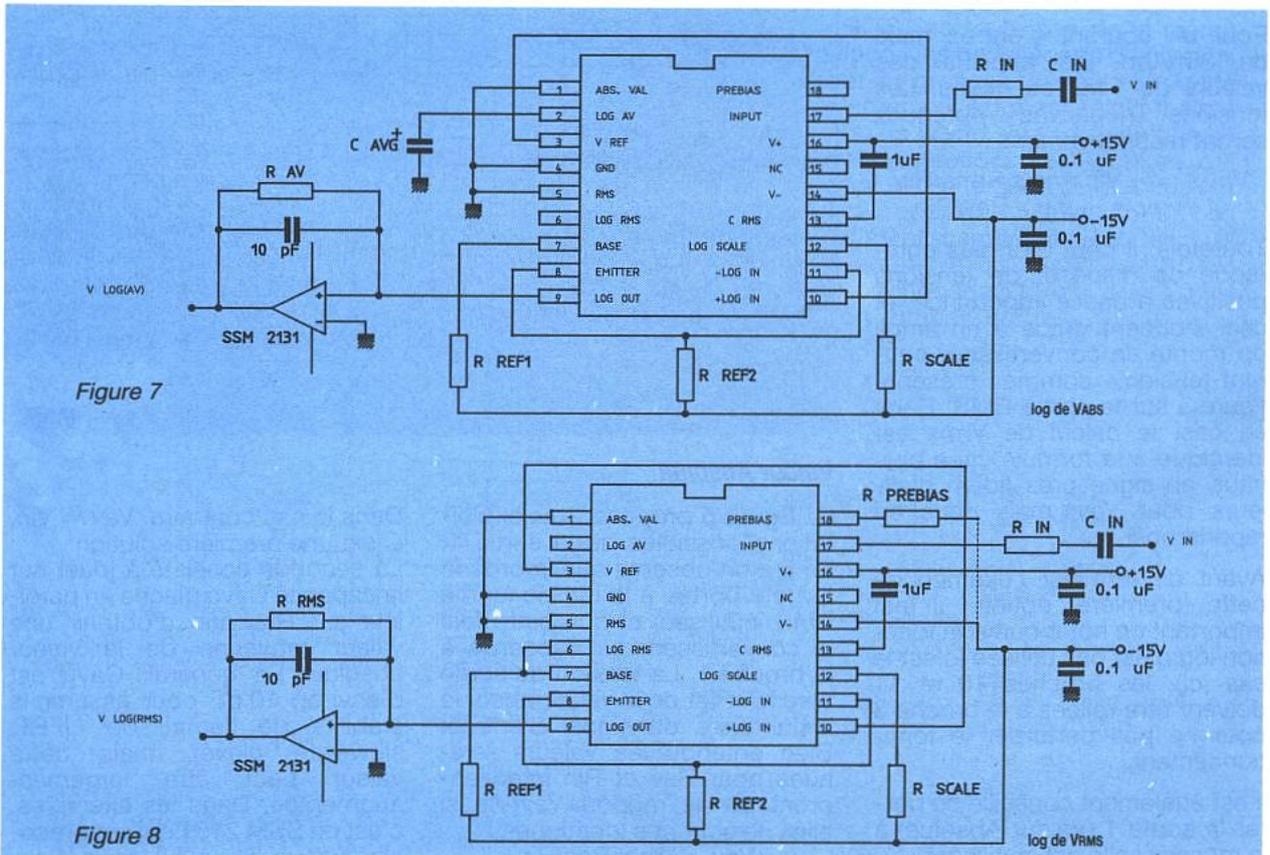


Figure 7

Figure 8

Dans les deux cas, la tension de sortie maxi est comprise entre + et - 3,975 V.

La résistance R SCALE choisie de 4,7 kΩ donne les meilleurs résultats pour la linéarité et la compensation en température. Si on en changeait la valeur il faudrait retenir que :

$$I \text{ LOG OUT (maxi)} = 1,18 \text{ V} / R \text{ SCALE}$$

Avec 4,7 kΩ, cela donne un courant de sortie maxi de +/- 250 μA.

Corrections des erreurs

L'offset, la référence et le facteur d'échelle sont trois paramètres qu'il est possible d'ajuster si l'on veut tirer les meilleures performances du circuit.

La **figure 9** donne un exemple pour une sortie LOG RMS. Voici la procédure de réglage à respecter.

1 - Les broches 10 et 11 seront reliées à la broche 3 (blocage de l'ampli log).

Ajuster le potentiomètre "Offset trim" pour obtenir 0 V à la sortie V LOG RMS. Ce réglage compense l'erreur d'offset de l'ampli log et du convertisseur en sortie.

