

LE MONDE PARADIS

ELECTRONIQUE

Loisirs

ISSN 0033 7668

N° 444 Novembre 1984

Détermination de la direction d'un satellite

Les capteurs et leurs applications

Basicode : l'esperanto des ordinateurs ?

Mise au point T.V : mire de barres et quadrillage (convergence et pureté)

AC PARAM : correcteur paramétrique

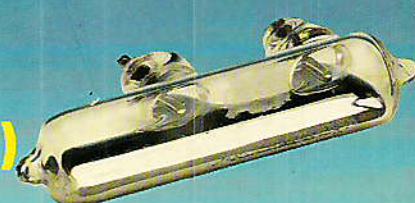
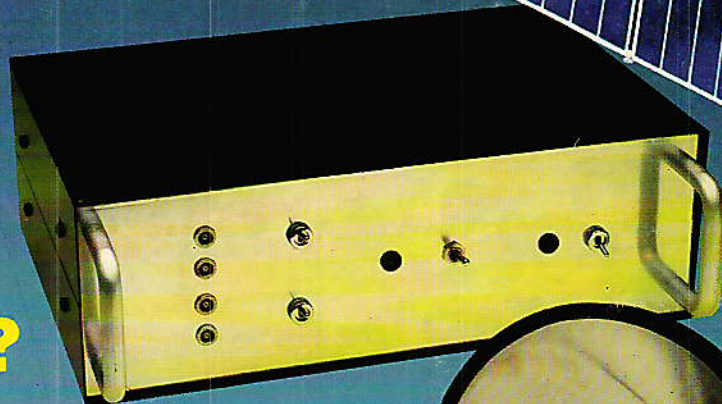
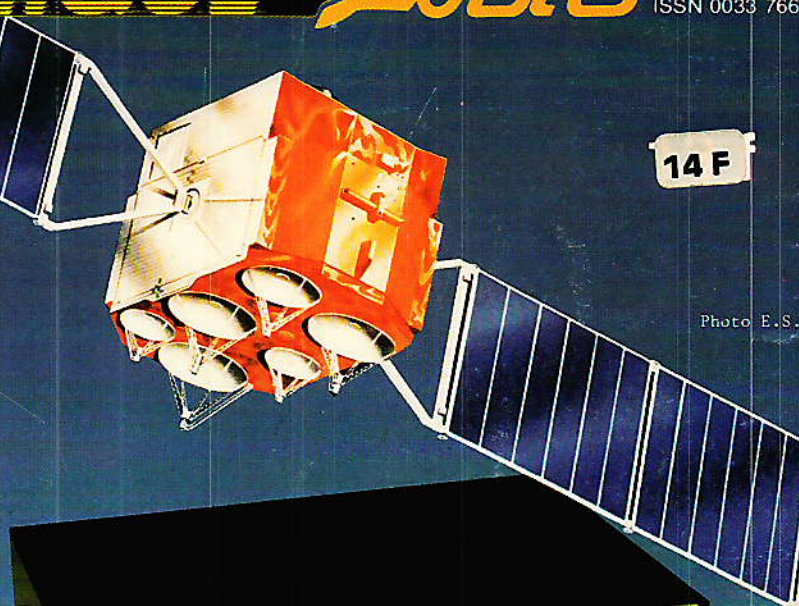
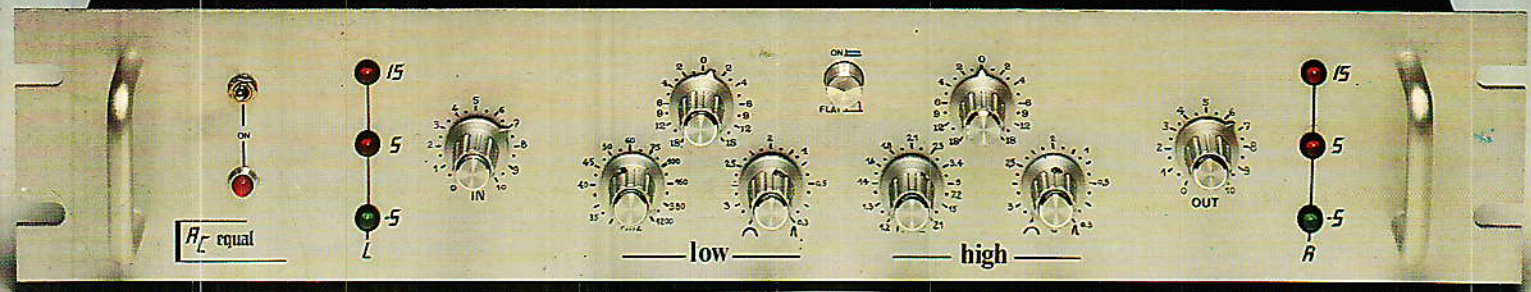
14 F

Photo E.S.A

Belgique: 97 FB - Suisse: 4 FS - Canada: \$: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 1.38 Dinar

T 2438 - 444 - 1000

14 F



SOMMAIRE

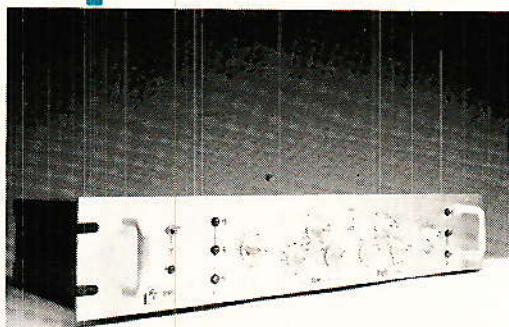
N° 444 NOVEMBRE 1984

Réalisation

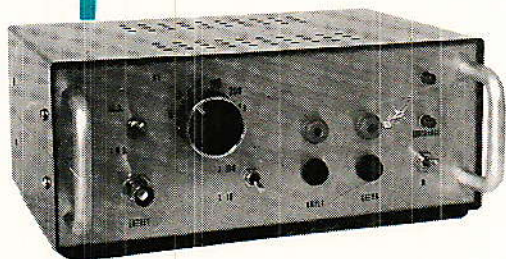
31 | FA 2 filtre actif et bruit rose

35 | Mire à «tout faire»

77 | AC PARAM égaliseur paramétrique



91 | Préampli et millivoltmètre AF



Technique

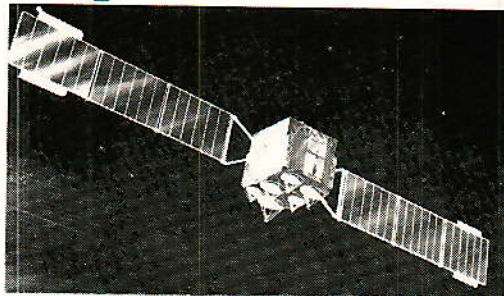
19 | Les capteurs et leurs applications

Ont participé à ce numéro:
J. Alary, M. Barthou, J. Ceccaldi,
C. Couillec, F. de Dieuleveult,
G. Ginter, P. Gueulle, M.-A. de
Jacquelot, C. de Maury, S. Nuef-
fer, M. Rateau, R. Rateau, J. Sa-
bourin.

35 | Détermination de la position d'un satellite

54 | Réception par satellite : Station amateur 4 GHz

57 | Liste des satellites géostationnaires (suite)



Micro-Informatique

72 | Basicode : L'Esperanto des ordinateurs



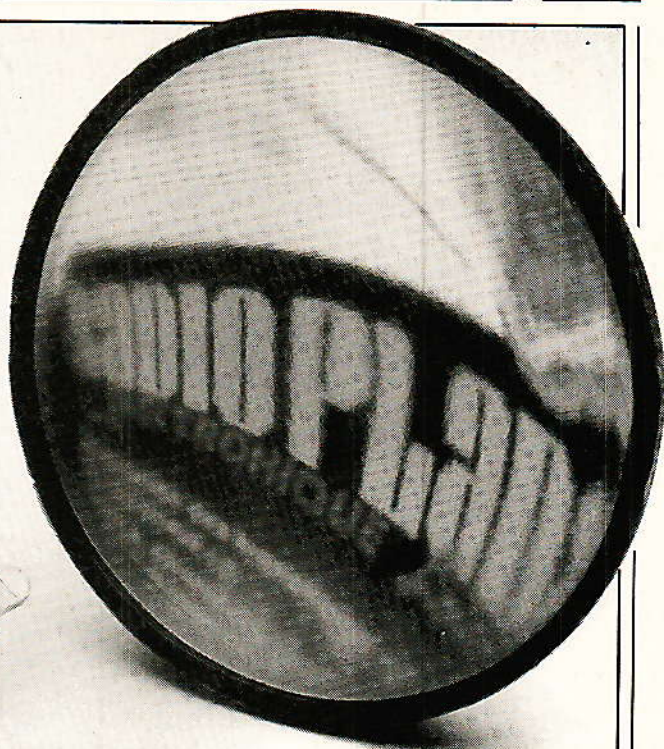
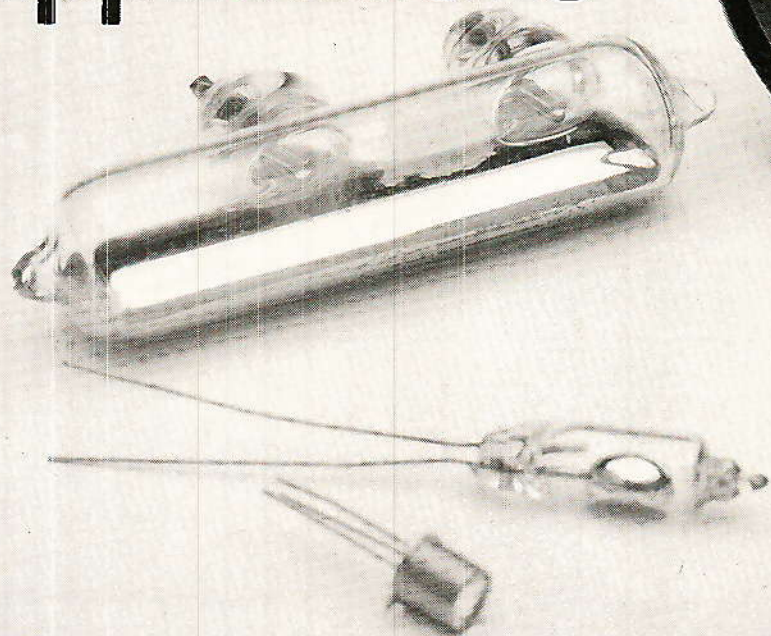
Divers

30 | Page circuits imprimés

64 | Infos

70 | Détaillants qui êtes-vous ?
PENTASONIC

Les capteurs et leurs applications



Bon nombre d'applications décrites dans la revue font appel aux capteurs. Ainsi en est-il des différents montages d'alarme ou de mesures. Il va de soi que dans la plupart des cas on a affaire à des capteurs du genre lumineux, magnétique ou ultra-sonore. Encore faut-il que chacun d'eux corresponde à une utilisation rationnelle eu égard à leurs caractéristiques, ainsi, bien entendu qu'au domaine d'emploi qui leur est réservé. Le but de cet article est de fournir au lecteur une schémathèque relativement complète de ce qui se fait en ce domaine y compris la mise en œuvre et les différentes applications possibles.

Bien que cet article ne se veuille pas exhaustif, loin s'en faut, nous avons voulu quand même faire en sorte de décrire et d'expliciter du mieux possible des capteurs très différents de ceux précités et qui, dans bien des cas, alliés à l'électronique permettront à tout un chacun de réaliser l'appareil «AD HOC» correspondant réellement à un besoin potentiel. Nous avons voulu en outre que ces différents capteurs, reflets pour la plupart de matériels à utilisation domestique, puissent être facilement approvisionnés et à part quelques exceptions au niveau de matériel peu courant dont la description peut apporter au lecteur une information rédactionnelle peu facile d'accès, nous avons fait en sorte de bannir les différents capteurs professionnels, de surcroît fort onéreux, dont la place n'était guère dans un article de ce genre.

Ainsi, comme avec l'article «Température et thermométrie» paru dans les numéros 439, 440 et 441, le lecteur intéressé pourra puiser une foule de renseignements et bon nombre d'idées concernant un problème particulier. De cette façon, nous pensons répondre peu ou prou aux résultats de l'enquête RPEL de janvier 1984 justifiant les articles théoriques permettant à chacun de progresser par une meilleure connaissance des matériels afin de mener à bien par la suite la réalisation des montages proposés.

Les capteurs décrits

Le tableau ci-dessous nous indique les différents capteurs dont nous allons parler. Comme nous l'avons dit, la liste n'en est nullement exhaustive, il va de soi qu'une parution entière n'y suffirait pas, mais le lecteur s'apercevra aisément que peu de domaines ont été omis. Nous donnons d'ailleurs dans ce même tableau, une colonne des quelques applications qui peuvent être envisagées.

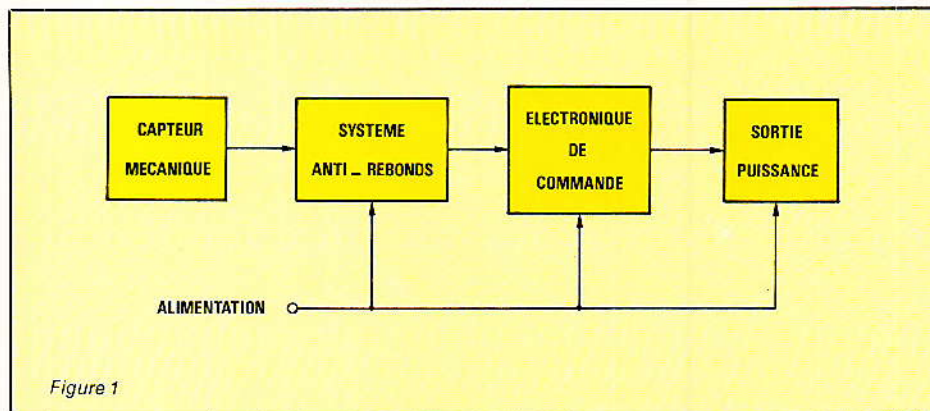


Figure 1

TABLEAU 1

Type de capteur	Utilisation
Mécanique	Tout ou rien ou position linéaire
Pression	Absolute ou relative, alarmes
Magnétique	Tout ou rien, mesures
Salinité	Mesure et alarme
Température	Mesure, alarme
Sonore	Mesure, amplification, alarme
Lumière	Mesure, alarme
Gaz	Détection, seuil, alarme
Position angulaire	mesure
Humidité	mesure
Niveau	Tout ou rien, alarme

Relativement à ce tableau de base, établissons maintenant la liste

des différents matériels que le lecteur va trouver décrit tout au long de cet article.

TABLEAU 2

Type de Capteur	Matériel décrit
Mécanique	Microswitch à galet Microswitch subminiature à bille Switch à tige, au mercure Switches normaux
Pression	Microvalve pneumatique Pressostat basse pression à 2 seuils Pressostats professionnels Ic de mesure électronique
Magnétique	Effet Hall linéaire Effet Hall tout ou rien ILS * normaux et miniatures
Salinité	Sonde à 0 V Capteur complet à 0 V
Température	Klixon * Thermostat à bilame Sonde thermoélectrique Sonde à liquide frigorigène
Sonore	Transducteur à Ultra-sons Capteur dynamique à membrane Capteur à bobine mobile
Lumineux	Capteur à Ultra-violet Capteur à l'infra-rouge Cellules photo électriques Cellules photo résistances
Gaz	Capteurs à oxyde de carbone, propane méthane et éthanol Capteurs de fumée
Position angulaire	Potentiomètre multitours Rotacteur multiposition
Humidité	Capteur d'humidité relative
Niveau	Capteur normal Capteur anti-corrosion

* Marque déposée.

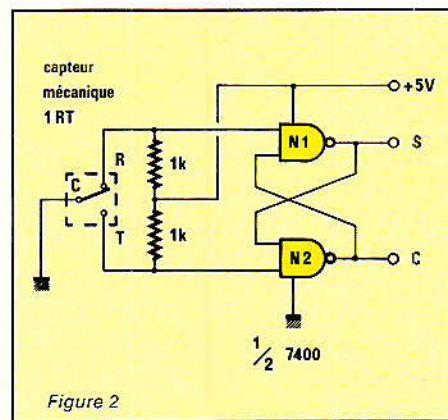


Figure 2

Après avoir établi la liste de nos différents capteurs, nous allons maintenant décrire chacun d'eux.

Capteurs mécaniques

La majorité de ces matériels étant du genre «tout ou rien», nous avons en fait affaire à un interrupteur, voire à un inverseur, simple ou double dont le ou les contacts sont assurés par déplacement d'un ensemble de petite mécanique simple ou de tringlerie. Chaque capteur considéré ordonnant un contact, inévitablement des rebonds de commutation ont lieu et pour l'utilisation dans un système électronique donné, il faudra généralement toujours en passer par une réalisation équivalente au synoptique de la figure 1.

En fait l'électronique commandant la sortie puissance sera toujours précédée d'un circuit anti-rebonds permettant d'annihiler par sa mise en œuvre tous les «pseudo» contacts pouvant avoir lieu au basculement de l'inverseur. Nous donnons à la figure 2 un schéma simple d'un système anti-rebonds fort utilisé. Celui-ci est réalisé en logique TTL 5 V et vu sa simplicité, laissons le soin au lecteur ne le connaissant pas encore d'en expliciter le fonctionnement. Disons simplement que les deux portes

N₁ et N₂ sont montées en bascule et éliminent tous les rebonds qui ont lieu au moment où le contact s'établit, rebonds mécaniques qui sont évidemment autant d'impulsions indésirables dans tous montages logiques. Un inconvénient inhérent à ce genre de montage est qu'il faut que le contact soit réalisé au moyen d'un inverseur. Or certains capteurs mécaniques ne possèdent en fait qu'un seul contact interrupteur. A ce moment il nous faut employer un autre montage anti-rebonds et nous renvoyons le lecteur au schéma de la figure 3 pour la description de ce nouveau montage. En fait, il s'agit ici d'un montage calibreteur pour lequel la durée de basculement du contact mécanique et des impulsions indésirables en résultant sont pris en compte dans un circuit à constante de temps. Celui-ci a été déterminé de façon à ce que le signal de sortie ne soit disponible sur la borne S, que T secondes après le basculement de l'interrupteur. De cette façon il est clair qu'à ce moment le contact est définitivement ouvert ou fermé. Dans notre montage réalisé de façon discrète sous une tension d'alimentation de 24 V, la constante de temps vaut :

$$\tau(s) = C(F) \cdot R(\Omega)$$

avec $C = 2,2 \mu F$ et $R = 33 k\Omega$
 d'où $\tau = 2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 33 \cdot 10^3 = 72,6 \cdot 10^{-3} s$
 $= 72 \text{ ms}$

En tout état de cause, la durée réelle de prise en compte des impulsions parasites est donnée par la formule $U = 1 - e^{-t/\tau}$ dans laquelle il est aisé de déterminer le temps t sachant que :

$$\tau = \text{constante de temps de circuit}$$

$$e = 2,71828$$

$$t = \text{durée à obtenir}$$

$$U = \text{tension de charge}$$

En fait on se bornera à déterminer empiriquement selon l'électronique de commande, une durée de l'ordre de 10 ms à 100 ms valeurs qui, dans la plupart des cas donneront entièrement satisfaction. Pour en terminer avec ce montage, signalons à nos lecteurs qui ne l'auraient pas remarqué, que le montage des deux transistors 2N1711 et des résistances aléatoires forment un «trigger de Schmitt».