2 - Reconnecter 10 et 11 comme le prévoit la figure 9. Appliquer un signal de 100 mV RMS sur Vin. Ajuster "Ref.trim" pour amener la sortie V LOG RMS à 0 V exactement. La référence est alors correctement fixée à 10 μA et les erreurs accumulées avant l'ampli LOG sont corrigées.

3 - Monter l'injection en V IN à 1 V RMS et ajuster cette fois R SCALE pour obtenir 1 V en sortie, ce qui correspond à + 20 dB à raison de 50 mV/dB.

Dans ces conditions, les performances annoncées dans le tableau sont respectées. Si une autre référence ou un autre facteur d'échelle étaient choisis, il faudrait adapter les étapes 2 et 3 en tenant compte des nouvelles valeurs.

Cette procédure est également valable pour les montages exploitant les sorties AV.

Si l'ampli log n'est pas utilisé, seul le réglage "Offset trim" est accessible, comme le montre la **figure 10**.

CIRCUIT D'EVALUATION

La documentation PMI propose une application du 2110 sous la forme d'un compresseur utilisant comme VCA le 2013 que nous

connaissons. Il était tentant de vous en donner le schéma, mais il faut y apporter quelques modifications. Nous construirons donc pour vous cette application et en donnerons prochainement le schéma définitif.

Puisqu'on parle de coquilles, l'auteur en a fait une belle : sur la photo du circuit d'évaluation 2013 (n° 512 page 48), les inscriptions IN et OUT portées au feutre rouge sur le CI sont inversées ! En fait, la confusion est due à MARC et les inscriptions correspondent à IN MARC et OUT MARC.

Nous avons pensé proposer un circuit d'évaluation universel, c'est-à-dire permettant, de s'adapter à toutes les options offertes par le 2110, mais nous avons dû abandonner car sa complexité faisait perdre une grande partie de l'intérêt.

Nous avons donc opté pour la solution suivante : sortie LOG RMS ou LOG AV ; offset, ref et scale ajustables, options CAVG, R PREBIAS et C RMS. C'est déjà pas mal ! Suffisant en tous cas pour se convaincre que le 2110 est un circuit qui tient ses promesses et alimenter la boîte à idées.

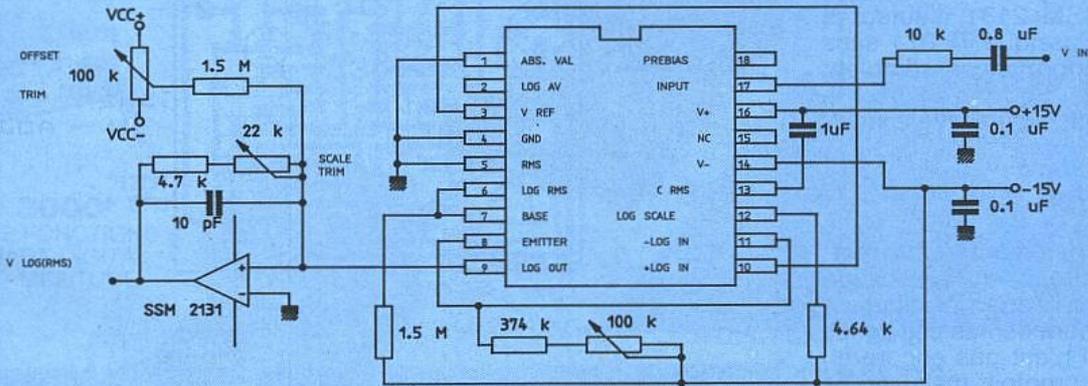


Figure 9

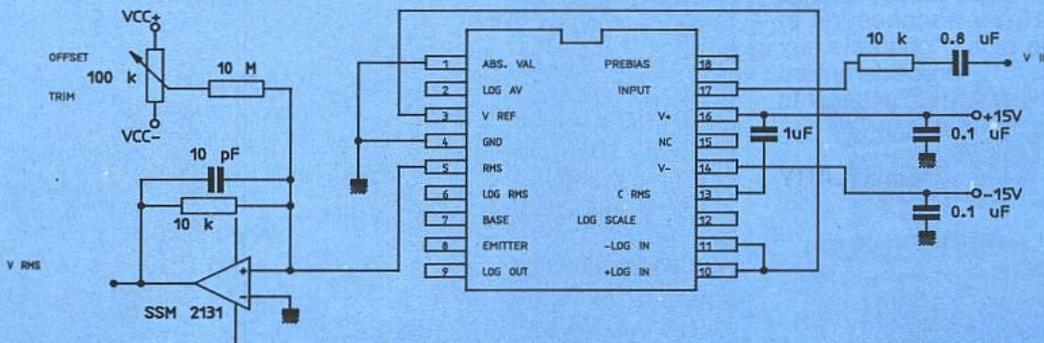


Figure 10

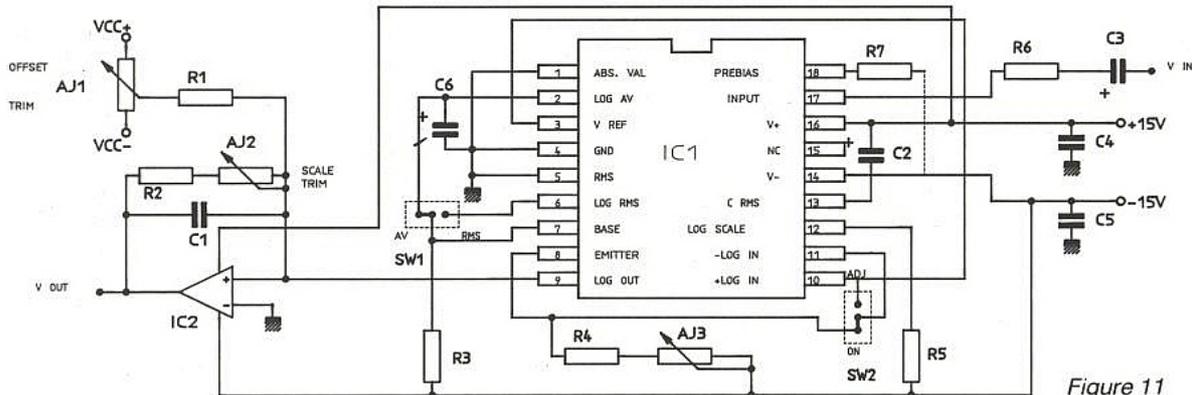


Figure 11

Le schéma est donné figure 11 et le circuit figure 12. Deux petits inverseurs permettent de changer d'option et de passer en position "réglage" rapidement. Ainsi, quand SW2 est en position ADJ, les conditions sont remplies pour procéder au réglage d'offset. Il suffit de le basculer ensuite sur ON pour être en mode actif, et choisir par SW1 pour la sortie LOG RMS ou LOG AV.

Les composants C₂, C₆ et R₇ sont optionnels. C'est pourquoi nous ne donnons pas de valeur précise à ces pièces dans la nomenclature et prions le lecteur de se reporter au texte.

Pour IC₂, n'ayant pas sous la main de SSM 2131, l'auteur a utilisé un classique TL 071 sans que les performances semblent dégradées. En revanche le réglage d'offset s'est avéré indispensable.

CONCLUSION

Très prochainement nous mettrons ce circuit en application dans une réalisation pratique. A l'heure où sont écrites ces lignes (mi-juillet) il n'est pas encore en vente au comptoir mais ça ne saurait tarder.

En tout cas, les SSM 2015 et 2402 sont disponibles depuis début juillet (voir annonceurs) et il n'y a donc plus d'obstacle aux réalisations précédemment publiées utilisant ces excellents circuits.

Jean ALARY

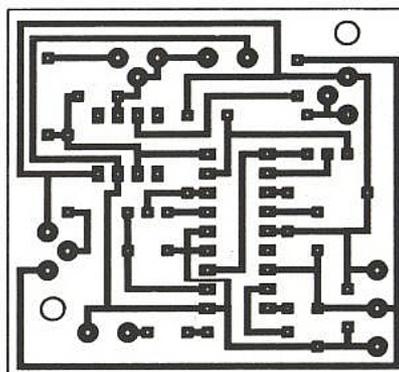
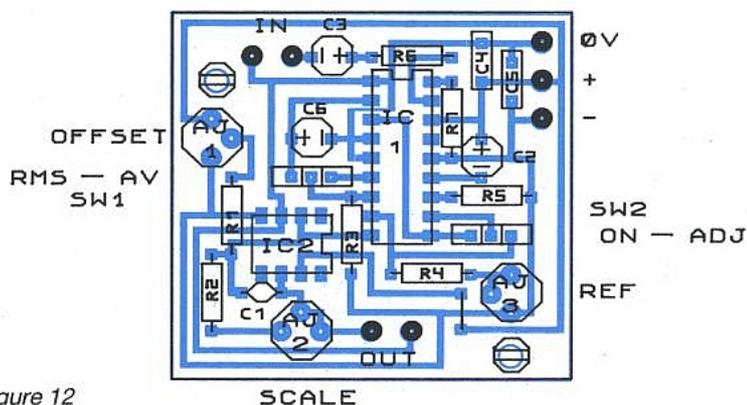


Figure 12



Nomenclature

Résistances

R₁ : 1,5 MΩ
 R₂ : 4,7 kΩ
 R₃ : 1,5 MΩ
 R₄ : 330 kΩ
 R₅ : 4,7 kΩ
 R₆ : 10 kΩ
 R₇ : 10 MΩ (prébias)