Nous n'en expliquerons pas ici le fonctionnement, mais pour fixer les idées, disons que grâce à lui, il est possible d'obtenir en sortie des créneaux à fronts raides capables de

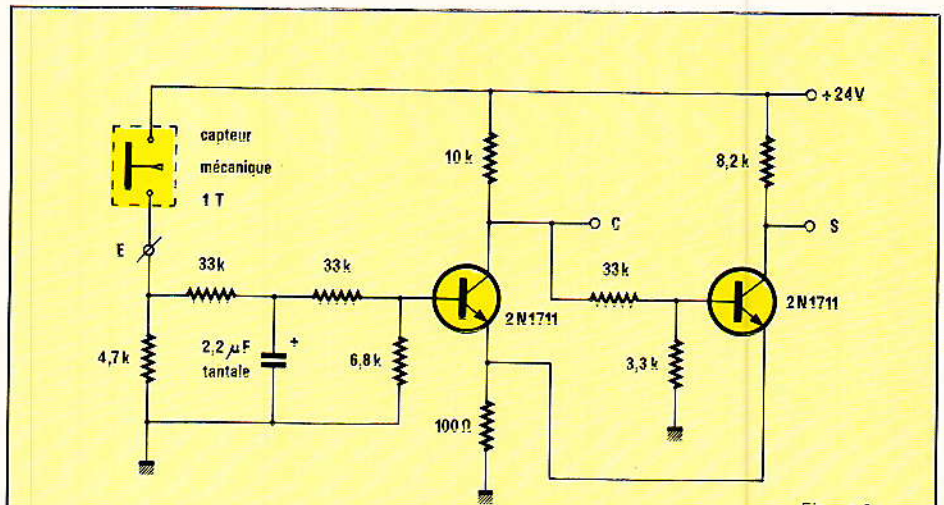


Figure 3

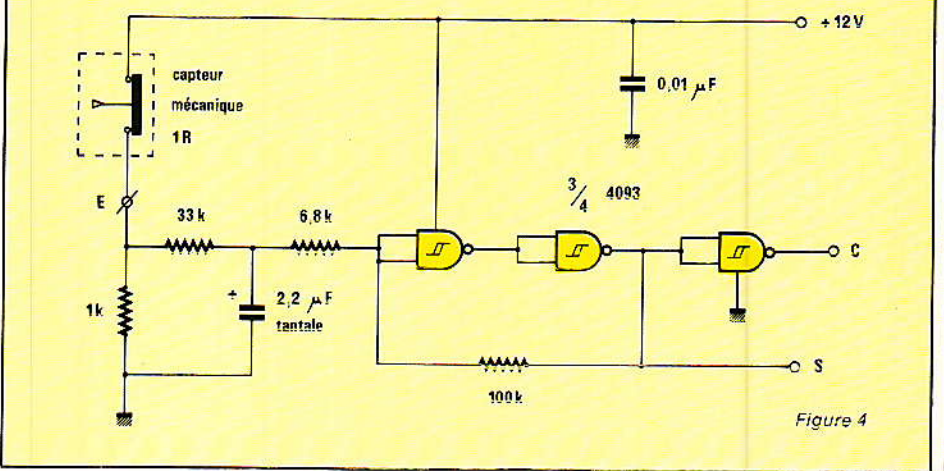


Figure 4

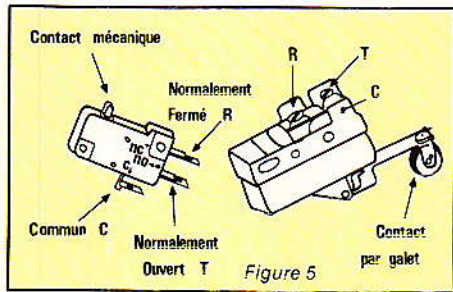


Figure 5

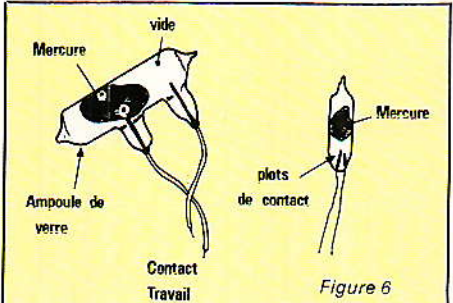
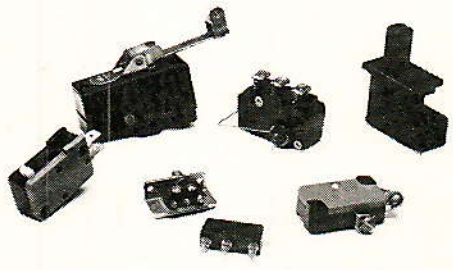


Figure 6

déclencher des bascules électroniques ou d'attaquer des portes logiques sans donner naissance à des impulsions parasites.

Un dernier montage, pratiquement de fonctionnement équivalent au précédent est donné à la figure 4. Nous utilisons cette fois-ci des circuits intégrés CMOS de type 4093, quadruple NAND deux entrées, trigger de schmitt.

Le montage ne requiert que 3/4 de boîtier et une résistance en plus des quelques éléments concernant le circuit temporisateur d'entrée. Contrairement au montage de la figure 3, le capteur mécanique est cette fois-ci à ouverture et il conviendra de choisir soit la sortie normale S, soit la sortie complémentaire C pour l'attaque de l'électronique suivante.

Quelques capteurs mécaniques

On trouvera à la figure 5 le schéma de micro switches du commerce. Pratiquement tous à inverseur fugitif, ils sont basés sur le même principe à savoir une action

rons nos lecteurs à les utiliser plus souvent dans des montages où ils donneront de la façon la plus simple possible une information de qualité.

Les capteurs de pression

Capteurs à membrane

Le choix étant relativement vaste, il nous a fallu nous limiter à quelques modèles que l'on peut trouver couramment dans le commerce spécialisé ou bien encore récupérer sur des matériels divers. Citons entre autres, moteurs à combustion interne, chaîne d'alimentation gaz, système d'eau sous pression. La liste n'est nullement limitative et il appartient à chacun, en bon technicien, de savoir adapter tel ou tel matériel à ses exigences particulières. Nous donnons à la figure 8 le schéma d'un pressostat de type standard de pression 2 bars. Un tel composant est généralement constitué d'une petite membrane métallique de surface S , la pression engendrée par une force F agissant uniformément sur cette surface, rapport de la force à la surface pressée, provoque le déplacement longitudinal d'une tige alliée à un contact mécanique.

sostatique et enclencher le premier puis le deuxième seuil de commutation. Nos lecteurs peuvent entrevoir de nombreuses solutions d'emploi de ce capteur à double seuil. Nous donnons à la figure 11 le schéma électrique des commutations qu'il peut réaliser ; comme nous le

voyons, elles sont nombreuses et nul doute que chacun pourra puiser là, tout ou partie d'une idée ayant trait à ce domaine.

Nous donnons par ailleurs un schéma d'installation concret représenté à la figure 12. Définissons d'emblée le cahier des charges. Soit à contrôler la pression d'aération



Figure 8

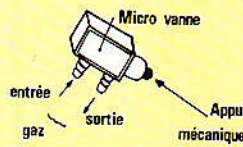


Figure 9

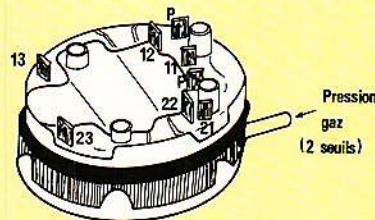


Figure 10

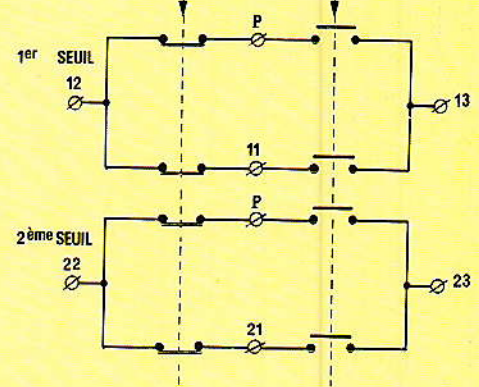
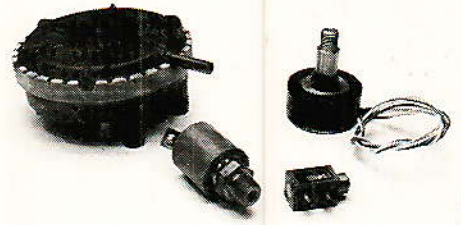


Figure 11

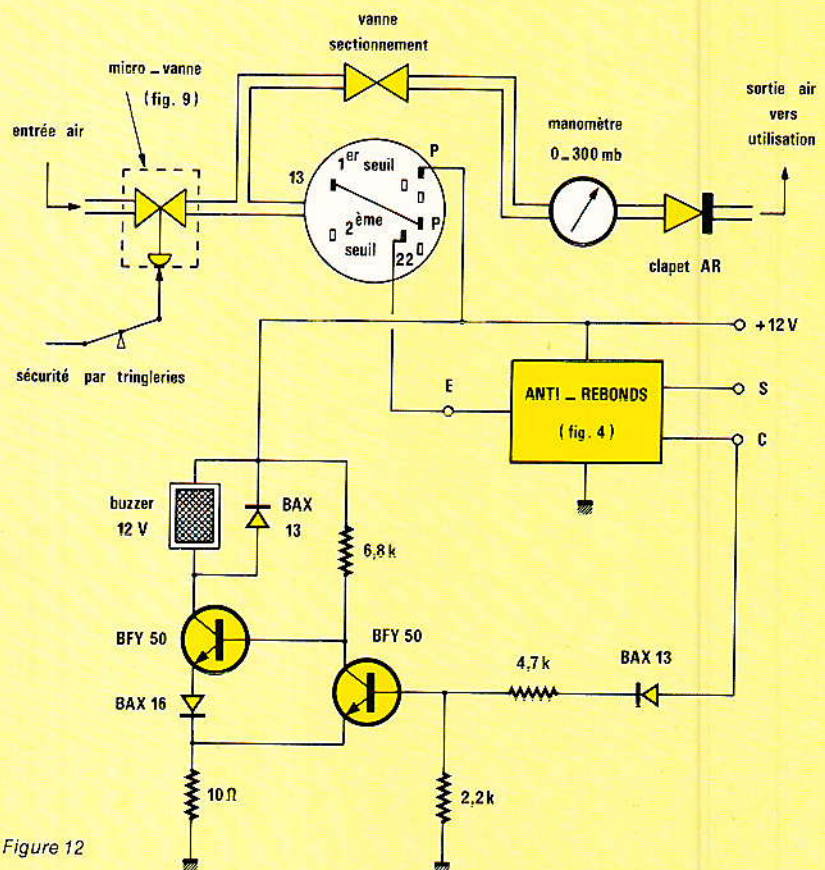


Figure 12

d'un aquarium marin de grande capacité. Deux cas de manque d'air aux diffuseurs peuvent se présenter :
A

1) Compresseur hors service ou microvanne sécurité déclenchée.

2) Fuites au circuit aval ou diffuseurs déconnectés.

Dans le premier cas, cette indigence d'air va se manifester par une pression chutant à zéro.

B

1) Compresseur en surpression

2) Circuit aval bouché ou diffuseur colmaté

Dans ce second cas, ce surplus d'air va au contraire se manifester par une pression maximum.

Pour correspondre à ce cahier des charges, analysons maintenant le schéma de la figure 12. Notre circuit d'alimentation en air est constitué d'une sécurité par tringlerie et microvanne, d'une vanne de sectionnement, d'un manomètre de contrôle suivi d'un clapet anti-retour. L'utilisation étant évidemment l'emploi de nombreux diffuseurs à pierre poreuse employés en aquariophilie. N'omettons pas d'indiquer qu'en amont du circuit a été placé notre pressostat à deux seuils. Les commutations électriques de celui-ci ont été établies comme suit :

- 1^{er} Seuil → En l'absence d'air, le contact P₁₃ est ouvert (P = 0)
- 2^e Seuil → En surpression, le contact P₂₂ est fermé (P = max)
- Les deux contacts P₁₃ et P₁₂ sont connectés en série. Dès lors il est clair que si tout est correct, le contact P₁₃ est fermé puisqu'une pression suffisante d'air enclenche le 1^{er} seuil du pressostat, et le contact P₂₂ reste fermé puisqu'aucune suppression ne vient enclencher le 2^e seuil. L'entrée P du 1^{er} seuil étant reliée au + alimentation, en l'absence de défaut on retrouve la même tension sur la borne 22. Il suffit donc de relier cette borne à l'entrée d'un circuit anti-rebonds comme celui donné à la figure 4 et de connecter la sortie complémentaire à un amplificateur type «TOTEM POLE» commandant un buzzer de puissance.

Celui-ci déclenchera l'alarme dans les deux cas A et B précités. Pour en terminer avec ce capteur double seuil à membrane, signalons que celui-ci, s'il peut facilement être récupéré, pourra néanmoins être acquis pour une somme modique dans les magasins d'entretien d'électroménager. Les connexions repérées sur les schémas correspondant à un modèle standard largement diffusé en France.

Capteurs électroniques

Ils peuvent être de deux sortes. Soit pour la mesure de la pression absolue, soit pour celle de la pression différentielle. Nous entrons donc là dans le domaine spécifique de la mesure et non du tout ou rien comme les différents montages vus précédemment.

Le schéma de la figure 13 représente un capteur de pression au silicium à haute intégration. Il s'agit du modèle LX 0503 A de National Semiconductor. Celui-ci est livré en boîtier T08 modifié. Le principe d'un tel capteur est le suivant : La capsule manométrique est réalisée à partir de deux microplaquettes de silicium entre lesquelles on a eu le soin de laisser une cavité. Dans cet espace a été pratiqué un vide poussé. Par ailleurs, la plaquette détectrice est pourvue de quatre résistances du type Piezo-électrique, qui, fonctionnant en jauge de contrainte, sont montées en pont de wheatstone. Sous l'influence d'une pression extérieure, la membrane supérieure va se déformer entraînant de ce fait le déséquilibre du pont de wheatstone. Le capteur de chez National fournit une tension de sortie dépendant de la pression ainsi qu'une autre, fonction de la température.

D'autres capteurs de pression monolithiques comme la série KPY de chez Siemens ont des possibilités pratiquement équivalentes, le fonctionnement étant identique. Nous

donnons dans les tableaux ci-dessous, quelques caractéristiques techniques de ces différents capteurs.

Le lecteur trouvera à la figure 14 le schéma de représentation de ces différents capteurs de pression ainsi que le schéma de principe d'un convertisseur de type hybride à la figure 15. Ceux-ci contiennent comme les capteurs monolithiques une capsule manométrique en silicium et les résistances du pont d'équilibre ; outre le circuit de compensation de température ils sont pourvus d'un ensemble intégré complet destiné à l'amplification de

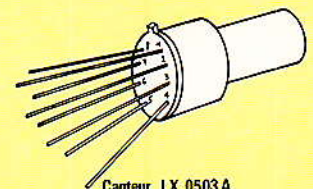


Figure 13

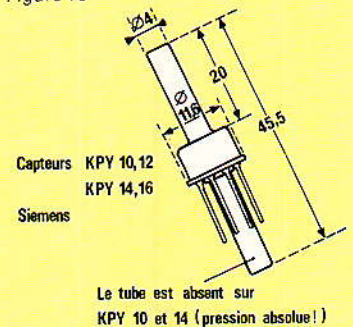


Figure 14

TABLEAU 3

Valeurs limites	KPY 10 (Pa) KPY 12 (Pd)	KPY 14 (Pa) KPY 16 (Pd)
Tension	24 V	24 V
Température	- 40° C à + 150° C	- 40° C à + 150° C
Surcharge de Pression	200 % de la valeur nominale	200 % de VN

TABLEAU 4

Caractéristiques à $\theta_A = 25^\circ \text{C}$	KPY 10 KPY 12	KPY 14 KPY 16
Résistance du pont	7 k Ω	7 k Ω
Tension zéro maximale	$\pm 5 \text{ mV/V}$	$\pm 5 \text{ mV/V}$
Coefficient de température de tension zéro	$\pm 0,02 \text{ \% / K}$	$\pm 0,02 \text{ \% / K}$
Linéarité	$\pm 0,3 \text{ \% V final}$	$\pm 0,3 \text{ \% Valeur finale}$
Sensibilité	13 mV/V bar	4 mV/V bar
Tolérance de la sensibilité	$\pm 20 \text{ \%}$	$\pm 20 \text{ \%}$
Coefficient de température du signal de sortie	- 0,2 %/K	- 0,2 %/K
Plage de mesure de Pression	0 à 2 bars	0 à 10 bars
Mesure	Absolute/diff. tielle	Pa et Pd
Brochage	T08 → 3 et 7 = Ualim, 1 = m, 2 et 6 = sortie et T08 modifié	

mesure et à la régulation de tension. Leur calibration est assurée en usine par le constructeur.

La mise en œuvre de tels capteurs n'est pas des plus simple et avant d'obtenir en sortie une variation linéaire de la tension en fonction de la pression appliquée au capteur, il va nous falloir agir sur les différents circuits de calibration, d'amplification et de compensation de température. Nous donnons à la figure 16 un schéma synoptique des différentes fonctions à réaliser. La tension de pont $+U / -U$ en provenance du capteur et fonction de la pression appliquée est amplifiée par un amplificateur de différence constitué des deux ampli opérationnels A_1 et A_2 . La tension $U = f(t)$ provenant quant à elle de la sortie température

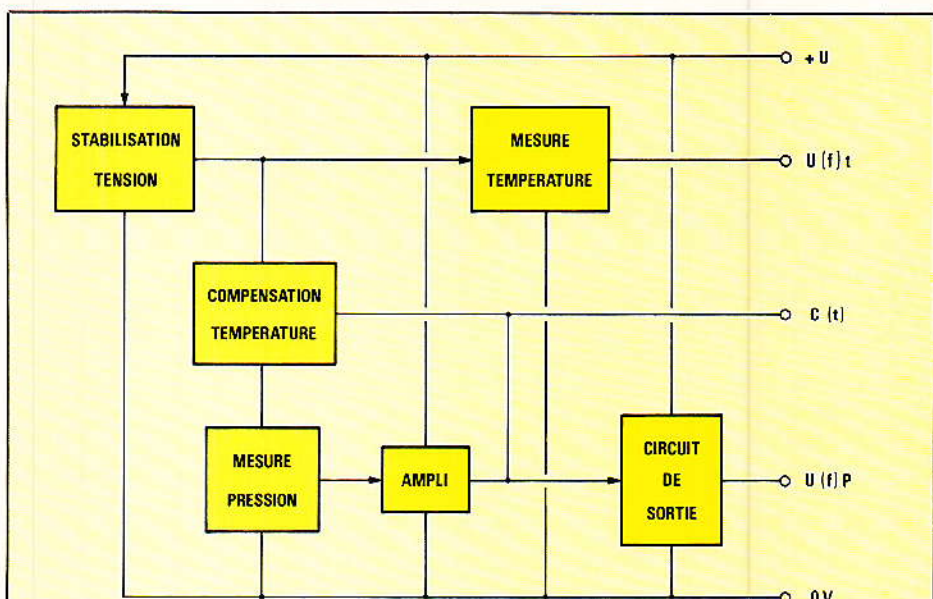


Figure 15

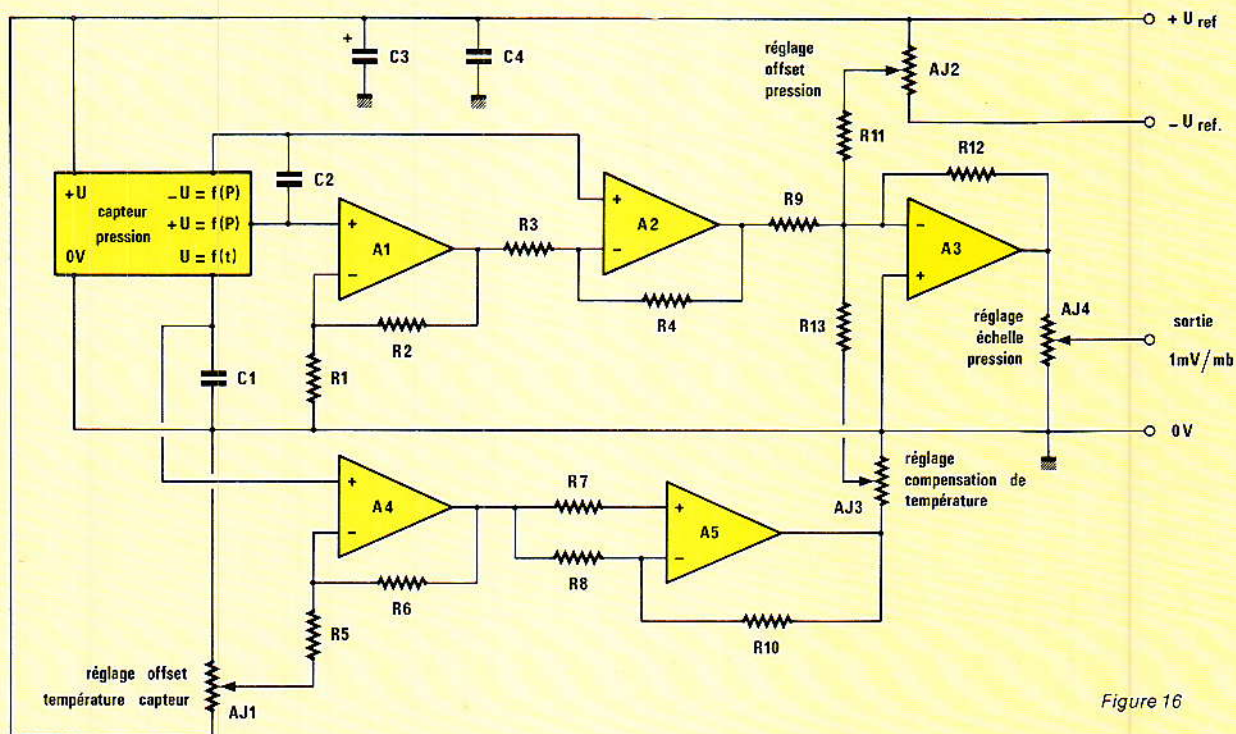


Figure 16

Dans la même série :

Elektor index des n° 001 à ce jour avec encore quelques n° manquants en cette rentrée scolaire 2012...