Condensateurs

C₁ : 10 pF
 C₂ : 1 μF TANT
 C₃ : 1 μF TANT
 C₄ : 0,1 μF MILFEUIL

C₅ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₆ : CAVG voir texte

Ajustables

AJ₁ : 100 kΩ
 AJ₂ : 22 kΩ
 AJ₃ : 220 kΩ

Circuits intégrés

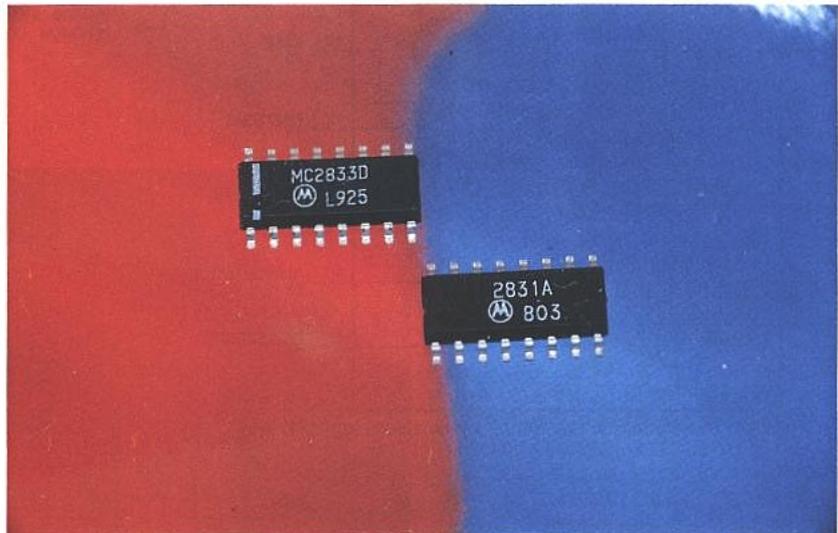
IC₁ : SSM 2110
 IC₂ : SSM 2131 ou TL 071

Divers

Switches SECME ou CAVALIERS.

L'émetteur radio MC 2833

Le MC 2833 vient augmenter la panoplie des circuits spécialisés fabriqués par la firme Motorola dans le domaine des radiocommunications. Son prédécesseur (2831) offrait déjà d'excellentes performances pour les applications de téléphonie sans fil : talky-walky, radiocommandes et transmissions de données à faible débit. Le MC 2833 présenté aujourd'hui dispose des derniers perfectionnements technologiques. Sa version CMS et la possibilité de fonctionner sous des tensions allant de 4,8 volts à 9 volts pour une consommation de 4 mA étendent encore son domaine d'applications.



Bref historique

Sa capacité de travailler à des fréquences allant jusqu'à 150 MHz le rend apte à toutes investigations dans les domaines des radiotransmissions d'autant que le niveau de sortie minimum atteint + 5 dBm sous 50 Ω . Le MC 2833 est utilisable avec un quartz ou un VCO verrouillé par une PLL.

En 1985, 4 ans après l'apparition du fameux MC 1376 couramment utilisé pour les sous-porteuses FM à large bande dans la gamme de 2 à 14 MHz, Motorola propose le MC 2381 pour les systèmes à bande étroite jusqu'à 30 MHz. Muni de fonctionnalités telles qu'un oscillateur de tonalité, d'une détection d'usure des accumulateurs, le MC 2381 convenait parfaitement aux téléphones portatifs sans lesquels il n'aurait certainement jamais vu le jour.

La modeste puissance de sortie de - 30 dBm obligeait les concepteurs à employer des amplificateurs de sortie afin d'obtenir les 10 dBm usuels de nos appareils téléphoniques domestiques ; c'est certainement cette raison qui a poussé Motorola à développer un nouveau circuit intégré plus universel et offrant des performances nettement améliorées, il s'agit bien sûr du MC 2833.

CARACTÉRISTIQUES ET FONCTIONNEMENT DU MC 2833

Présenté en boîtier DIL ou CMS 16 broches, le MC 2833 est convaincant à plus d'un titre. Fonctionnement assuré jusqu'à

150 MHz avec un niveau de sortie de + 5 dBm, plage d'alimentation allant de 3 à 9 volts, faible consommation de courant et peu de composants périphériques font de ce circuit intégré une bonne base de départ pour constituer un émetteur radio dans le sens le plus large du terme. Le schéma synoptique interne présenté à la **figure 1** nous montre les diverses fonctions disponibles, il comporte notamment un préamplificateur microphonique sur lequel peuvent s'adapter des capsules dynamiques ou à condensateur. Deux diodes montées tête-bêche limitent à 1,4 volt crête à crête l'amplitude du signal de sortie avant le modulateur FM afin d'éviter une excursion de fréquence excessive, le gain audio s'ajustant selon les données de la **figure 2** par l'action des résistances R₁ et R₂. La résistance R₂ sera de préférence une ajustable de telle manière que l'on puisse régler l'excursion de fréquence optimale. L'oscillateur HF d'un modèle colpitts accessible aux broches 15 et 16 fonctionne selon les besoins avec des quartz en mode fondamental sur la fréquence de résonance parallèle ou bien avec un classique réseau LC ; la fréquence d'oscillation maximale atteint

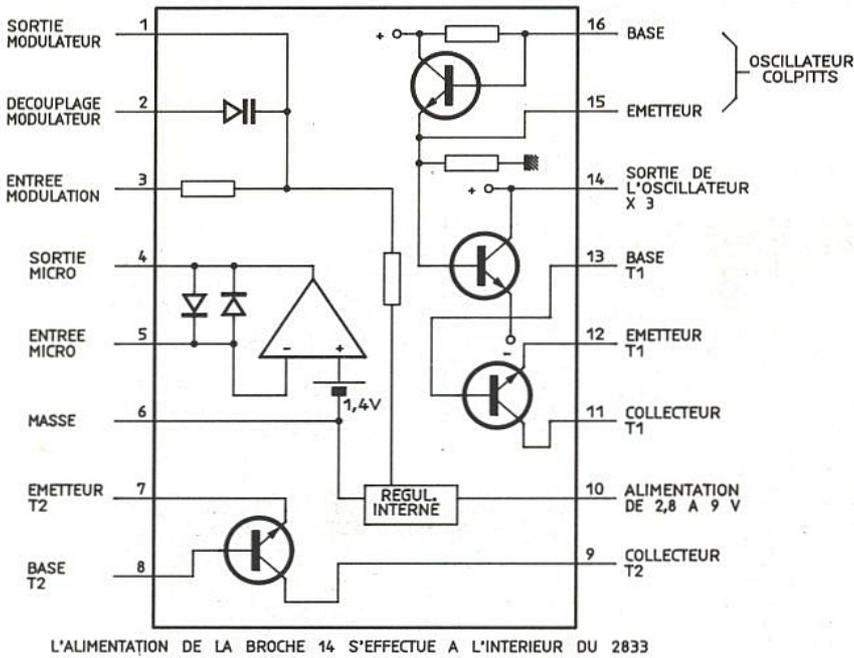


Figure 1

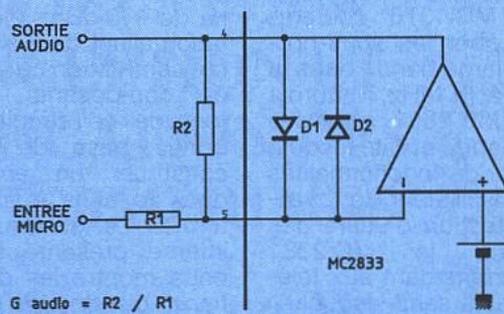


Figure 2

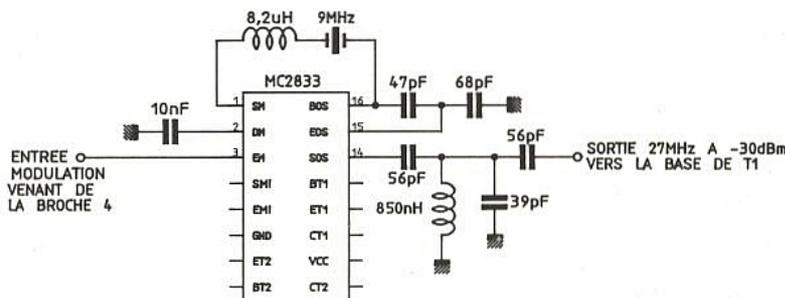


Figure 3

20 MHz. La **figure 3** présente le modulateur équipé d'un quartz 27 MHz résonant sur la fondamentale de 9 MHz et chargé par 30 pF. L'inductance en série avec le quartz permet de régler avec précision la fréquence de sortie et annule la valeur de la réactance variable disponible aux broches 1 et 2, certainement une diode varicap, Motorola restant discret sur ce chapitre. L'action de la modulation audio sur la broche 3 provoque une déviation de fréquence allant jusqu'à plus ou moins 3 kHz avec une distorsion maximale de 2%. L'amplificateur disponible à la broche 14 assure la multiplication par trois du signal issu de l'oscillateur et procure une puissance de -30 dBm en sortie, la déviation de fréquence, excursion, est également multipliée par 3. La fréquence maximum disponible sur cette broche atteint 60 MHz.