Voir aussi: Radio Plans électronique + index, encore une cinquantaine de N° à scanner...

Autres scans: bricolage, bateaux, voile, 1979 chevrolet manual, bourse... (byMich)

Bonne lecture,

Michel

est légèrement amplifiée par A_4 . Le réglage d'offset A_{J1} permet une première mise au point en ré-ajustant le niveau de sortie et en faisant disparaître la composante continue existant à cette sortie du capteur.

En sortie de A_4 est connecté un autre ampli OP, A_5 , monté en gain unitaire. En sortie, A_{J3} permet le réglage de la compensation de température, en égard à A_5 fournissant une tension de compensation apte à annuler la dérive en température de la tension de pression du capteur. Enfin, sur l'entrée inverseuse d'un 4^e amplificateur opérationnel A_3 outre les signaux issus de A_2 et A_5 , parvient la tension de compensation d'offset du capteur, ce réglage se faisant grâce à A_{J2} . Dès lors, nous trouvons à la sortie de A_3 monté en additionneur, la somme des différentes tensions transmises par R_9 , R_{11} et R_{13} . Un dernier potentiomètre A_{J1} connecté en sortie de A_3 permet l'étalonnage Pression/Tension qu'on réglera autant que faire se peut pour $1 \text{ mb} = 1 \text{ mV}$. L'affichage de la Pression se fait simplement en utilisant un petit voltmètre digital 0 à 999 mV qui donnera donc par lecture directe une pression de 0 à 1 bar. On pourra employer à cet effet un des nombreux montages réalisés à l'aide de 3161 et 3162 et régulièrement publiés dans la revue.

Les capteurs magnétiques

De tels capteurs peuvent se diviser en trois grandes catégories. Tout d'abord les interrupteurs REED encore appelés couramment « ILS » ou interrupteurs à lames souples, ensuite les capteurs intégrés à sortie

tout ou rien, enfin les capteurs intégrés à sortie proportionnelle au champ magnétique.

Les ILS

Ils peuvent être de deux sortes, soit à lames souples avec contact secs, soit encore à lames souples avec contacts mouillés au mercure. Le schéma de la figure 17 décrit un tel composant : une petite ampoule de verre longiforme renferme deux lames en matériau magnétique sous gaz inerte. Les zones de contact des deux lames sont revêtues de métaux précieux de même nature afin d'obtenir une très faible résistance de contact ainsi que de faibles couples thermo-électriques. Le scellement hermétique au niveau des connexions de sortie assure une insensibilité parfaite aux pollutions extérieures ainsi qu'un fonctionnement sans faille en environnement sévère.

L'atmosphère neutre créée par le gaz inerte permet la protection des contacts contre la corrosion. Le schéma de la figure 18 représente un interrupteur à lame souple réalisant la fonction d'inversion. Pour un tel composant à trois sorties dont deux à une des extrémités et très rapprochées l'une de l'autre, on fera très attention au pliage des connexions afin d'éviter d'endommager les scellements verre-métal. On prendra soin de maintenir le fil de sortie

aussi près que possible du verre par une pince à bec fin, puis d'opérer le pliage de l'autre côté de ce premier outil au moyen d'une pince à bec plat.

Nous donnons ci-dessous un tableau de quelques caractéristiques techniques concernant un modèle miniature standard $2,3 \times 52 \text{ mm}$ que l'on pourra facilement se procurer dans le commerce spécialisé.

Le principe de fonctionnement d'un tel composant est le suivant : Lorsque les deux lames souples d'un ILS sont placées dans un champ magnétique parallèle à l'axe du tube de verre, celles-ci prennent une aimantation, des pôles opposés se créant aux extrémités des contacts. Une force d'attraction tend donc à rapprocher les deux lames et à partir d'un certain moment, cette force croissant plus vite que la réaction due à la flexion, il y aura un point de

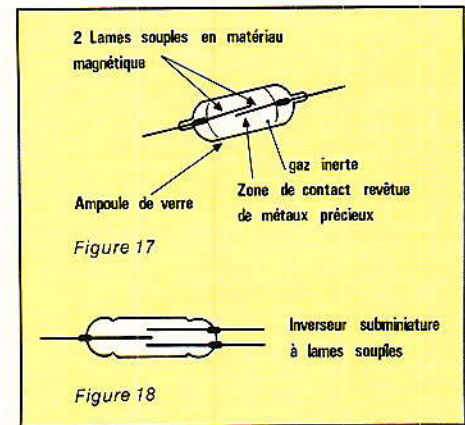


TABLEAU 5

Désignation	Sensibilité à la fermeture	Sensibilité à l'ouverture	Tension d'épreuve	Puissance maximale Commutable
ILS 100	14 à 21 At	7 à 16 At	200 Veff	10 W
Désignation	Résistance des lames	Résistance de contact	Résistance d'isolement	Espérance de vie
ILS 100	47 mΩ	≤ 100 mΩ	≥ 10 ¹¹ Ω	4 · 10 ⁶

carte de commande « circuits imprimés »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
Ajouter sur cette ligne les frais de port (12 F pour la France → métropolitaine ; 18 F pour DOM-TOM et étranger)			=
Prix total TTC →			+
Total à payer →			=
Pas d'envoi contre remboursement			

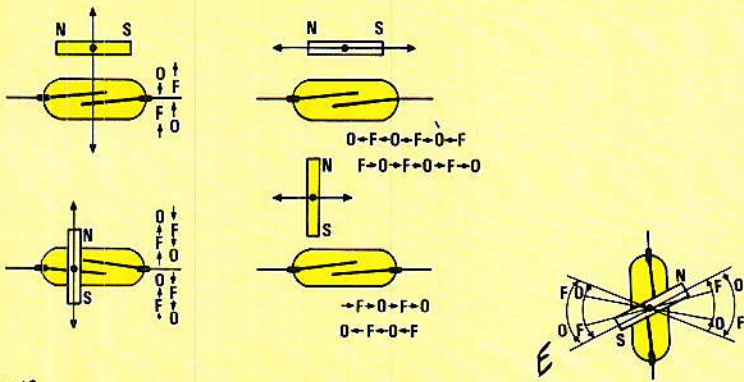


Figure 19

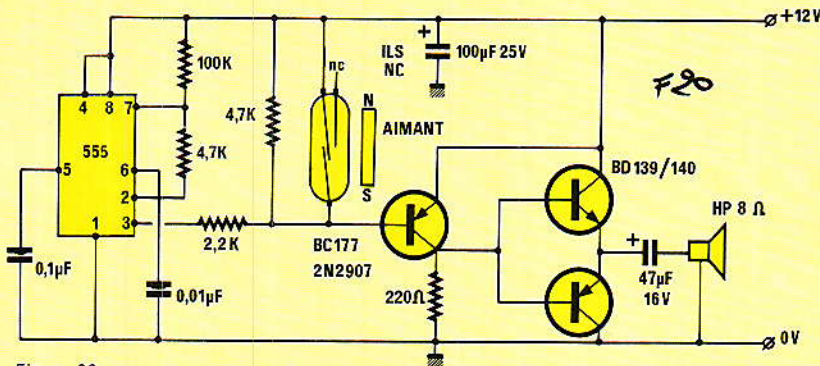


Figure 20

non retour créant un collage brusque des deux lames. A contrario, lors de la suppression du champ magnétique, nous aurons une réduction de la force d'applique d'une lame sur l'autre. Au moment où cette force deviendra inférieure à la réaction des lames, celles-ci commenceront à s'écarter puis brusquement aura lieu l'ouverture, la force diminuant plus vite que la réaction.

La commande de tels capteurs est généralement réalisée à l'aide de bobines magnétiques ou d'aimants. L'efficacité du champ magnétique est nulle s'il est perpendiculaire à l'axe et maximal dans le cas d'un champ parallèle.

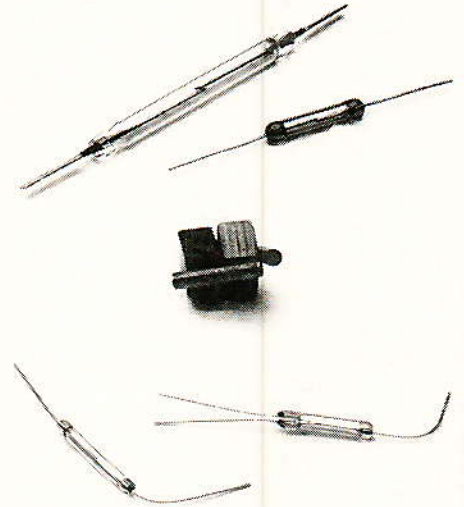
A partir du moment où l'organe de commande peut prendre une position intermédiaire, l'efficacité est fonction du cosinus de l'angle formé par les lames et de champs.

Les différents schémas de la figure 19 représentent plusieurs façons de commander ce composant grâce à un aimant. A la figure A, la translation est perpendiculaire à l'ILS, l'aimant étant lui-même parallèle à l'ampoule, l'aimant ne produit qu'une seule zone de fermeture et de ce fait détermine simplement les limites de fonctionnement. Si par contre la translation est parallèle à l'ILS, l'aimant étant lui-même parallèle à l'ampoule, il peut y avoir successi-

vement trois zones de fermeture B. Déplaçons maintenant l'aimant conformément à la figure C, celui-ci étant perpendiculaire à l'ILS, l'aimant traverse successivement deux zones de fermeture. En conservant la même position de l'aimant que précédemment, mais en le faisant déplacer cette fois-ci longitudinalement, le schéma de la figure D nous montre encore deux zones de fermeture. Enfin, par rotation d'aimant devant l'ILS, l'axe de rotation passant par les centres de l'aimant et de l'ILS et perpendiculaire à leurs axes, cette disposition donne deux zones de fermeture et deux zones d'ouverture par tour, E. En plaçant le long de l'ILS un aimant de polarisation fixe, l'ouverture se produit une fois par tour lorsque les

aimants sont en opposition et la fermeture une seule fois aussi par tour lorsque les aimants sont en vis-à-vis.

Une application intéressante de ce qui vient d'être mentionné mérite d'être retenue. Celle de l'alarme. Qu'il s'agisse de protéger une porte ou une fenêtre, ou bien encore une armoire quelconque, il y a dans tous ces matériels une partie mobile et une autre immobile. Il suffira donc de fixer, par exemple, un petit aimant sur une porte et un ILS en vis-à-



vis sur le chambranle puis de réaliser le montage de la figure 20. Comme nous l'avons vu, l'aimant étant parallèle à l'ILS et en regard de celui-ci, porte fermée, le contact des deux lames souples est réalisé. Si maintenant la porte vient à être ouverte, inopinément ou non, l'aimant se trouve désolidarisé du capteur magnétique et les contacts de celui-ci s'ouvrent. A ce moment l'alarme retentit. Le fonctionnement du montage est fort simple. Le dispositif comprend un multivibrateur astable de fréquence audible, quelques 1000 Hz par exemple, dont la sortie attaque un amplificateur audio fréquence par l'intermédiaire d'un transistor de commutation. Celui-ci étant un PNP, il est évident que lorsque les contacts de l'ILS sont

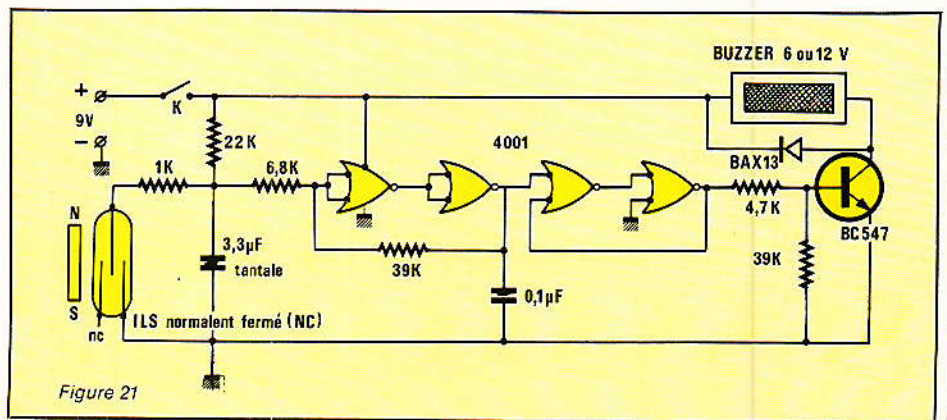


Figure 21

fermés, donc aimant en regard, ce transistor ayant sa base directement reliée au pôle positif de l'alimentation est bloquée. Dès lors que l'ILS s'ouvre, le signal issu du 555 est transmis par son intermédiaire aux deux transistors de puissance de sortie, la charge étant constituée par un petit haut-parleur 8 Ω. Une alarme sonore se fait donc entendre. Le schéma donné à la figure 21 est basé sur le même principe, mais cette fois nous avons utilisé principalement des portes CMOS.

Capteurs magnétiques à effet HALL

Le schéma d'un tel capteur est donné à la figure 22. Il s'agit d'un petit capteur plat référencé SAS 250 de chez Siemens. Les faibles dimensions de ce composant alliées à un brochage rectiligne au pas normalisé permettent une utilisation des plus simples. En premier lieu nous allons rapidement expliquer ce que représente l'effet HALL. Considérons une plaquette de faible épaisseur réalisée en matériau conducteur et possédant à chacun de ses quatre côtés une électrode de contact. Si nous faisons passer un courant continu entre deux côtés, il y a circulation d'électrons dans le matériau. Si maintenant nous la soumettons à un champ magnétique dont les lignes de champ sont perpendiculaires à la plaquette, le courant d'électrons vu précédemment est naturellement soumis à une force dite force de LORENTZ. Le trajet de celui-ci est donc dévié. Nous avons donc apparition d'une concentration d'électrons sur l'un des côtés de notre plaquette, au détriment de l'autre donc l'apparition d'une force électromotrice entre ces côtés. Cette tension est proportionnelle au champ magnétique et au courant traversant la plaquette, ainsi qu'inversement proportionnelle à l'épaisseur du matériau. Nous avons :

$$U_s = (K_H/d) \cdot I \cdot B_o$$

avec :

U_s = tension de sortie (mV)

K_H = constante de HALL (Cst)

I = courant de traversée (mA)

B_o = induction magnétique (mT)

En utilisant comme matériau de fines couches de semi-conducteur, la tension U_s va pouvoir atteindre en sortie quelques dizaines à quelques centaines de millivolts. Cette tension est ensuite amplifiée puis, par l'intermédiaire d'une électronique intégrée sur le substrat, soit recueillie en

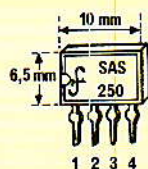
sortie, cas des capteurs à effet HALL dont la tension de sortie est proportionnelle au champ magnétique, soit encore soumise à une électronique de commutation, la sortie étant effectuée par deux transistors pouvant supporter chacun une intensité de 30 mA.

L'organigramme complet du SAS 250 est donné à la figure 23 et nous précisons dans le tableau ci-dessous les caractéristiques principales de ce composant.

Signalons que des capteurs HALL de caractéristiques voisines existent chez d'autres fabricants, notamment Sprague.

TABLEAU 6

Capteur à effet HALL SAS 250 Siemens				
Boîtier	Fonction	Sorties	Ualim *	θ° C
Plastique plat 4 broches	interrupteur magnéto sensible	dynamique 2 × 30 mA	4,75 à 27 V	- 40° C à + 125° C



Capteur à effet hall SAS 250 Siemens

Figure 22

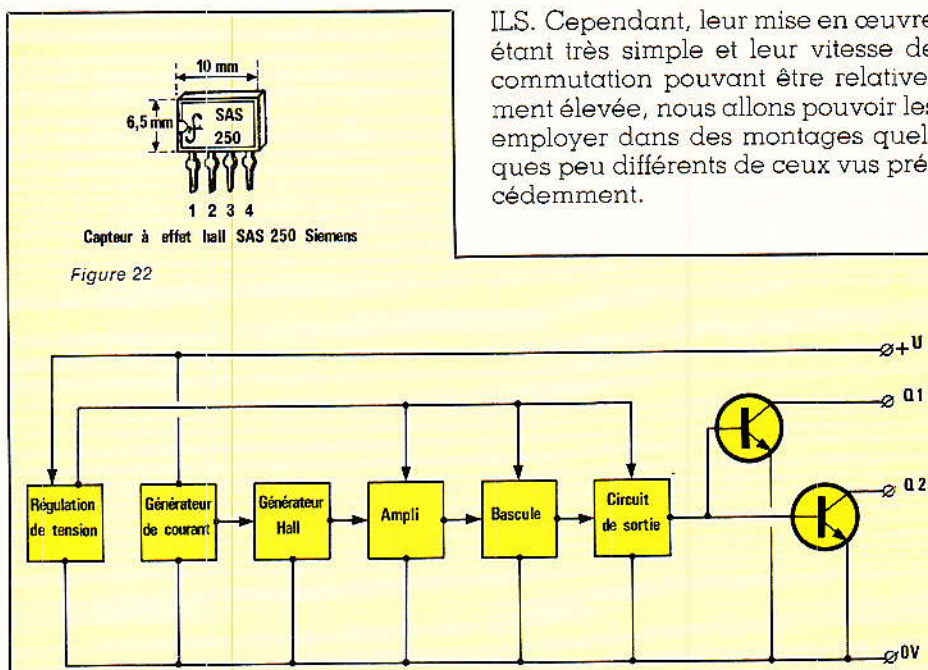


Figure 23

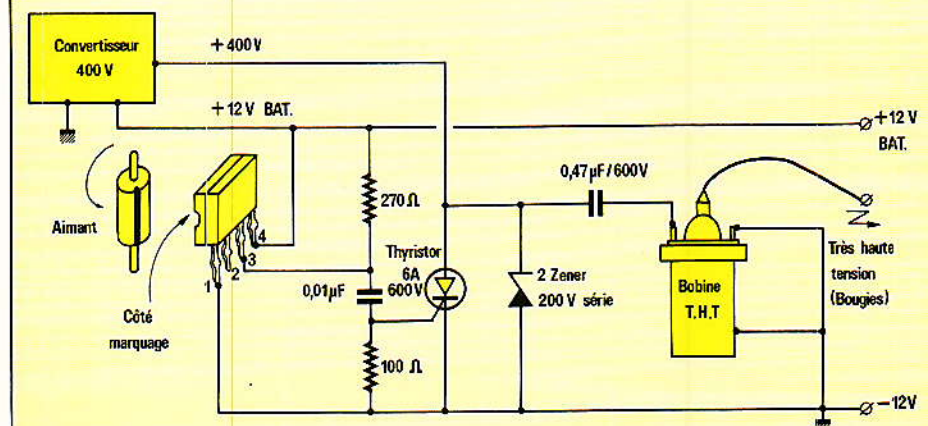


Figure 24

Le constructeur nous indique en outre que l'enclenchement se fait pour une induction de 650 gauss maximum et le déclenchement pour une induction de 100 gauss minimum. Rappelons à nos lecteurs qui l'auraient oublié que le Gauss, symbole Gs, est le décimillesla c'est à dire que :

$$1 \text{ Tesla} = 1 \text{ Weber} / \text{m}^2 = 10^4 \text{ Gauss}$$

Le tesla étant l'unité induction magnétique, qui n'est pas une force, mais une grandeur magnétique. Les applications les plus couramment utilisées avec les capteurs magnéto sensibles à effet HALL sont généralement situées dans les limites de détection identiques aux systèmes à

ILS. Cependant, leur mise en œuvre étant très simple et leur vitesse de commutation pouvant être relativement élevée, nous allons pouvoir les employer dans des montages quelques peu différents de ceux vus précédemment.