Une autre approche proposée à la **figure 4** présente l'avantage de disposer d'un VCO verrouillé par une PLL, dans la gamme 8,83 MHz à 9,33 MHz par exemple, offrant ainsi la couverture générale de la bande 27 MHz. Mais attention, dans ce cas le pas de référence de la PLL correspond au pas final divisé par le facteur de multiplication du MC 2833, précisément égal à 3 ; pour un pas de 15 kHz entre les canaux, la référence de comparaison sera de 5 kHz. Le MC 2833 comporte deux transistors qui présentent une fréquence de transition de 500 MHz pour un V_{CE} de 3 volts et un courant de 3 milliampères ; l'utilisation de ces transistors permet d'obtenir en sortie un niveau de +5 dBm à 150 MHz et +10 dBm jusqu'à 72 MHz. Pour les fréquences ne dépassant pas 60 MHz, ces 2 transistors seront utilisés en simple amplificateur sélectif. La pureté spectrale dépend de la qualité des circuits accordés utilisés, il est possible de réduire les harmoniques jusqu'à 50 dB en dessous du signal utile comme le montre le graphe de la **figure 5** retranscrit de l'écran d'un analyseur IFR ainsi que la sortie de la broche 14 vue à l'oscilloscope et donnée **figure 6**. Notez l'allure du signal déformé qui signe la présence d'harmoniques. Enfin une régulation de tension interne permet au circuit de fonctionner dans une plage allant de 2,8 volts à 9 volts.