Allumage électronique à capteur SAS 250

Le schéma de cette réalisation est donné à la figure 24. Contrairement aux montages classiques qui utilisent le rupteur pour la commutation du thyristor de décharge, le système proposé permet d'éviter toutes pièces mécaniques et peut fonctionner à des régimes notablement plus élevés qu'avec l'emploi de vis platinées. Comme nous le voyons, il suffit d'employer un petit capteur plat magnétosensible à effet HALL allié à une électronique classique d'allumage électronique. A cet effet le capteur est placé devant une lame en rotation comportant un petit aimant. Il va de soi que lorsque l'aimant se trouve en regard du capteur, le transistor de celui-ci devient conducteur et le condensateur de 10 nF se décharge à travers la résistance de 100 Ω, puis dès que l'aimant en rotation quitte la surface sensible du capteur, le transistor de sortie se rebloque et le 10 nF se rechargeant à travers la 270 Ω, le thyristor devient conducteur. A ce moment le condensateur de 0,47 μF/600 V qui était chargé à 400 V se décharge brusquement dans le primaire de la bobine d'allumage, et nous avons l'étincelle de haute tension. Le montage est donc très simple et de fonctionnement sûr. Le montage est entièrement statique et il n'y a aucune pièce mécanique en mouvement. Il suffira de placer judicieusement un petit aimant à l'extrémité de l'arbre à came. La réalisation du convertisseur haute tension 400 V n'offre pas de difficultés particulières, le montage le plus simple paraissant être celui du

transformateur monté en élévateur avec deux transistors de puissance oscillants au primaire. De nombreux schémas ont été donnés dans la revue, le lecteur pourra toujours s'y reporter. Pour en terminer avec cette réalisation, précisons que le thyristor doit être un modèle sensible de $I_G \leq 10 \text{ mA}$.

Une autre réalisation à capteur plat réside en l'emploi d'un modèle SVB 566 de chez Siemens. Le montage a été optimisé par l'emploi d'un circuit intégré de type TAA 861 et l'ensemble complémentaire de sortie permet une commutation franche. La LED de signalisation pourra être remplacée par une charge quelconque, relais ou autre, en rapport évidemment avec la tension d'alimentation et les caractéristiques du transistor de sortie.

Voir les figures 25 et 26. Le chapitre sur les capteurs magnétiques n'est pas clos et nous le poursuivons le mois prochain. Nous aborderons également les capteurs de scelinite et les capteurs de température, ces derniers ayant déjà été longuement décrits dans un article précédent, nous nous contenterons seulement d'apporter des précisions.

(A suivre)
C. de MAURY

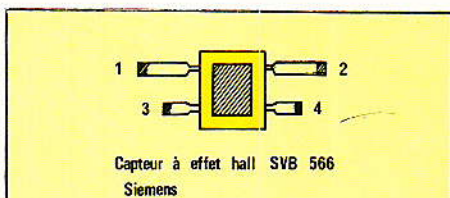


Figure 25

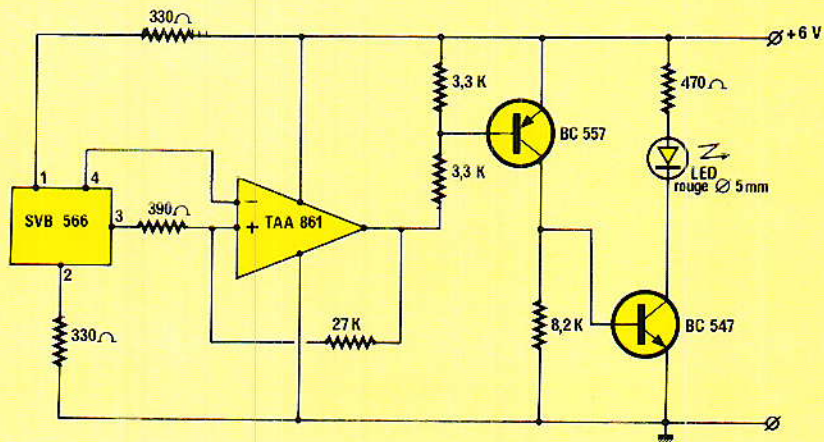


Figure 26

SONEREL

33, rue de la Colonie 75013 PARIS
580.10.21

NOUVEAU

SFERNICE

P11VZN CR 20
(21 positions)

POTENTIOMÈTRE A CRANS



Potentiomètre rotatif de qualité à piste cermet. Simple et double, variation lin ou log. P11VZN 5 %



T 18

Trimmers multitours à piste cermet



T 93 YB



T 7 YA



TX

Trimmers monotour à piste cermet



P 13 TR

Potentiomètre miniature de tableau à piste cermet

SFERNICE

RCMS 05 K3

Résistance de précision 1 % 50 ppm
Couche métal

RUWIDO



RUWIDO

Potentiomètre rectiligne de qualité à piste carbone

DEMANDE DE CATALOGUE GRATUIT ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

1) difficulté de reproduction,

2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.

Certaines références non indiquées ici sont encore disponibles (nous consulter).

Circuit imprimé de ce numéro:

Références	Article	Prix* estimatif
EL 444 A	FA2: filtre + bruit rose	50 F

Circuits imprimés des numéros précédents:

Références	Article	Prix estimatif
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	R.I.A.A. 2310	28 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie à 2310	20 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 C	Piatine clavier pour l'émetteur I.R. ..	12 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	24 F
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	20 F
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	130 F
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	28 F
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte aff. ...	36 F
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424) ...	122 F
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	24 F
EL 426 A	Interface ZX81	48 F
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	32 F
EL 426 C	Piatine TV Siemens	112 F
EL 426 D	Clavier (Piatine TV)	40 F
EL 426 E	Affichage (Piatine TV)	18 F
EL 427 B	Commutateur bicourbe Piat. princ. ...	114 F
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation ...	30 F
EL 427 D	Commut. bicourbe Ampli de synch. ...	16 F
EL 428 B	Carte Péritel	48 F


EL 428 D	Extension EPROM ZX81	18 F
EL 428 E	Ampli téléphonique	24 F
EL 429 A	Carte de transcodage	66 F
EL 429 B	Bargraph 16 LED	66 F
EL 430 A	Ventilateur thermostatique	30 F
EL 430 B	Synthétiseur RC	50 F
EL 430 C	Tête HF 72 MHz	34 F
EL 430 D	HF 41 MHz	34 F
EL 431 A	Alim. et interface pour carte à Z 80 ..	42 F
EL 432 A	Centrale de contrôle batterie	20 F
EL 432 B	Centrale convertisseur	14 F
EL 432 C	Centrale shunt	8 F
EL 432 D	Séquenceur caméra 1	26 F
EL 432 E	Séquenceur caméra 2	36 F
EL 432 F	Millichmmètre	40 F
EL 433 A	Préampli (carte IR de base)	28 F
EL 433 B	Préampli (carte IR codage)	38 F
EL 433 C	Synthé: alimentation	46 F
EL 433 D	Synthé: carte oscillateur	58 F
EL 434 A	Préampli (carte alim.)	46 F
EL 434 B	Préampli (carte de commutation) ...	66 F
EL 434 C	Préampli (correcteur de tonalité) ...	22 F
EL 434 D	Préampli (carte récept. linéaire)	82 F
EL 434 E	Synthétiseur (carte VCF, VCA, ADSR)	72 F
EL 434 F	Synthétiseur (carte LFO)	32 F
EL 434 G	Mini-chaîne (carte amplificateur)	58 F
EL 435 A	Synthé gestion clavier	114 F
EL 435 C	Synthé interface D/A	38 F
EL 435 D	Générateur pour tests sono	24 F
EL 436 A	Testeur de câbles CT 3	48 F
EL 436 B	Préampli carte logique	68 F
EL 436 C	Préampli carte façade	102 F
EL 437 A	Carte codeur SECAM	100 F
EL 437 B	Mini-signal tracer	22 F
EL 438 A	Synchrodis	30 F
EL 438 B	Convertisseur élévateur	20 F
EL 439 A	Alarme hyperfréquences	156 F
EL 439 B	Alimentation pour glow-plug	22 F
EL 439 C	Meltem 99, carte principale	68 F
EL 439 D	Meltem 99, carte affichage	12 F
EL 440 A	Préamplificateur	30 F
EL 440 B	Booster symétriseur	50 F
EL 441 A	Noise gate	98 F
EL 442 A	Carte de transmission secteur	34 F
EL 442 B	Boîte de direct	26 F
EL 443 A	Transitoires couleur	14 F

* Frais de port: voir fiche de commande

Le FA 2



filtre actif et bruit... rose !

temps: 

difficulté: 

dépense: 

Si en sonorisation professionnelle la multi-amplification est connue depuis déjà fort longtemps, cette technique commence à faire très sérieusement son apparition en discothèque, sonorisation domestique et même parfois en HI-FI. Enceinte active, bi-amplification, répartition spectrale de l'énergie, voici quelques termes que nous nous proposons d'expliquer en compagnie d'un appareil original : le FA 2, filtre actif à circuit intégré. De nombreux appareils de ce type sont, notons-le, proposés dans le commerce. Ils sont souvent assez chers du fait d'une vocation au départ uniquement professionnelle. Cependant il est vrai que sur des appareils récents les fabricants ont ajoutés, chacun selon son imagination, des fonctions supplémentaires parfois coûteuses. Tout cela pour dire que nous aussi, à Radio Plans nous avons des idées et qu'en plus de sa fonction première de filtre actif, le FA 2 incorpore un générateur de bruit rose accessible avec le filtre ou indépendamment ; à notre connaissance c'est le premier appareil de ce type. Mais entrons dès maintenant dans le vif du sujet.

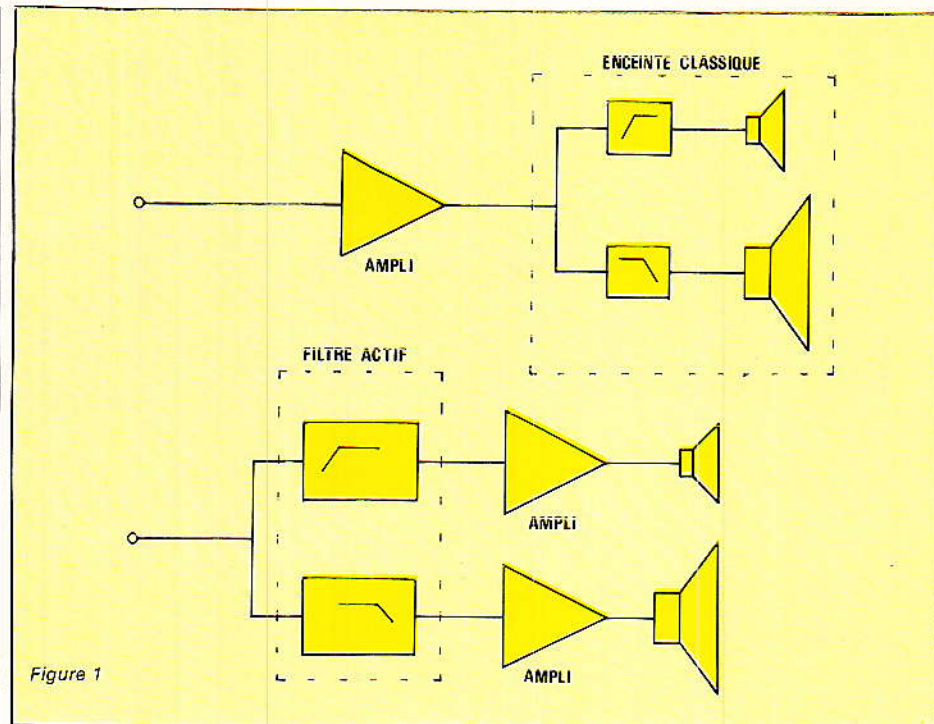
Mono ou multi-amplification, actif ou passif, que choisir ?

Tout d'abord de quoi s'agit-il ? Disons qu'au départ il y a le fait suivant : Il n'existe actuellement aucun haut-parleur capable à lui seul avec un bon rendement de reproduire de manière uniforme toute l'entendue du spectre audio, c'est-à-dire de 20 Hz à 20 kHz. Pour restituer correctement ce spectre, il faut au minimum faire appel à deux transducteurs et dans ce cas ces derniers seront d'excellente qualité. Plus souvent on fait appel à trois ou même à quatre transducteurs. Bien évidemment, il est nécessaire de couper le spectre audio en plusieurs parties par des filtres afin de n'envoyer à chaque haut-parleur que la gamme de fréquences à laquelle il est destiné. L'ignorance de cette règle provoquerait soit une destruction pure

et simple du transducteur, soit des phénomènes gênants : déphasage ou perte énorme de rendement créant un trou sonore dans le message musical. A la figure 1, on indique les deux modes de filtrage possible. le premier, classique, est bien connu.

La sortie de l'ampli est reliée par un câble à une enceinte ; le filtrage ou la répartition des canaux, ici deux, est confié à deux filtres internes à l'enceinte, constitués de composants comme des condensateurs, bobines ou résistances. Ces composants n'apportant pas d'amplification, ils sont dits passifs et le filtrage est « passif ». C'est sans doute des enceintes de ce type que vous possédez. Notons à l'usage du concepteur que le calcul optimal d'un filtre passif surtout avec trois ou quatre voies est extrêmement tributaire des courbes des hauts parleurs utilisés, notamment en impédance, et que sans chambre sourde c'est du presque impossible.

Deuxième cas de figure : on va cette fois-ci effectuer la séparation en fréquence avant le ou les amplis avec un filtre électronique qui recevra la modulation des étages préamplificateurs situés en amont du filtre. Les niveaux à la sortie du filtre seront du même ordre de grandeur que ceux de sortie du préampli donc on travaille ici à faible niveau, avec en corollaire une nécessité : celle d'utiliser autant de canaux d'amplification qu'il y a de voies de filtrage ; dans notre exemple un amplificateur pour les graves et un autre pour les aigus. Le filtre électronique comportera dans la majorité des cas (ce n'est après tout pas obligatoire) des composants d'amplification, transistors ou CI, c'est-à-dire des composants actifs. Le filtre est alors dit actif. Enfin, signalons que rien oblige à installer l'amplification et le filtre à l'intérieur de l'enceinte, il est parfaitement possible de les installer à grande distance bien que l'utilisation d'un filtrage actif donne



tout son sens à l'avantage de liaisons courtes ampli-enceinte, nous allons voir pourquoi. Donc, énumérons les avantages du filtrage actif en commençant par les principaux puis nous en verrons les inconvénients :

— Tout d'abord, il est beaucoup plus facile d'utiliser des haut-parleurs de rendements différents dans un système actif que dans un système passif. Le filtre actif est souple, il suffit d'augmenter le niveau de sortie de la voie dont on désire remonter la bande de fréquence ou de diminuer si l'on veut le contraire. Avec le système passif on ne peut guère que diminuer le niveau médium-aigu par un système à résis-

tances ou potentiomètre bobinés et si le haut-parleur de basses a un meilleur rendement que la section médium aigu, il n'y a pas de bonne solution. L'insertion de résistances en série dans le boomer est mauvaise par diminution du facteur d'amortissement, voyons de quoi il s'agit.

Le facteur d'amortissement est le rapport entre impédance du haut-parleur pour une fréquence donnée et impédance de sortie de l'amplificateur en série s'il y a lieu avec d'éventuels composants appartenant à un filtre passif. En général l'impédance de sortie de l'amplificateur est très, très faible, quelques dixièmes voire centièmes d'ohms. (A

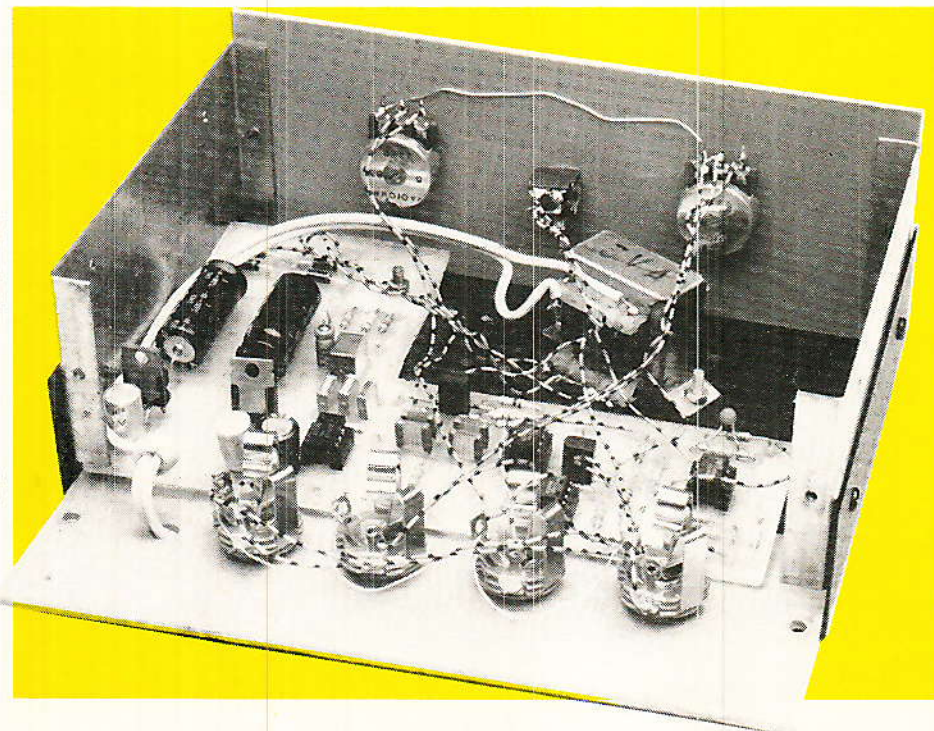
ne surtout pas confondre avec l'impédance, sous-entendu des enceintes, conseillée pour l'ampli, pour des raisons d'échauffement en fait.) C'est l'impédance du générateur de Thévenin que nous décrivons et c'est le filtre passif qui en représente la majeure partie. Or, plus le facteur d'amortissement est grand, meilleur est le son dans les graves particulièrement. Supprimer le filtre passif est donc une solution radicale et comme il faut un filtrage il ne reste que le filtre actif. Nous disons qu'il faut un facteur d'amortissement le plus grand possible. Si nous envoyons une impulsion dans un haut-parleur, ce dernier se comporte comme un récepteur pendant l'impulsion mais, après l'impulsion, revenant à sa position d'équilibre, comme un générateur débitant sur l'ampli. Cette tension parasite doit être court-circuitée, car elle n'est pas négligeable dans les basses à cause des forts débattements de la bobine mobile et engendrera des phénomènes gênants, rainage, etc.