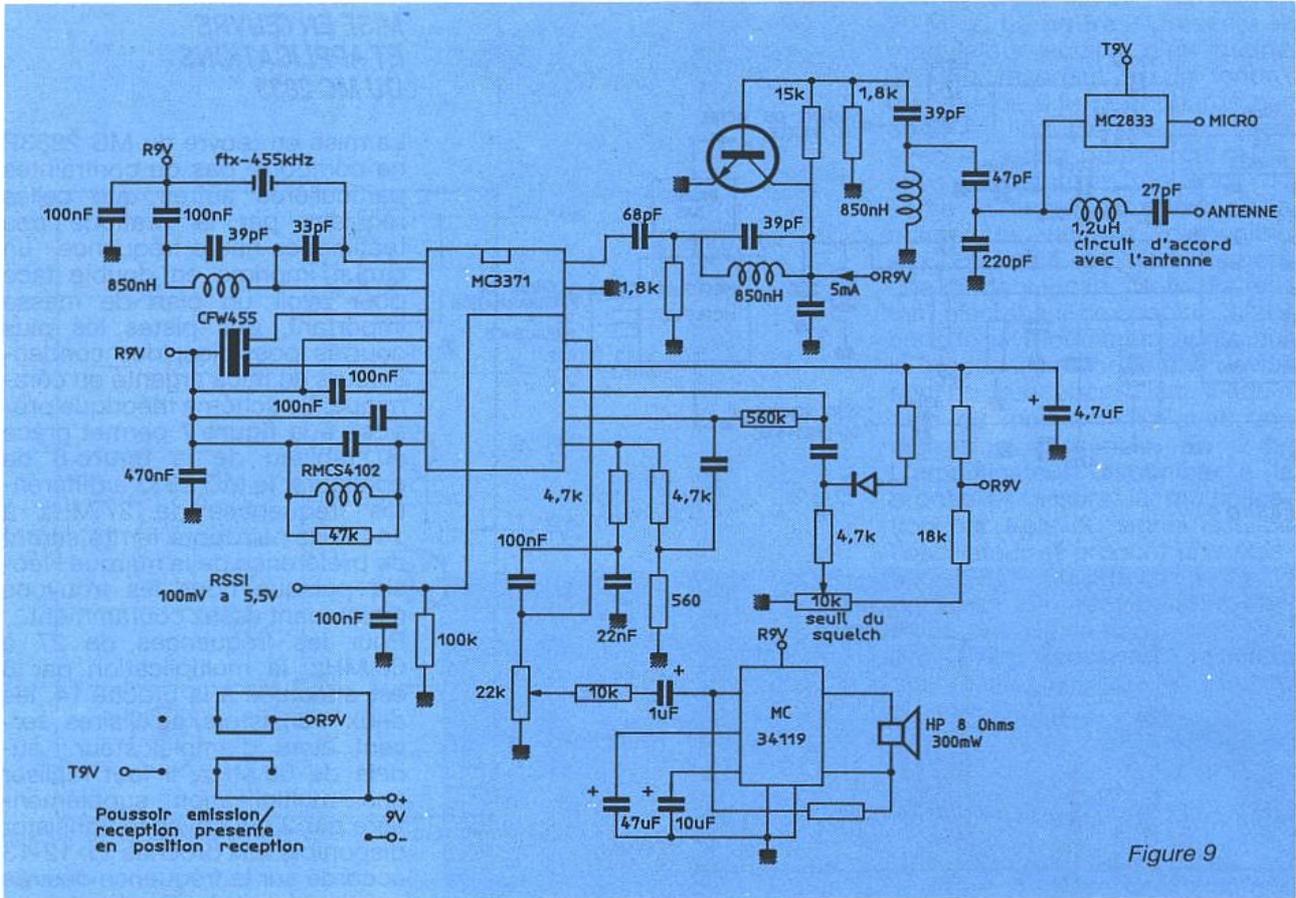


Figure 9

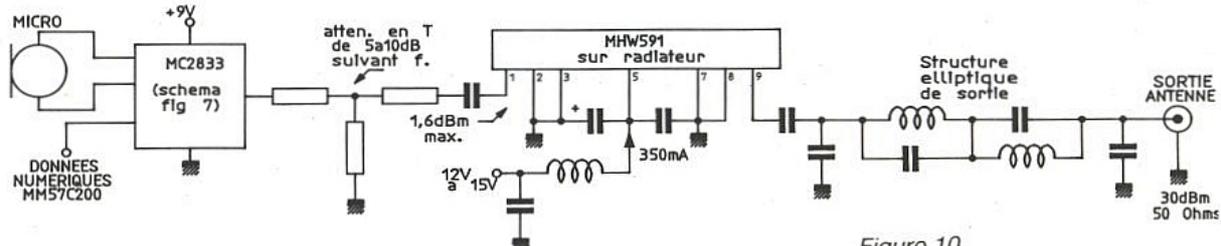


Figure 10

pourra de préférence être remplacé par un double circuit accordé pour une meilleure réjection des harmoniques ; dans tous les cas, l'attaque de l'antenne s'effectue toujours à basse impédance grâce aux condensateurs C4 et C5.

Conjointement au nouveau récepteur intégré, le MC 3371, nous pouvons réaliser un minuscule émetteur-récepteur comme le montre la **figure 9**. Avec les progrès technologiques, la réalisation en CMS ne pose plus de problèmes insurmontables.

La conception de systèmes radiocommandés à usage domestique ou industriel, robotique par exemple, trouvera sa conception facilitée par la mise en œuvre du MC 2833 associé au MM 57C200 pour l'émetteur et côté réception le nouveau MC 3367 et le MM 57C200 pour

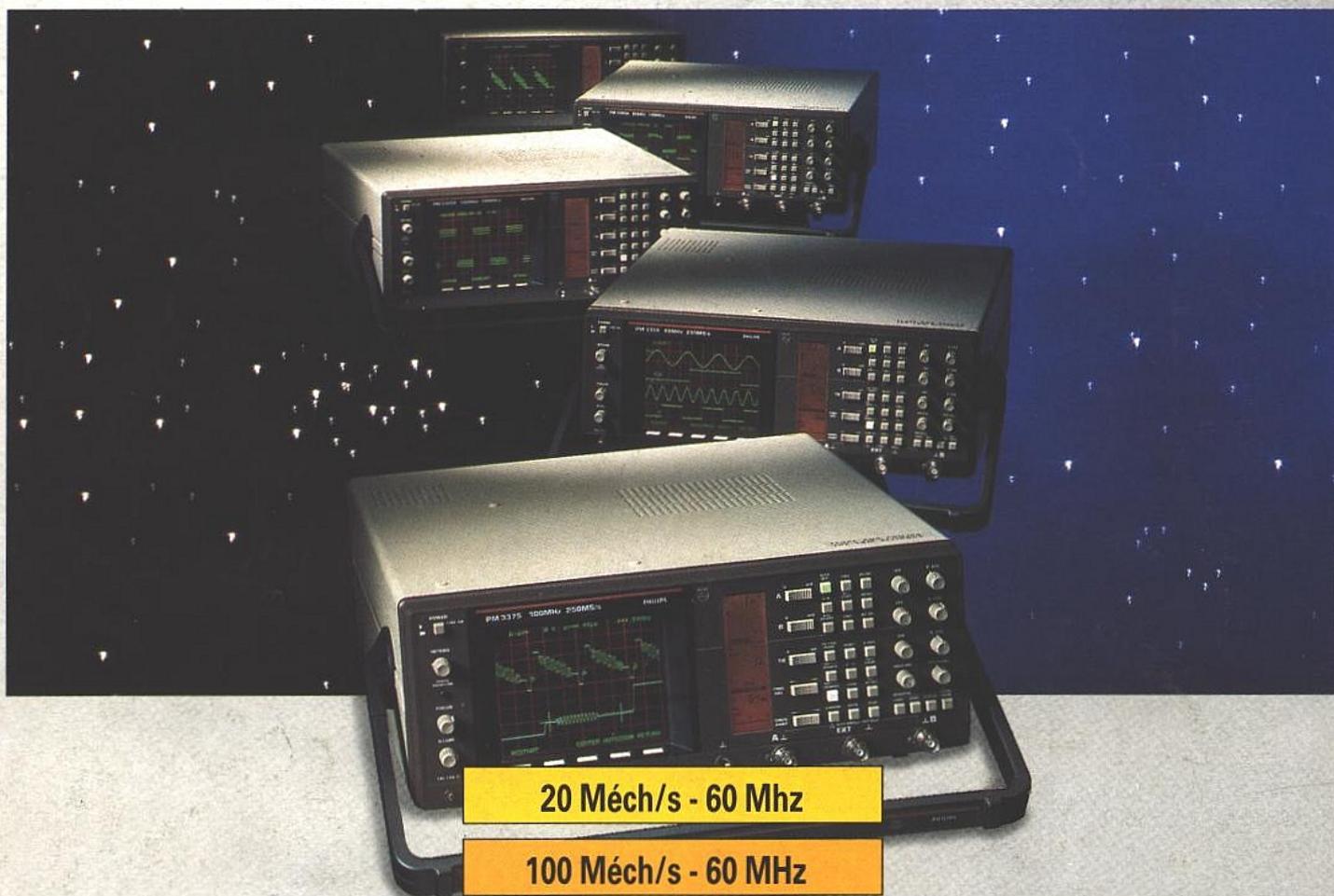
le décodage. Lorsque l'application implique une grande portée, l'adjonction d'un amplificateur hybride permet de conserver un faible encombrement mécanique. Le module MHW 591 délivre + 30 dBm dans 50 Ω et il suffit de l'exciter à 0 dBm par le MC 2833 équipé en sortie d'atténuateurs 5 ou 10 dB suivant les fréquences d'utilisation comme le suggère la **figure 10**. Pour de plus fortes puissances dans la bande 140-160 MHz, les modules MHW 607 fournissent pour 7 volts d'alimentation et 0 dBm d'excitation une puissance de 10 watts.