Donc forte amélioration du côté des graves.

— Enfin, troisième avantage très important, l'élimination du phénomène d'intermodulation, surtout à forte puissance où cela est particulièrement sensible avec une modulation à grande dynamique (orchestre en direct par exemple).

L'alimentation d'un amplificateur n'est pas capable d'encaisser n'importe quoi sans parfois chuter. C'est le cas particulièrement lors de la transmission de signaux de forte énergie dans le registre grave ; dans ce cas, les condensateurs de filtrage de l'ampli voient leur tension moyenne baisser. Si au même moment on envoie du médium-aigu d'amplitude importante on risque une modulation des crêtes très grandes sur le médium-aigu. En séparant les deux registres graves et aigus et en leur adjoignant à chacun un amplificateur distinct le problème est résolu.

— D'autres avantages peut-être moins importants au niveau « amélioration de la qualité », mais sensibles tout de même s'ajoutent aux précédents. Élimination des problèmes liés à la stabilité par suppression des selfs et condensateurs présents dans les filtres passifs. Amélioration du rendement, pas de pertes dans les filtres passifs qui consomment de la puissance active. Enfin, une très grande utilité pour le concepteur d'enceintes, ce dernier n'ayant plus à calculer des filtres



passifs avec l'obligation de tenir compte des courbes d'impédance en fonction de la fréquence avec les problèmes d'adaptation que cela suppose. C'est dans cette optique de mise au point d'enceintes que nous avons d'ailleurs incorporé un générateur de bruit rose au FA 2.

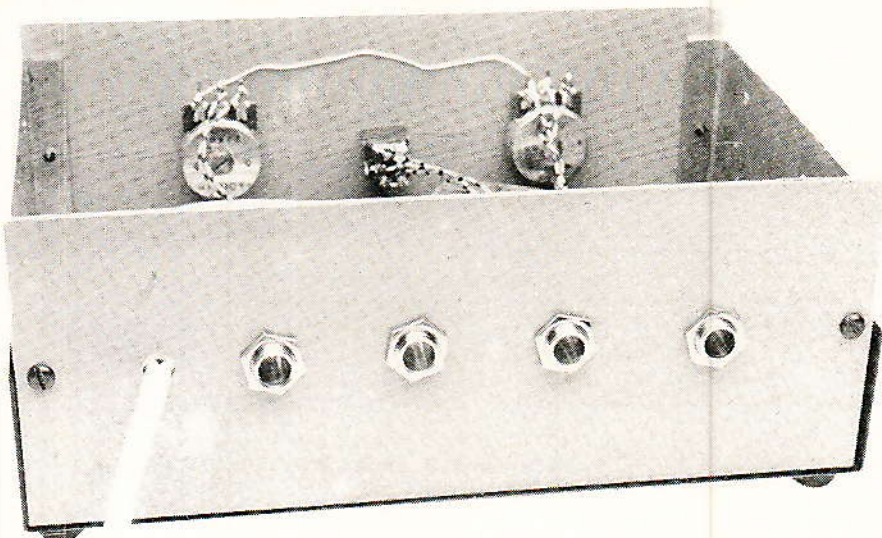
Avant de passer à la description voyons les inconvénients du filtrage actif qui se résume à deux points : la complexité et l'augmentation du prix. En fait, en filtrage passif on a un seul amplificateur (nous parlons en mono) avec une seule liaison préampli-ampli et ampli-enceinte. En multi-amplification, c'est-à-dire avec filtre actif, il y a bien sûr autant de liaisons et surtout d'amplificateurs que de voies, ce qui augmente sensiblement le budget consacré à l'amplification. Nous pensons, c'est un avis personnel, que les principaux avantages du filtrage actif sont obtenus en séparant le spectre audio en deux voies, d'un côté les graves et l'autre le reste ! Cette séparation en deux voies n'aboutit pas à un résultat trop coûteux et apporte réellement une amélioration certaine. Quant au filtrage actif à 3, 4 ou même 5 voies ce qui implique autant d'amplificateurs, la complexité et le prix qui en résultent sont trop importants vis-à-vis de l'amélioration réelle par rapport à deux voies actives. En ce domaine, le mieux est l'ennemi du bien, deux voies actives oui, plus c'est inutile. Notons que cela n'interdit pas un filtrage passif entre médiums et aigus par exemple, bien au contraire, à ce niveau le filtre passif est plus simple à réaliser. On aboutit à une enceinte trois voies avec un filtrage actif (par le FA 2 par exemple) entre basses et médiums aigus, deux amplificateurs, et filtrage passif entre HP de médium et HP d'aigus une solution composite très performante.

Mais passons maintenant à la description du FA 2 en séparant la partie filtrage de la partie générateur de bruit.

La partie filtrage

Le FA 2 est d'abord un filtre actif 2 voies, il est monophonique, il faudra donc en construire deux pour une utilisation en stéréo. Il s'agissait pour nous, de proposer un appareil compact donc n'ayant pas trop de prises, ni de réglages.

Nous nous sommes posé également la question de savoir si le choix



de la fréquence de coupure devait être possible de l'extérieur. Compte tenu de la complexité que cela aurait entraîné et des risques de fausse manœuvre à l'utilisation, nous avons préféré que la fréquence de coupure soit fixée par vous au mo-

ment de la fréquence de coupure devait être possible de l'extérieur. Compte tenu de la complexité que cela aurait entraîné et des risques de fausse manœuvre à l'utilisation, nous avons préféré que la fréquence de coupure soit fixée par vous au mo-

ment de la fréquence de coupure devait être possible de l'extérieur. Compte tenu de la complexité que cela aurait entraîné et des risques de fausse manœuvre à l'utilisation, nous avons préféré que la fréquence de coupure soit fixée par vous au mo-

$$H(p) = \frac{-R_1 R_2 R_3 C^3 p^3}{1 + 2(R_1 C + 3R_2 C) p + (R_2 R_3 C^2 + 5R_1 R_2 C^2) p^2 + 2R_1 R_2 R_3 C^3 p^3}$$

ment de la construction, quitte à monter les éléments déterminant cette fréquence sur des picots pour un changement rapide. Bien entendu, nous vous fournissons les calculs nécessaires et même une petite table si vous désirez faire plusieurs essais.

Nous ne nous étendrons pas outre mesure sur la structure de filtre passe-haut, c'est-à-dire destiné à la section médium-aigu. L'expérience prouve qu'une pente assez raide est nécessaire afin d'éliminer rapidement les composantes basse fréquence dangereuses pour la vie des transducteurs affectés à cette partie du spectre. Cependant, une pente trop importante a pour conséquence des problèmes de déphasage, donc il faut savoir se limiter. Un compromis à -18 dB/octave donne les meilleurs résultats, il s'agit donc d'un filtre du 3^e ordre représenté figure 2. La structure adoptée est dite de RAUCH ou à contre-réaction totale. L'élément actif retenu est un simple AOP, il en existe d'excellents pour l'audio et c'est de loin la solution la plus simple. La structure visiblement inverseuse provoque un gain négatif dans la bande passante de filtre, c'est important à savoir pour la suite. De même, les quatre condensateurs C sont de même valeur et ce sont eux dont la valeur changera la fréquence de coupure donc si vous

Un point important concerne le choix de la courbe de réponse, c'est-à-dire la classe du filtre. Il en existe trois principales : Butterworth, Bessel ou Chebyshev. Rappelons que Bessel est parfois choisi pour son excellent diagramme de phase qui permet la transmission d'impulsions sans overshoot, Butterworth prévaut pour sa bande passante non atténuée plate, et Chebyshev pour la raideur de la pente. A notre sens, le meilleur choix se situe entre Bessel et Butterworth, nous avons pris ce dernier favorisant légèrement la réponse en fréquence aux dépens de la réponse en phase. Le calcul des éléments s'effectue de la façon suivante. On choisit le condensateur C et la fréquence de coupure désirée f_c et on écrit :

$$R_0 = 1/2 \pi f_c C \text{ ce qui donne } R_0, \text{ puis on écrit } R_1 = R_0/K_1, R_2 = R_0/K_2,$$

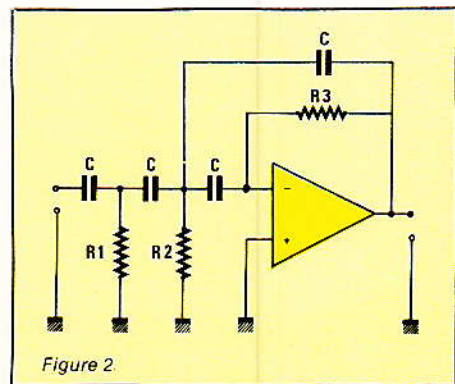


Figure 2.

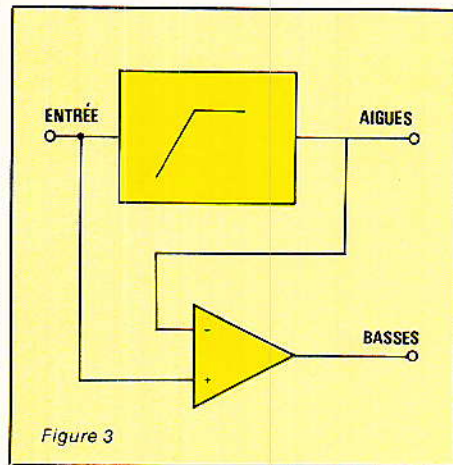


Figure 3

$R_3 = R_0/K_3$ où $K_1 = 2,37$; $K_2 = 2,59$; $K_3 = 0,32$ pour une réponse Butterworth.

A titre d'exemple pour $f_0 = 1\ 000$ Hz. Nous avons $C = 10$ nF.

$R_0 \approx 16\ k\Omega$ d'où $R_1 \approx 6,8\ k\Omega$, $R_2 \approx 6,2\ k\Omega$, $R_3 \approx 50\ k\Omega$

Nous garderons donc ces valeurs de résistances normalisées pour R_1 et R_2 , obtenues par deux résistances de $100\ k\Omega$ en parallèle pour R_3 . Le tableau suivant permettra de choisir C en fonction de f_0 .

f_0 (Hz)	C (nF)
100	100
147	68
212	47
454	22
1 000	10
1 470	6,8
2 127	4,7
4 545	2,2
10 000	1

Nous avons pris les valeurs de C normalisées les plus courantes mais il en existe d'autres, à vous de faire votre choix.

Tout cela est bel et bien, mais il nous reste maintenant à concevoir le filtre passe-bas qui attaquera la section graves. À ce niveau, il n'est pas nécessaire d'avoir une pente très raide, 6 dB par octave suffisent dans la mesure où les médiums ne risquent pas d'endommager un boomer, celui-ci possédant par ailleurs sa coupure naturelle. C'est pourquoi nous avons choisi un schéma (voir figure 3) du type complémentaire et dont le principe est le suivant : si l'on soustrait à un signal global les fréquences hautes obtenues à l'aide

d'un filtre passe-haut, il ne restera que les composantes à basse fréquence. Cependant, si la pente du filtre passe-haut est de 18 dB/octave, cela ne signifie nullement que celui du passe-bas ainsi obtenu sera identique. Pour l'aigu en fréquence p_n normalisée et pour Butterworth.

$$H_A(p_n) = \frac{p_n^3}{p_n^3 + 2 p_n^2 + 2 p_n + 1}$$

$$= p_n \text{ avec } p_n = \frac{j\omega}{\omega_0}$$

$$H_B(p_n) = 1 - H_A(p_n)$$

$$= \frac{2 p^2 + 2 p_n + 1}{p_n^3 + 2 p_n^2 + 2 p_n + 1}$$

Il est aisé de remarquer que les deux zéros du numérateur anihilent les deux pôles du dénominateur ; donc il ne reste qu'un seul pôle, le troisième, de validé ; d'où une atténuation à -6 dB/octave. L'avantage de ce type de structure est que les deux filtres aigus et basses se recourent parfaitement, la somme conduisant à la tension d'entrée. Le résultat en phase est excellent et il suffit de ne toucher qu'au filtre passe-haut pour changer la fréquence de transition f_0 de l'ensemble. La courbe et donnée figure 4.

La partie générateur de bruit rose

Le FA 2 comprend un générateur de bruit rose particulièrement utile pour doser le volume des amplificateurs de graves et d'aigus en cas de différence de rendement entre ces deux sections de haut-parleurs. Une prise de sortie a été d'ailleurs prévue

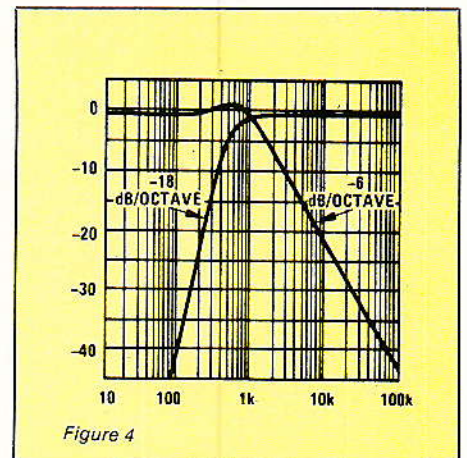
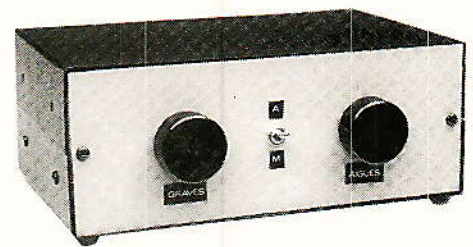


Figure 4



au stade du prototype final de façon à disposer de ce bruit rose pour d'autres usages, réglage d'un égaliseur par exemple. Ainsi, la mise au point et l'ajustement optimum des caractéristiques d'une installation électroacoustique se trouvent grandement facilités.

Mais d'abord qu'est-ce un bruit rose ? Commençons par l'origine, c'est-à-dire par le bruit blanc.

Il s'agit d'un mélange de toutes les fréquences avec une énergie constante par bande égale de fréquence. Ainsi, entre 500 et 1 000 Hz, nous aurons autant d'énergie qu'entre 8 000 et 8 500 Hz par exemple. Cela signifie qu'à chaque translation d'une octave, (doublement des fréquences) l'amplitude croît de 3 dB de façon progressive bien entendu. Le bruit rose, lui, s'obtient en filtrant le bruit blanc de façon à obtenir une réponse plate en am-

suite page 61

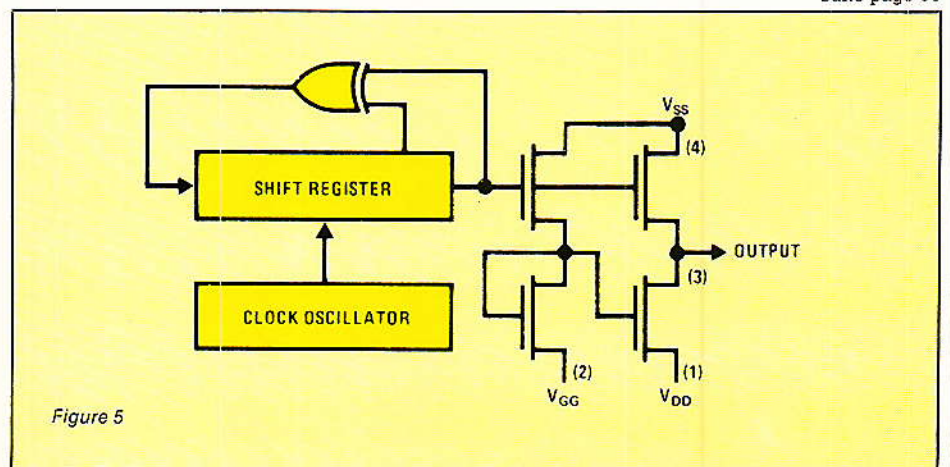


Figure 5

Les satellites

Les coordonnées et les caractéristiques principales d'un satellite sont issues de plusieurs sources d'information, UIT, INTELSAT, ETELSAT, agence spatiale européenne, le centre national d'études spatiales (CNES), la direction générale des télécommunications (DGT-PPT), ARIANESPACE, etc. En fonction de ces multitudes sources, on note parfois des données relatives à un même satellite qui peuvent être différentes ; position orbitale, mission, date et lieu de lancement, PIRE.

Lorsque les précisions font défaut ou lorsqu'il y a contradiction entre ces sources, nous faisons appel à des éléments déterminants de choix critiquables : en fait, les différences de données sont généralement de faibles valeurs.

En ce qui concerne plus spécialement les positions orbitales des satellites, celles-ci peuvent se modifier dans le temps :

— naturellement sous l'effet combiné de la Lune et du Soleil qui apportent une dérive de quelques millièmes jusqu'à $1/100^\circ$ de degré par jour suivant le satellite ;

— « artificiellement » : Modification de la position orbitale afin d'assurer une couverture différente avec l'accord des organisations de tutelle. (Ce fut le cas pour le Satellite Symphonie).

Notons que les désignations usuelles des satellites ne concordent pas forcément avec les identifications officielles. Cette liste mise à jour (août 1984) ne nous donne qu'un aperçu des satellites de Télécommunications et de Télévision Directe (TVDS), en service, en projet, en arrêt momentané, ou en projet qui sont « visibles » depuis un site proche de la longitude 0° (Méridien de Greenwich).

Observations

Dans la première partie de la liste des satellites de Télécommunications et de Télévision parue dans Radio Plans N° 443 du mois d'octobre englobant une fourchette allant de 0° à 41° Ouest nous remarquons une pléiade de satellites de l'organisation INTELSAT retransmettant de nombreux programmes TV nationaux comme ceux produits par l'Espagne, le Portugal, le Maroc, l'Argentine l'Arabie Séoudite, le Brésil, le Soudan, le Zaïre, etc. Sur



Photo E.S.A.
Nasa/Peterlin

DETERMINATION DE LA DIRECTION D'UN SATELLITE

Dans cette seconde partie nous verrons les coordonnées et les caractéristiques principales de satellites de télécommunications et de télévision positionnés entre $40,5^\circ$ et 79° Ouest ainsi que celle correspondantes aux engins stationnés entre 1° et 13° Est.

En fonction de la position orbitale et du lieu de réception nous reproduisons une abaque servant à déterminer la direction azimutale et l'angle d'élévation du satellite pour un observateur placé à un endroit quelconque sur la terre.

cette liste nous pouvons ajouter le programme TV de l'AFRTS (Forces Américaines basées en Europe) retransmis par le satellite 4F8 devant être remplacé par le satellite 5F9 utilisant toujours la même position orbitale.

Par 7° Ouest on relève la présence du satellite français TÉLÉCOM 1A lancé avec succès le 4 août 1984 au moyen de la fusée Ariane 3 (VIO) flanquée de 2 PAP (Propulseurs d'appoint à poudre). TÉLÉCOM 1A a pour mission de retransmettre les

programmes de télévision français vers les Territoires d'Outre-Mer tout en arrosant l'Europe du Sud-Ouest la totalité de l'Afrique et une bonne moitié de l'Amérique du Sud. La PIRE sur ces zones étant comprise entre 19 et 34,5 dBW. TÉLÉCOM IB sera quant à lui lancé 6 mois après et occupera la position 10° Ouest. Le vol VIO d'Ariane a permis aussi de placer en orbite OTG (1) le satellite Européen ECS 2 qui deviendra après la phase de recette EUTELSAT IF2. Ce satellite sera d'abord

placé sur 10° Est puis sa position définitive sera par 7° Est. Un de ses répéteurs est déjà loué à la Norvège pour la retransmission d'un programme de TV norvégien. (Voir illustration MATRA.)

En revenant sur le segment Ouest et précisément sur la position 40,5° O, on note la présence des satellites américains TDRS (2) Est qui devaient arroser l'Europe de l'Ouest, avec une PIRE comprise entre 44 et 47 dBW, pour mi-84. TDRS avaient (ou auront) pour mission de diffuser un programme TV « Coca-Cola » « La Voix de l'Amérique » afin de faire contre-poids à la présence de l'URSS via GORIZONT 14 (14° O) qui diffuse « Programma I » avec une PIRE proche de 45 dBW ne nécessitant que des paraboles de l'ordre du mètre.

TV directe : Dans quelques mois

Quant aux satellites de télévision directe, notamment le TV SAT allemand, il devrait inaugurer ce nouveau moyen de transmission. Le lancement de ce satellite est prévu pour l'été 85 au moyen d'une fusée Ariane 2 (V17 ou 18). Il sera immédiatement suivi par TDF I (Vol 18 ou 19 prévu pour l'automne 85). Mentionnons que ces 2 vols sont des prévisions, mais c'est le premier satellite prêt qui partira.

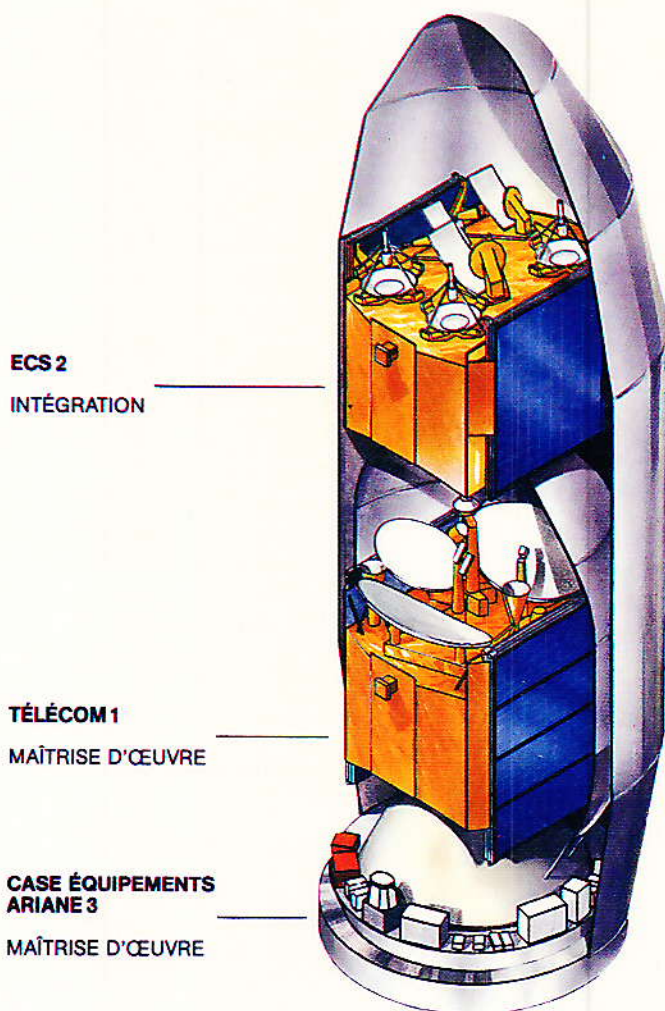
Nous constatons si le calendrier est respecté que nous sommes à moins d'une année du coup d'envoi et qu'il faudra songer, à troquer nos rateaux contre des couvercles, pour recevoir un raz-de-marée d'images et s'apprêter à accueillir par le biais de cette étrange lucarne, Goethe ou Shakespeare...

Détermination de la direction d'un satellite

Pour le pointage de la parabole (précis) et le choix du site de l'installation, il est nécessaire de connaître les directions par lesquelles les signaux d'un ou des satellites nous arrivent.

Il existe au moins 2 solutions pour calculer ces directions (coordonnées), l'une étant par la lecture d'une abaque représentée ici et l'autre s'effectuant au moyen d'un ordinateur dont un programme ZX 81 de Sinclair a été largement

MATRA 3 MISSIONS POUR LE VOL V 10



exposé par Patrick Gueulle dans la revue « Electronique applications » parue en septembre 83.

Le relevé s'effectuant par lecture de la boussole. Cette direction est comprise entre 90 et 180°.

— Dans le plan vertical : ELEVATION

Les angles de visée

Les signaux radio électriques émis depuis un satellite nous parviennent par deux axes différents : — Dans le plan horizontal : AZIMUT.

C'est la direction par laquelle les signaux nous parviennent d'Est en Ouest.

C'est la direction par laquelle les signaux nous parviennent au-dessus, de l'horizon (plan théorique de l'horizon 0°), qui n'est pas nécessai-

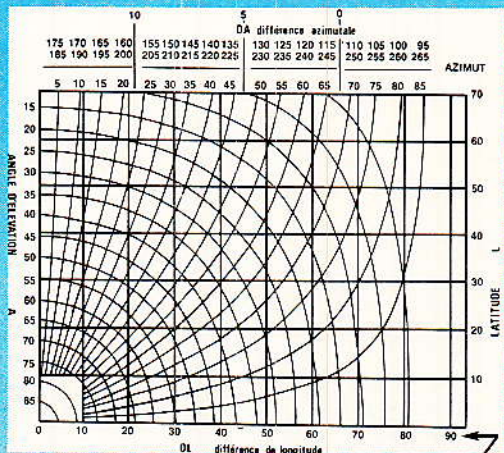


site par exemple situé par 45/46° de latitude Nord et 3/4° de longitude Est (centre de la France) de « regarder » théoriquement vers l'Est, un satellite qui serait positionné à environ 78° E et en direction de l'Ouest vers 72° O.

Nous portons à votre attention qu'il s'agit de visibilité théorique où il n'est pas tenu compte des éventuels obstacles proches du lieu de réception qui diminueraient le dégagement immédiat comme un massif montagneux.

De plus la visibilité n'est pas forcément synonyme de réception. Il faut tenir compte lorsque la valeur (3) de A est faible (quelques degrés au-dessus de l'horizon) des importants affaiblissements supplémentaires subits par les signaux en bande C et KU en traversant les différentes couches de l'atmosphère.

Pour calculer ces 2 coordonnées, il faut obligatoirement connaître les longitudes du lieu de réception et du positionnement du satellite (voir liste des satellites, colonne localisation) ainsi que la latitude du lieu de réception. Les longitude et latitude au sol peuvent être relevés sur une carte de l'IGN (Institut Géographique National).



Tenir compte de la différence de la longitude du satellite et celle du lieu. Repérer cette valeur ici. (l'angle d'élévation est l'angle mesuré par rapport à l'horizon visuel) et le zenith qui se situe exactement à 90°, à la verticale du lieu.

Détermination des angles de visée

L'abaque que nous présentons est issu de l'Université d'Atlanta (E.U.), est valable pour la détermination universelle des angles de visée, en azimut (axe horizontal des abscisses) en élévation (axe vertical des ordonnées). La direction précise d'un satellite correspond à l'intersection de ces deux plans.

Mode d'exploitation

1^{er}) Ajouter ou soustraire (éventuellement) la longitude du lieu de celle du satellite et repérer cette valeur comprise entre 0 et 90° au bas de l'abaque : DL : DIFFÉRENCE LONGITUDINALE.

2^e) Repérer sur le côté droit de l'abaque la latitude du lieu. L : LATITUDE.

3^e) À l'intersection des 2 courbes se trouve, A : ANGLE D'ÉLEVATION et DA : DIFFÉRENCE AZIMUTALE.

Observation

À la lecture de cet abaque, on s'aperçoit qu'il est possible, pour un

Enfin, malgré la visibilité théorique, et avec un A relativement important, il n'est pas toujours possible de capter des signaux qui ne nous sont pas a priori destinés. En effet les antennes d'émission des satellites sont directives et arrosent de ce fait des zones bien définies en accord avec la CAMR.

C'est pour (en partie ou toutes) ces raisons qu'il sera (pas) possible de capter, notamment le satellite américain SPACENET équipé de 12 répéteurs de TV positionné par 69° O, depuis une bonne moitié de l'Ouest de la France, ainsi que l'autre satellite américain TDRS qui lui est théoriquement visible depuis toute la France.

Serge NUEFFER

1. OTG : Orbite de Transfert Géostationnaire.

2. TDRS : Tracking and Data Relay System. Satellite de poursuite et de relais de données.

3. Environ 4 ou 5°.



temps: ⏰ ⏰ ⏰
 difficulté: 🎲 🎲
 dépense: 💰 💰 💰

générateur de mires

Une mire « à tout faire »

Le générateur de barres et le codeur PAL qui vous ont été présentés il y a déjà quelques temps étaient équipés d'un circuit générateur de synchronisation Siemens : le S178A.

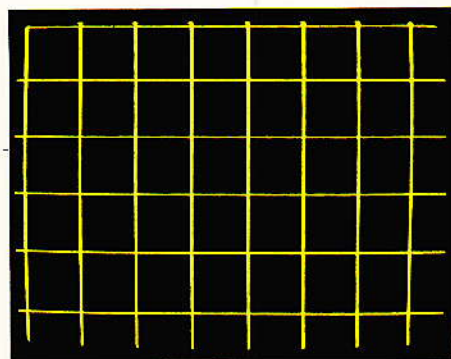
Ce circuit pose de nombreux problèmes à nos lecteurs, circuit difficilement disponible dont le prix peut varier entre 200 et 500 F et parfois dépasser, très rarement, 500 F. Cette situation est tout à fait anormale et les améliorations apportées par le constructeur ont engendré trois types : S 178, S 178 A et S 178 B, ce qui n'a rien arrangé.

Soulignons qu'il ne s'agit que de problèmes commerciaux et qu'il n'existe aucun problème purement technique avec ce circuit, même si l'on peut regretter que sa consommation soit élevée.

L'appareil que nous vous présentons aujourd'hui reprend les principes énoncés dans les deux articles cités précédemment. Cet appareil génère trois mires différentes : mire de barres à 100 %, mire de convergence et mire alternée : 50 % mire de barres, 50 % mire de convergence.

Pour la mire de convergence, deux commutateurs externes déterminent le nombre de barres horizontales et le nombre de barres verticales. Les signaux de sortie : R,V,B, synchro pourront être appliqués directement à un moniteur couleur ou si l'on préfère à un codeur PAL ou SECAM qui délivrera un signal vidéocomposite pouvant attaquer un modulateur UHF du type REMO 301 RTC ou ASTEC UM 1233.

Ayant éliminé le générateur de synchronisation S 178, nous nous sommes tournés vers un circuit plus récent : le SAA 1043 RTC. Celui-ci constituant le cœur du générateur, nous commencerons par sa description avant d'étudier le circuit de principe du générateur.



Description du générateur de signaux de synchronisation : SAA 1043

Le SAA 1043 génère tous les signaux de synchronisation susceptibles d'être employés dans les différents matériels délivrant un signal vidéo : caméra vidéo, jeux vidéo, micro-ordinateurs et générateurs de mires. Ce circuit est programmable pour huit standards différents :

SECAM 1, SECAM 2, PAL-CCIR, NTSC 1, NTSC 2, PAL-M et les standards couramment employés dans les jeux vidéo 624 et 524 lignes.

Le schéma synoptique du circuit intégré SAA 1043 est représenté à la figure 1 et le brochage du circuit et

L'oscillateur

Le SAA 1043 contient un circuit oscillateur qui doit être complété par quelques éléments externes fixant la fréquence d'oscillation. Comme le montre le schéma de la figure 4, il peut osciller grâce à un circuit LC externe, la fréquence d'oscillation se calcule simplement par la relation :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C/2 + C_p)}}$$

où C_p représente la capacité parasite apportée par le circuit, évaluée à 5 pF.

Dans ce cas de nombreux transformateurs ou selfs TOKO peuvent convenir mais les deux types suivants sont en principe disponibles :

KANK 3333 R, $L = 45 \mu\text{H}$, constitué par 66 tours entre les bornes 1 et 3 ;

TKAN 32696 A, $L = 23 \mu\text{H}$, constitué par 48 tours entre les bornes 1 et 3.

La valeur de la self donnée correspond à la valeur maximale qui peut être diminuée en modifiant la position du noyau de ferrite. Les calculs devront donc être faits en prenant une valeur légèrement inférieure : 35 à 40 μH pour $L = 45 \mu\text{H}$ maximale par exemple.

Nous trouvons en outre à la figure 4, le schéma du SAA 1043 fonctionnant avec un oscillateur à quartz, dans ce cas le quartz est un modèle à résonance parallèle.

Troisième et dernier mode de fonctionnement de l'oscillateur : oscillateur LC, verrouillé sur un signal de synchronisation externe, représenté au schéma de la figure 5.

Dans ce cas l'entrée de commutation VCR broche 9 du SAA 1043 est à l'état haut contrairement aux deux modes de fonctionnement précédents.

Un comparateur de phase interne reçoit le signal de synchronisation composite externe : entrée ECS à la broche 15 et les signaux de synchronisation ligne internes. Le signal de sortie du comparateur PH, broche 12 du SAA 1043, est filtré par un réseau RC extérieur avant de commander le VCO.

Le gain du VCO : K_o exprimé en Hz par volts, Hz/V, est bien sûr fonction des éléments déterminant la fréquence d'oscillation : selfs, condensateurs d'accord et diode varicap. Le gain du comparateur de phase : K_D est exprimé en V/Hz et vaut $V_{DD}/2$, V_{DD} représentant la tension d'alimentation du circuit, entre les broches 14 et 28.

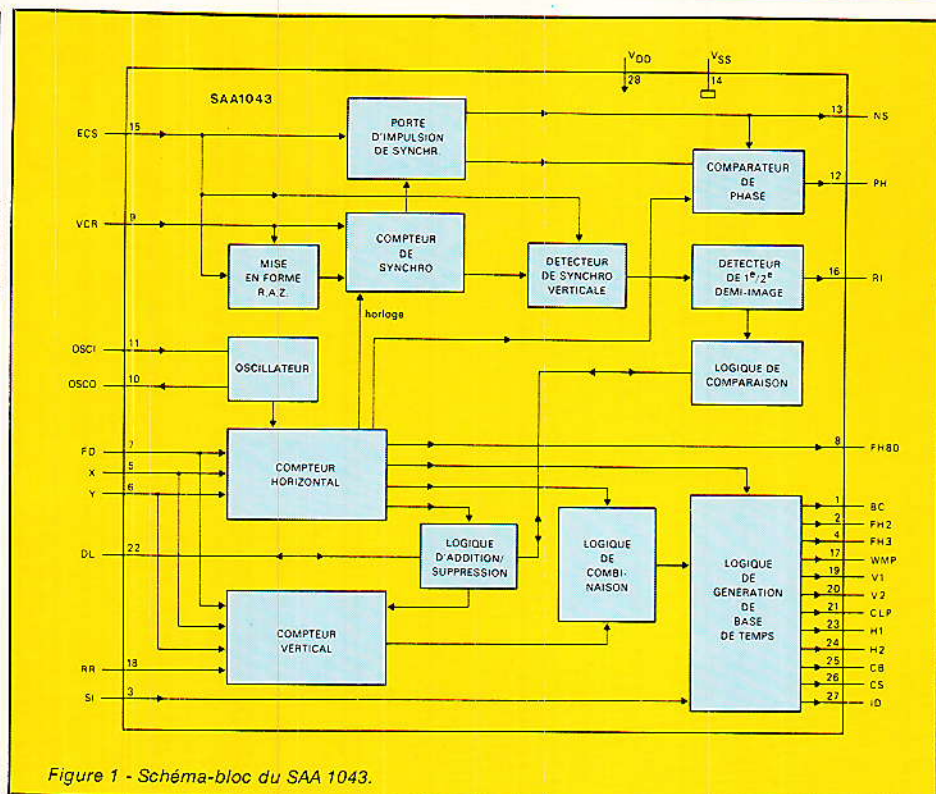


Figure 1 - Schéma-bloc du SAA 1043.

la dénomination des broches à la figure 2. Le SAA 1043 est fabriqué en technologie CMOS et doit être alimenté entre les broches 14 et 28 par une tension continue positive comprise entre 5,7 V et 7,5 V ; dans ces conditions le circuit ne consomme pas plus de 10 μA au repos.

Fonctionnement du SAA 1043

Le choix de fonctionnement sur un des huit standards proposés est fonction des niveaux appliqués sur les entrées X, Y et FD comme le montre les tableaux de la figure 3.

L'entrée FD sélectionne le nombre de lignes 625 ou 525 pour les six premiers standards et 624 et 524 pour les

jeux vidéo. Le niveau appliqué à cette entrée détermine aussi le choix de la fréquence d'oscillation comme le montre le deuxième tableau de la figure 3. Le mode de fonctionnement le plus courant, en Europe, est 625 lignes ; l'entrée FD peut donc être câblée au zéro logique. Le premier tableau nous montre alors que les deux entrées X et Y aux broches 5 et 6 autorisent le choix d'un standard parmi 4 : SECAM 1, SECAM 2, PAL ou jeux vidéo 624 lignes. Nous reviendrons par la suite sur la différence entre les standards SECAM 1 et SECAM 2.

Le second tableau nous donne, si l'entrée FD est à zéro, la fréquence trame 50 Hz, la fréquence ligne 15625 Hz et la fréquence de l'oscillateur qui devra être adoptée : 5 MHz.

BC 1	28 VDD	1 BC	Sortie porte de selve/effacement chroma (SECAM)	15 ECS	Entrée de synchro composite externe
FH2 2	27 ID	2 FH2	Sortie identification PAL	16 RI	Sortie d'identification trame
SI 3	26 CS	3 SI	Entrée commande d'identification (SECAM, PAL, PAL M)	17 WMP	Sortie d'impulsion de mesure du blanc
FH3 4	25 CB	4 FH3	400 Hz (PAL), 360 Hz (NTSC, PAL M), F.H/3 (SECAM)	18 RR	Entrée RAZ trame
X 5	24 H2	5 X	Entrées de programmation du standard	19 V1	Sorties de commande trame
Y 6	23 H1	6 Y		20 V2	
FD 7	22 DL	7 FD		21 CLP	
FH80 8	21 CLP	8 FH80	Sortie 80 x FH (1,25 MHz)	22 DL	Entrée/sortie 2 FH
VCR 9	20 V2	9 VCR	Sortie de commande ligne	23 H1	Sorties de commande ligne
OSCO 10	19 V1	10 OSCO	Sortie oscillateur	24 H2	
OSCI 11	18 RR	11 OSCI	Entrée oscillateur	25 CB	Sortie d'effacement composite
PH 12	17 WMP	12 PH	Sortie du détecteur de phase	26 CS	Sortie de synchro composite
NS 13	16 RI	13 NS	Sortie du détecteur de non-synchro	27 ID	Sortie d'identification SECAM
VSS 14	15 ECS	14 VSS	Alimentation négative (masse)	28 VDD	Alimentation positive.

Figure 2 - Brochage du circuit, dénomination des broches.

Standard	FD broche 7	X broche 5	Y broche 6	Nombre de lignes
Secam 1	0	0	0	625
Secam 2	0	0	1	625
624 jeux vidéo micro	0	1	0	624
PAL/CCIR	0	1	1	625
NTSC 1	1	0	0	525
NTSC 2	1	0	1	525
524 jeux vidéo, micro	1	1	0	524
PAL-M	1	1	1	525

Figure 3 - Tableau de programmation des entrées X, Y, FD.