Ce bref aperçu des possibilités de ce circuit permettra, nous l'espérons, d'ouvrir des portes à vos futures applications et d'en faciliter la conception.

Ph. B



PHILIPS



20 Méch/s - 60 MHz

100 Méch/s - 60 MHz

100 Méch/s - 100 MHz

250 Méch/s - 60 MHz

250 Méch/s - 100 MHz

Un choix unique Une économie certaine

Philips vous offre, actuellement, un **choix unique** en oscilloscopie numérique moyenne fréquence.

- 5 modèles de 60 MHz à 100 MHz et de 20 Méch/s à 250 Méch/s.

Chaque appareil vous offre des performances élevées, la fonctionnalité analogique et numérique, une utilisation rapide et sûre, une face avant ergonomique et rationnelle et principalement un rapport **performance/prix exceptionnel**.

Chaque appareil bénéficie d'une garantie de 3 ans, d'un service et d'un support client adapté à vos demandes.

Quel appareil choisir pour votre application ? Quelles sont ses performances ? Quel est son prix ?

Nos ingénieurs sont à même de vous répondre. Contactez-les !

■ **PM 3335** : 20 Méch/s de fréquence d'échantillonnage, capacité mémoire de 8 kmots, bande passante analogique de 60 MHz, curseurs de mesure, interfaces IEEE-488/GPIB et RS 232C en option.

■ **PM 3350A** : 100 Méch/s de fréquence d'échantillonnage, bande passante analogique de 60 MHz, 4 mémoires de stockage, curseurs de mesure, double base de temps numérique, interface IEEE-488/GPIB ou RS 232C en option.

■ **PM 3355** : 250 Méch/s de fréquence d'échantillonnage, bande passante analogique de 60 MHz, 4 mémoires de stockage, curseurs de mesure, double base de temps numérique, interface IEEE-488/GPIB ou RS 232C en option.

■ **PM 3365A** : 100 Méch/s de fréquence d'échantillonnage, bande passante analogique et numérique de 100 MHz, 4 mémoires de stockage, curseurs de mesure, double base de temps numérique, interface IEEE-488/GPIB ou RS 232C en option.

■ **PM 3375** : 250 Méch/s de fréquence d'échantillonnage, bande passante analogique et numérique de 100 MHz, 4 mémoires de stockage, curseurs de mesure, double base de temps numérique, interface IEEE-488/GPIB ou RS 232C en option.

Prix au 02.01.90
Série PM 3300 à partir de 19.000 F. H.T.

Pour en savoir plus :
Tél. : PARIS (1) 49.42.80.80
PROVINCE n° Vert 05.48.95.80

S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE
Division Science et Industrie, 105, rue de Paris, B.P. 62,
93002 BOBIGNY CEDEX - (1) 49.42.80.80 - 235 546 Induphi



PHILIPS