Standard	Fréquence de l'oscillateur MHz	FD broche 7	Fréquence trame Hz	Fréquence ligne Hz
PAL-SECAM 624	5 000	0	50	15 625
NTSC-PAL-M-524	5 034 964	1	59,94	15 734,26
PAL-SECAM 624	2.5	H2 broche 24	50	15 625
NTSC-PAL-M-524	2 501 748	H1 broche 23	59,94	15 734,26

Tableau de sélection de la fréquence de l'oscillateur.

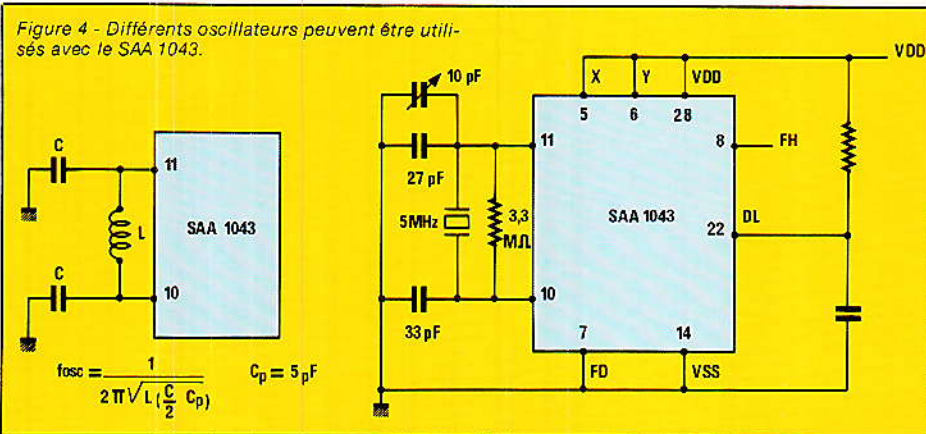


Figure 4 - Différents oscillateurs peuvent être utilisés avec le SAA 1043.

Les deux paramètres K_o et K_D sont nécessaires au calcul d'optimisation du filtre de boucle.

Chaque impulsion ligne générée dans le circuit, issue du compteur horizontal, ouvre une porte qui autorise le passage du signal de synchro composite externe ECS. A cet instant les deux signaux, ECS et synchro ligne interne sont appliqués au comparateur de phase qui délivre une information fonction de l'écart de phase entre ECS interne et synchro ligne interne. Grâce à cette porte interne, les impulsions de pré et post égalisation présentes dans le signal de synchronisation composite externe n'ont aucun effet sur le comparateur de phase. La fréquence de comparaison est donc la fréquence

ligne 15 625 Hz et l'oscillateur se verrouille sur $N \times 15 625$ Hz avec $N = 320$ donc 5,000 MHz. Le paramètre N devra lui aussi être pris en compte lors du calcul du filtre de boucle. Si l'on désire éviter le moindre calcul on aura recours à un transformateur TOKO KANK 3333 R et l'on pourra adopter les valeurs du schéma de la figure 5. La porte d'impulsion de synchronisation délivre en outre un signal de non-synchronisation NS disponible à la broche 13. Si le compteur de synchronisation n'est pas remis à zéro par le signal de synchronisation composite externe ECS, un signal de non-synchronisation apparaît 6,4 μ S après l'instant pendant lequel devait paraître l'impulsion de remise à zéro.

Le SAA 1043 peut aussi recevoir des signaux d'horloge externes. Pour cela on place entre les broches 10 et 11 du circuit une résistance de forte valeur, les signaux d'horloge sont appliqués à la broche 11.

Nous avons choisi cette dernière solution, non pour des raisons techniques, mais simplement pour employer un quartz 10 MHz disponible chez la quasi totalité des fournisseurs, ce qui n'est pas forcément le cas pour un quartz 5 MHz.

Fonctionnement du circuit

Le circuit intégré SAA 1043 délivre les signaux de sortie grâce à deux compteurs, un compteur horizontal, un compteur vertical et les circuits

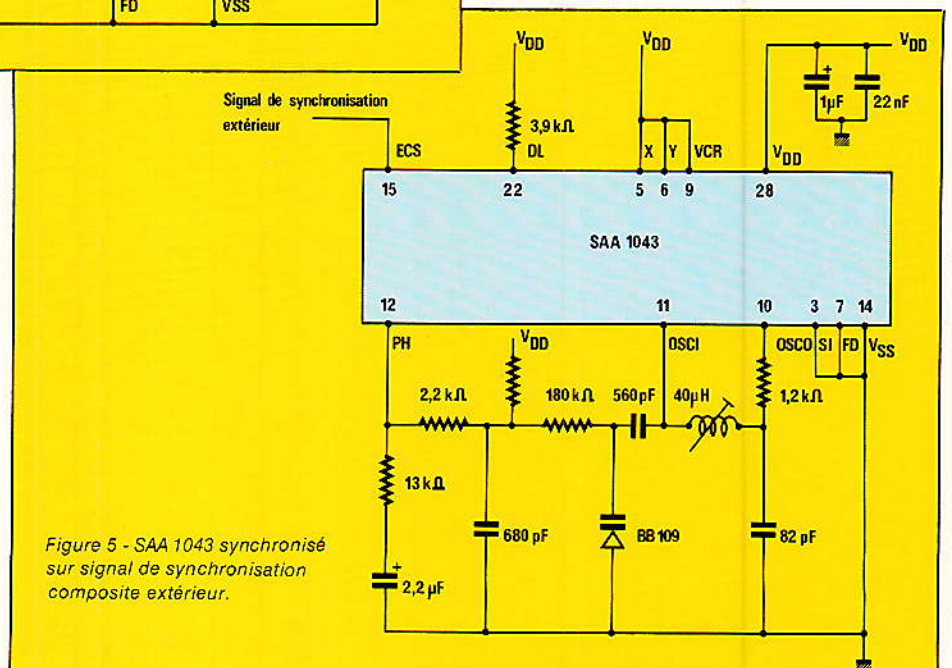


Figure 5 - SAA 1043 synchronisé sur signal de synchronisation composite extérieur.

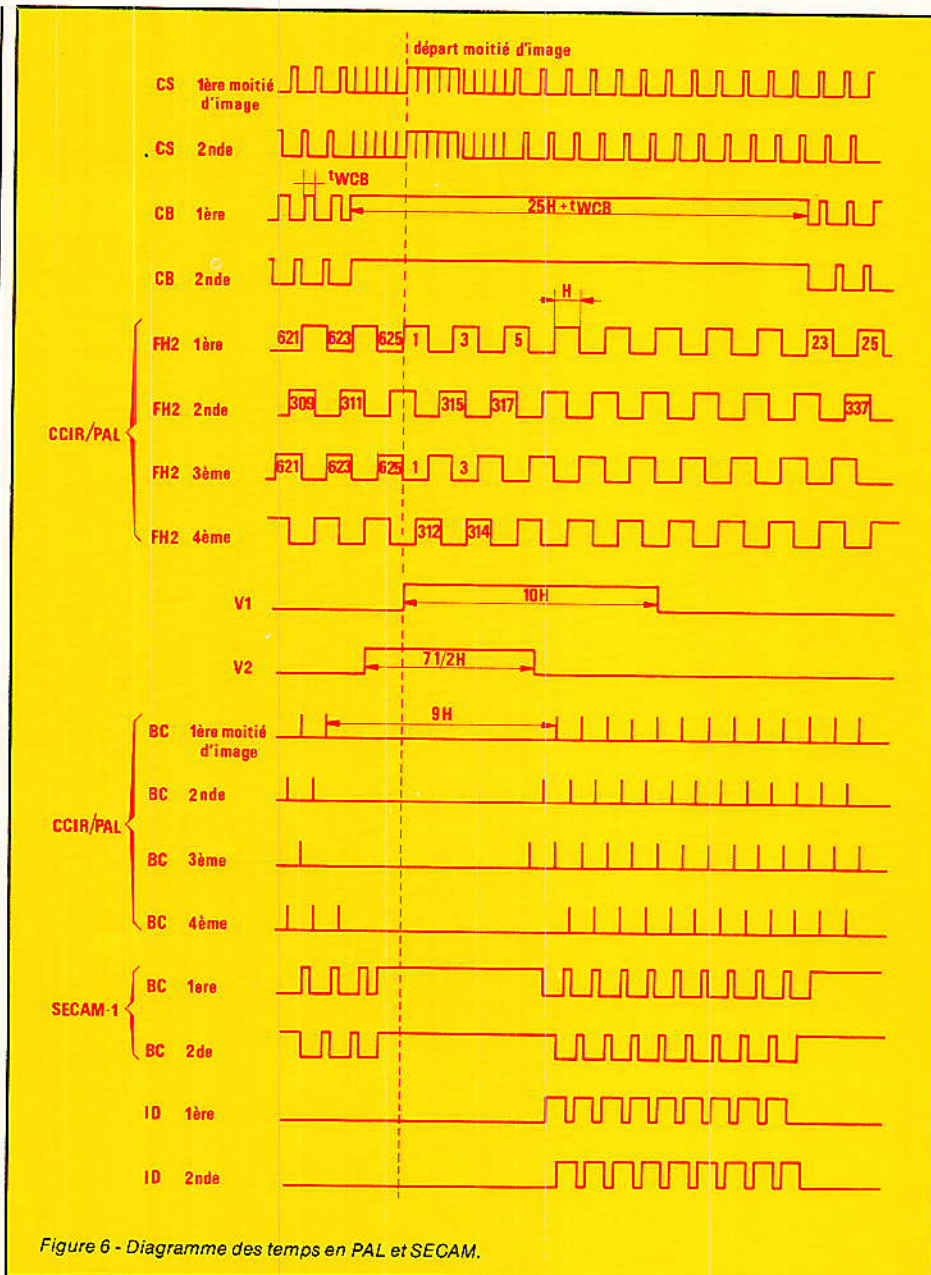
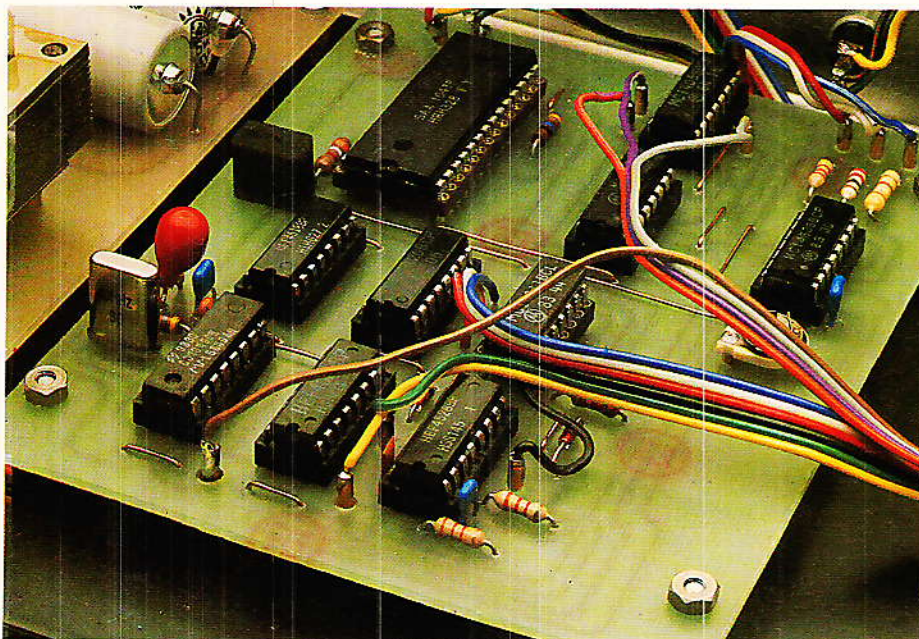


Figure 6 - Diagramme des temps en PAL et SECAM.



logiques d'addition/suppression, de combinaison et génération de base de temps.

Bien qu'il soit possible de faire fonctionner le circuit sur un nombre de lignes quelconque en agissant sur la logique d'addition/suppression grâce à l'entrée sortie DL broche 22, nous ne nous intéresserons qu'aux standards les plus utilisés et susceptibles de l'être par nos lecteurs : PAL, SECAM, et jeux vidéo 624 lignes.

En fonctionnement normal, oscillateur à quartz ou oscillateur LC, les broches 3, 9, 15 et 18 sont au zéro logique et une résistance de charge de 3,9 k Ω est connectée entre la sortie DL et le pôle positif d'alimentation. La programmation du standard s'effectue par les entrées X, Y et FD aux broches 5, 6 et 7.

Les figures 6 et 7 donnent le diagramme des temps en PAL, SECAM, NTSC et PAL-M pour les signaux les plus complexes. Pour de plus amples détails, on aura recours au diagramme des temps de la figure 8 et du tableau de la figure 9.

On remarque à la figure 9 que tous les paramètres définissant les formes d'onde sont des multiples du signal horloge appliqué à la borne 11. Toute largeur, retard ou période peut donc s'écrire $n \times 1/f_{osc} \pm 100 \text{ ms}$ où n est un entier. Dans tous les cas la fréquence ligne dérive de la fréquence de l'oscillateur et peut être calculée par la relation : $f_H = f_{osc}/320$. Le tableau de la figure 9 peut sembler parfaitement indigeste. Si l'on se borne à la réalisation du générateur de mire, sa lecture n'est pas indispensable. Si par contre on désire concevoir ou adapter le SAA 1043 à un autre système, codeur, décodeur, jeux vidéo, caméra, ou même mixage, on sera conduit à utiliser un ou plusieurs signaux issus du SAA 1043 et les données du tableau ne manqueront pas d'intérêt.

On trouve en outre dans ce tableau les différences entre les deux standards SECAM - 1 et 2 - et les deux standards NTSC - 1 et 2.

En SECAM 1, la durée d'effacement chroma est prolongée pendant les lignes 7 à 15 et 320 à 328. Pour les standards NTSC il s'agit aussi d'une différence portant sur la durée du signal d'effacement chroma, mais ici seule la durée d'effacement entre deux lignes consécutives est touchée.

On trouvera, dans le tableau, la valeur n qui correspond au nombre de périodes d'horloge employées

pour générer largeur, retard ou avance.

Remarques sur quelques signaux

Si l'emploi des signaux de synchronisation composites CS, ligne, H 100, H 2, trame V₁ ou V₂ ne pose aucun problèmes il n'en est pas de même pour certains autres comme BC, CLP, FH₂ qui méritent quelques commentaires supplémentaires.

BC: Le signal BC, délimite la position du burst d'identification en PAL et NTSC. En effet, on utilise le signal CB - ne pas confondre avec BC - pour inhiber le signal chroma pendant le temps de suppression ligne. Il faut ensuite grâce à ce signal d'enveloppe positionner la salve d'identification sur le palier arrière du signal de suppression et au niveau de suppression.

FH₂: Le signal est rectangulaire à demi fréquence ligne, donc niveau haut à la ligne n et niveau bas à la ligne n-1. Il est utilisé, en PAL uniquement, pour inverser la phase de la sous-porteuse une ligne sur deux. En NTSC la phase est constante donc ce signal est inutile.

À ce stade remarquons que le circuit SAA 1043 apporte de grandes simplifications. Lors d'un précédent article consacré à un codeur PAL équipé du S178 générateur de synchronisation et TEA 1002 codeur PAL, il a été nécessaire de générer les signaux FH₂ et à partir de deux monostables pour BC et une bascule D pour FH₂, le S 178 ne délivrant pas directement ces informations.

Si l'on conçoit, avec le SAA 1043, un matériel quelconque délivrant les signaux R, V, B et synchro composite,

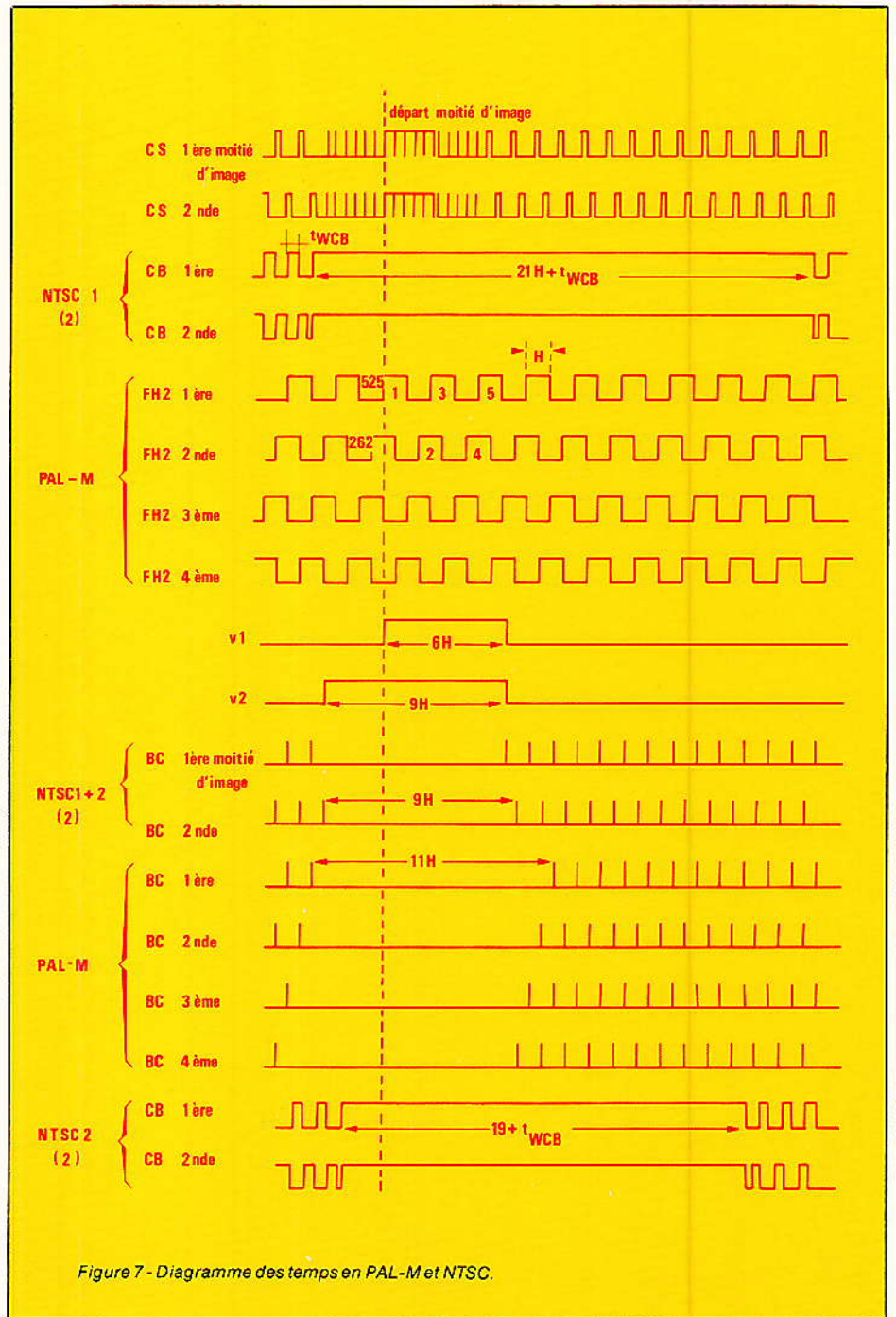


Figure 7 - Diagramme des temps en PAL-M et NTSC.

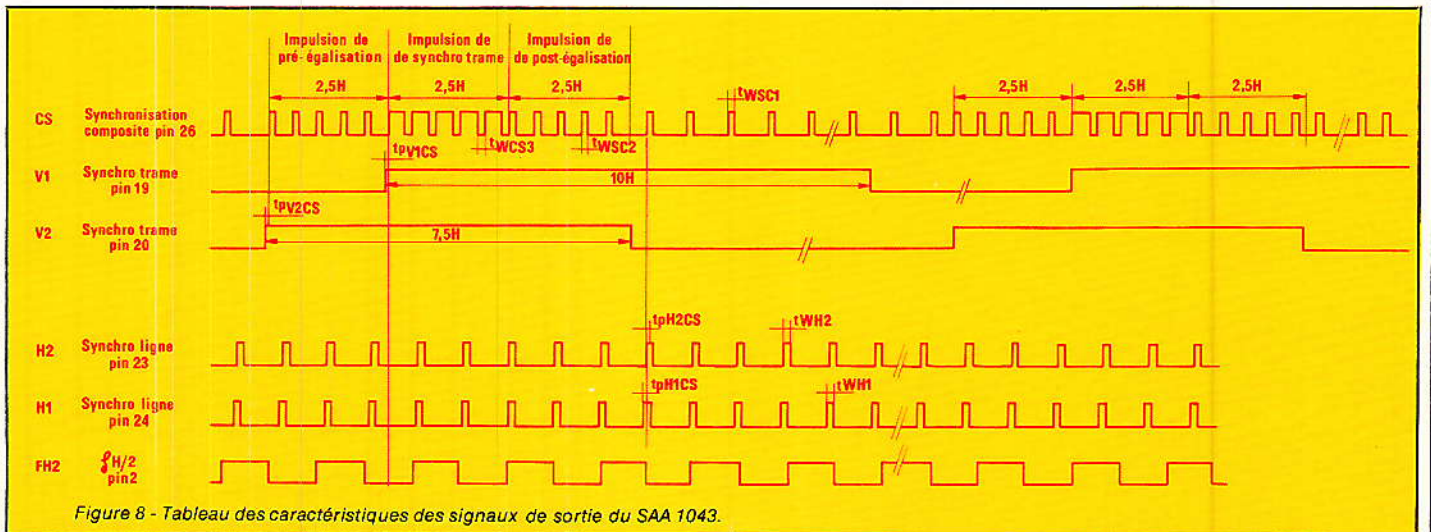


Figure 8 - Tableau des caractéristiques des signaux de sortie du SAA 1043.

Paramètre	Symbole	PAL	NTSC	PAL-M	SECAM	Unité	n
CS							
Signal de synchronisation composite							
Largeur de l'impulsion synchro ligne	twsc1	4,8	4,77	4,77	4,8	µs	24
Largeur des impulsions d'égalisation	twsc2	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	8
Largeur des impulsions de synchro trame	twsc3	4,8	4,77	4,77	4,8	µs	24
Durée des impulsions de pré-égalisation	—	2,5	3	3	2,5	H	
Durée des impulsions de post-égalisation	—	2,5	3	3	2,5	H	
Durée des impulsions de synchro trame	—	2,5	3	3,5	2,5	H	
CB							
Largeur des impulsions PAL / SECAM / PAL-M							
	twcb	12	—	11,12	12	µs	60
NTSC 1	twcb	—	11,12	—	—	µs	56
NTSC 2	twcb	—	10,53	—	—	µs	53
Avance sur la synchro	tpcbs	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
Temps d'effacement vertical PAL / SECAM / PAL-M							
		25H + twcb	—	21H + twcb	25H + twcb		
NTSC 1		—	21H + twcb	—	—		
NTSC 2		—	19H + twcb	—	—		
BC (PAL)							
Largeur de l'enveloppe de la salve	twbc	2,4	2,38	2,38	—	µs	12
Retard sur la synchro	tpcsbc	5,6	5,56	5,76	—	µs	28
Temps de suppression du burst	—	9	9	11	—	H	
Suppression des burst							
		H623	H523	H523	—	—	
1 ^{re} trame	—	à H6	à H6	à H8	—	—	
		H310	H261	H260	—	—	
2 ^e trame	—	à H318	à H269	à H270	—	—	
		H622	H523	H522	—	—	
3 ^e trame	—	à H5	à H6	à H7	—	—	
		H311	H261	H259	—	—	
4 ^e trame	—	à H319	à H269	à H269	—	—	

Figure 9 - Tableau des caractéristiques des signaux de sortie du SAA 1043.

l'addition du seul circuit TEA 1002 recevant en plus de ces quatre signaux, BC et FHz, donne à ce générateur une sortie vidéo-composite PAL. Le gain est triple : gain de temps à la conception, gain sur l'encombrement et sur la consommation.

CLP : L'impulsion CLP est une impulsion de clamp qui appelle aussi quelques commentaires. Les étages vidéo sont généralement à couplage capacitif, qu'il s'agisse des étages traitant les signaux primaires E_R, E_V, E_B, ou les étages traversés par le signal vidéocomposite. La dissymétrie de ces signaux, après leur passage dans un condensateur de liaison, amène une variation du niveau continu. Pour compenser ces varia-

tions, dues aux variations du contenu de l'image, on doit restituer la composante continue ou, plus communément, clamper le signal.

Après passage dans un clamp, une partie du signal est mis à une référence fixe, et cette opération se répète à chaque ligne. Deux procédés sont généralement utilisés : clamp sur le fond des tops de synchro ligne et clamp sur le niveau de suppression. C'est bien sur la deuxième solution qui donne les meilleurs résultats. Il existe de nombreux schémas de circuit de clamp mais rares sont ceux qui soient réellement efficaces. Pour exécuter cette opération il faut disposer d'une impulsion, dite impulsion de clamp,

délimitant le temps pendant lequel on fixe la référence. L'impulsion fournie par le SAA 1043 est disponible pendant la deuxième moitié du top de synchro ligne. Elle pourra donc piloter un circuit de clamp sur le fond des tops de synchro.

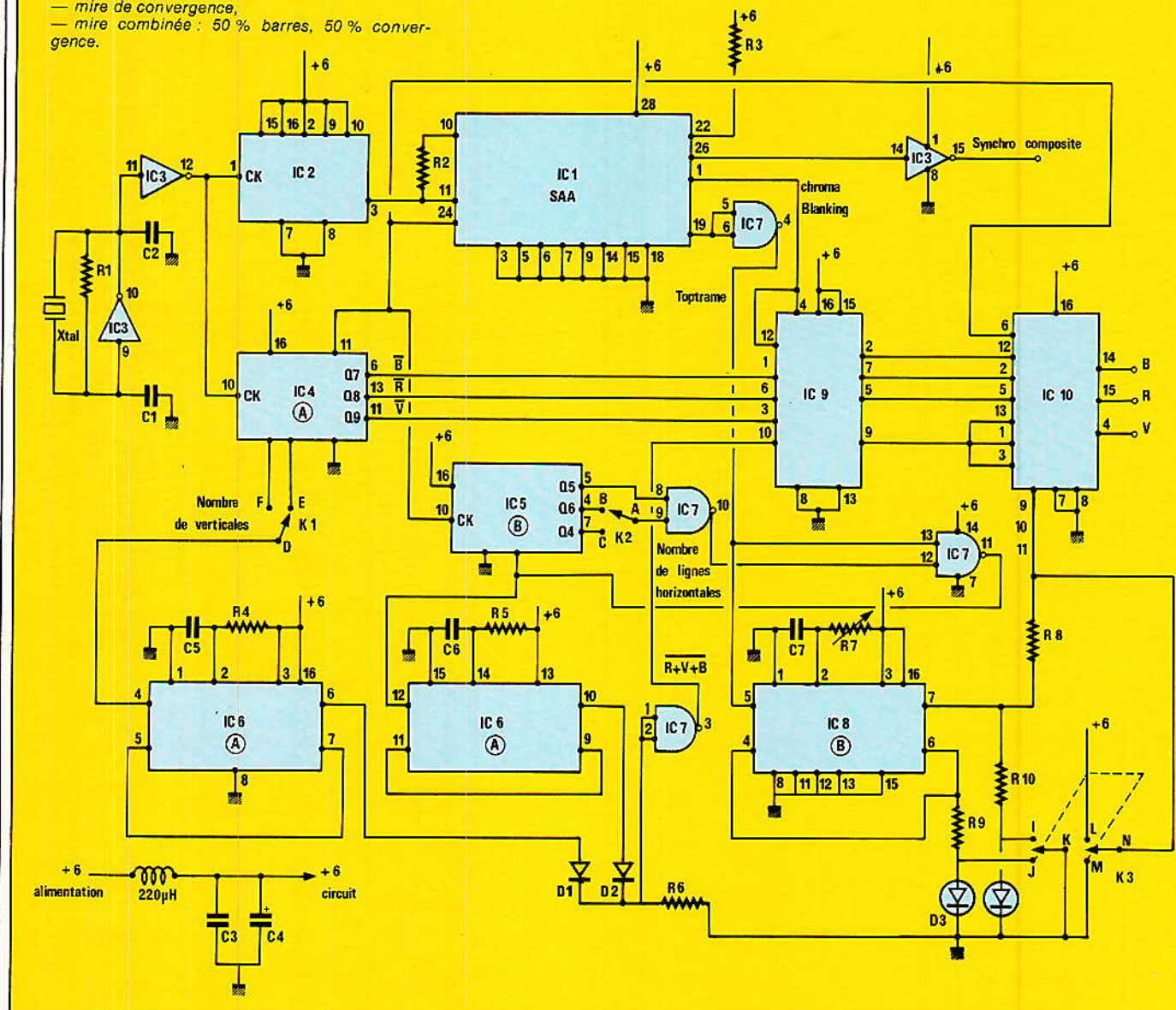
Comme pour le codeur PAL TEA 1002, le SAA 1043 peut simplifier le schéma du codeur SECAM paru dans RP N° 437.

Le codeur acceptait les signaux R,V,B, et synchro composite. Dans une nouvelle version la synchro composite verrouille le SAA 1043 qui délivre alors les informations pouvant être appliquées aux broches 12 et 13 du TDA 2505. A la pin 12 on injecte CLP et à la pin 13, V₁ ou V₂.

Paramètre	Symbole	PAL	NTSC	PAL-M	SECAM	Unité	n
BC (SECAM)							
Largeur des impulsions d'effacement	twBC	—	—	—	7,2	µs	36
Avance du signal par rapport à la synchro	tpBCCS	—	—	—	1,6	µs	8
Durée de l'effacement trame							
SECAM 1		1 ^{re} trame: 25H + twBC sauf H320 à H328 2 ^e trame: 24,5H + twBC sauf H7 à H15					
SECAM 2		1 ^{re} trame: 25H + twBC 2 ^e trame: 24,5H + twBC					
CLP							
Largeur des impulsions de champ	twCLP	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	12
Retard par rapport à la synchro	tpCSCLP	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	12
DL							
Fréquence	fDL	2 × fH	2 × fH	2 × fH	2 × fH	—	
Largeur des impulsions	twDL	9,6	9,53	9,53	9,6	µs	48
Retard par rapport à la synchro	tCLCS	5,6	5,56	5,56	5,6	µs	28
FH 80							
Fréquence	fFH80	80 × fH	80 × fH	80 × fH	80 × fH	—	
Avance par rapport à la synchro	—	0,2	0,2	0,2	0,2	µs	1
H1, H2							
Largeur de H1	tWH1	7,2	7,15	7,15	7,2	µs	36
Largeur de H2	tWH2	7,2	7,15	7,15	7,2	µs	36
Retard de H1 par rapport à synchro	tpH1CS	0,8	0,79	0,79	0,8	µs	4
Avance de H2 par rapport à synchro	tpCSH2	0,8	0,79	0,79	0,8	µs	4
Période	—	64	63,56	63,56	64	µs	
V1, V2							
Durée V1	—	10	6	6	10	H	
Durée V2	—	7,5	9	9	7,5	H	
Retard de V1 par rapport à synchro	tpV1CS	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
Avance de V2 par rapport à synchro	tpV2CS	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
FH2							
Fréquence	fFH2	fH/2	fH/2	fH/2	fH/2	—	
Avance par rapport à la synchro	—	0	0	0	0	µs	
FH3							
Fréquence	fFH3	400	360	360	fH/3	—	
Avance par rapport à la synchro	—	—	—	—	0	µs	
WMP							
Largeur de l'impulsion de mesure	—	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	12
Avance par rapport à la synchro	—	34,4	34,16	34,16	34,4	µs	172
Largeur de WMP	—	10	9	9	10	H	
			H163	H134	H134	H163	—
1 ^{re} trame	—	à	à	à	à	—	
			H173	H143	H143	H173	—
2 ^e trame	—	à	H396	H396	H475	—	
			à	à	à	—	
			H485	H405	H405	H485	—
RI							
Fréquence	—	fH/2	fH/2	fH/2	10fH	—	
Position des fronts	—	H6 H318	H7 H269	H7 H269	—	—	
ID							
Largeur des impulsions	twID	12,0	11,12	11,12	12,0	µs	60
Retard par rapport à la synchro	tpIDCS	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
			H7	H8	H8	H7	—
1 ^{re} trame	—	à	à	à	à	—	
			H15	H22	H22	H15	—
			H320	H271	H271	H320	—
2 ^e trame	—	à	à	à	à	—	
			H328	H285	H285	H328	—

Figure 10 - Schéma de principe du générateur de mires :

- mire de barres,
- mire de convergence,
- mire combinée : 50 % barres, 50 % convergence.



Cette solution est particulièrement intéressante si l'on réalise un générateur mixte PAL/SECAM.

Nous avons vu que les applications d'un circuit comme le SAA 1043 sont multiples, nous aurons peut-être l'occasion d'y revenir. Nous connaissons suffisamment les divers signaux fournis par le SAA 1043 pour attaquer la réalisation du générateur de mire de barres et mire de convergence.

Le schéma du générateur de mires

Le schéma du générateur de mires est représenté à la figure 10. Le schéma est, grâce aux divers signaux fournis par le SAA 1043, très simple. On trouve un oscillateur à quartz fonctionnant à 10 MHz. Le cir-

cuit CMOS IC 3 devra impérativement être du type HEF, donc issu de RTC. En effet les divers essais que nous avons effectués montrent que seuls ces circuits sont capables d'osciller convenablement même alimentés sous une faible tension d'alimentation : 6 V. Le signal à 10 MHz est envoyé simultanément sur deux diviseurs, le premier un HEF 4518 est sous-employé puisqu'il n'est utilisé que comme diviseur par 2. On peut employer un autre circuit, 4020 par exemple, à condition que celui-ci soit capable de fonctionner correctement à 10 MHz. Le signal résultant de la division par 2 à 5 MHz est envoyé au SAA 1043, qui délivre les divers signaux de synchronisation.

Dans cette application nous avons employé quatre signaux particuliers :

- le signal de synchronisation composite à la broche 26 ;
- le signal d'effacement chroma-chroma blanking à la broche 1 ;
- un des deux signaux à la fréquence ligne H_z à la broche 24 ;
- un des deux signaux à la fréquence trame V₁ à la broche 19.

Ces quatre signaux suffisent pour générer les trois mires suivantes : mire de barres normalisée, mire de convergence, mire mixte barres et convergence.

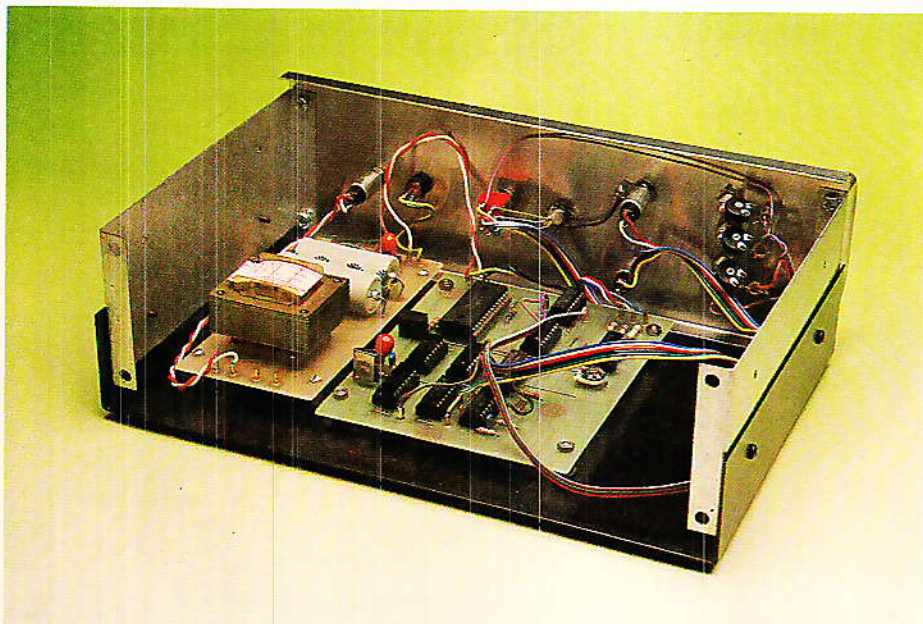
Le cas de la mire de barres

Pour une mire de barres normalisée on doit générer, en plus du signal de synchronisation composite, trois signaux R, V, B, définis de la manière suivante : pendant le temps d'image réellement utile, durant ap-

proximativement 52 μ s pour chaque ligne, le signal B pour bleu doit prendre les états suivants : 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0; pour le signal R rouge la séquence est : 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0 et pour le signal V vert on a 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0. Il apparaît clairement que ces signaux sont liés entre eux par division successive par deux.

Dans de précédents articles nous avons employé un PLL verrouillé sur 10 MHz et les signaux R, V, B étaient obtenus par division successive par deux. Il existe une solution plus sim-

la broche 1 du SAA 1043. On dispose alors bien des signaux R, V et B aux broches 7, 5 et 2 de IC₃ correspondant à une mire de barres à luminance décroissante de gauche à droite. En outre les signaux de chrominance ne sont présents en sortie que pendant le temps réglementaire, grâce à l'information chroma blanking. Les signaux sont ensuite transmis à un triple inverseur qui sélectionne les informations R, V, B correspondant à une mire de barres ou une mire de convergence.



ple qui permet de se passer du PLL et du diviseur par 10 qui lui était associé. C'est bien sûr cette solution que nous avons employée et qui est représentée sur le schéma de la figure 10.

Le signal à 10 MHz est envoyé sur un compteur périodiquement remis à zéro par les impulsions à la fréquence ligne Hz fournies par le SAA 1043. On récupère sur les sorties Q₇, Q₈ et Q₉ de ce compteur des signaux aux fréquences respectives suivantes, 78 125 Hz, 39 062,5 Hz et 19 531,25 Hz. Ces signaux sont en phase avec le signal de synchronisation et il peuvent être employés pour générer respectivement B, R, et V.

A la sortie des compteurs on ne dispose pas directement de R, V, B mais leur complémentaire, trois inverseurs sont alors nécessaires pour obtenir une mire de barres à luminance décroissante de gauche à droite. Les inverseurs ne sont pas nécessaires si l'on se contente d'une mire de barres à luminance croissante. Sur le schéma de la figure 10 les inverseurs sont combinés avec le signal d'effacement chroma issu de

Le cas de la mire de convergence

Une mire de convergence se compose de barres verticales et horizontales blanches sur fond noir. Cette mire est intéressante pour régler la convergence du tube; les défauts, si défauts il y a, se manifestent le plus visiblement aux quatre coins de l'écran. En cas de mauvais réglage ou de dérèglement, les trois faisceaux rouge, vert et bleu ont tendance à prendre des directions différentes.

Le réglage est donc effectué à l'œil de manière à obtenir des lignes parfaitement blanches sur tout leur trajet.

La mire étant du type noir et blanc, les signaux R, V, B seront soit tous à zéro, luminance 0 donc noir, soit tous au niveau 1, donc luminance 100 %. Pour générer une telle mire la solution consiste à scinder le problème en deux parties : la génération des barres verticales, et la génération des barres horizontales.

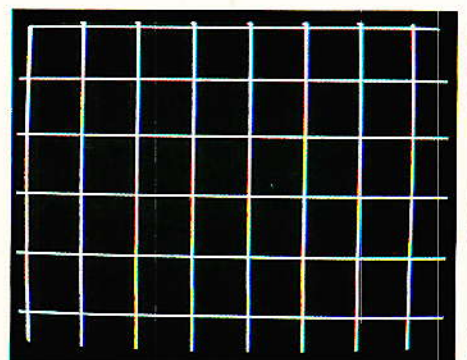
Les barres verticales

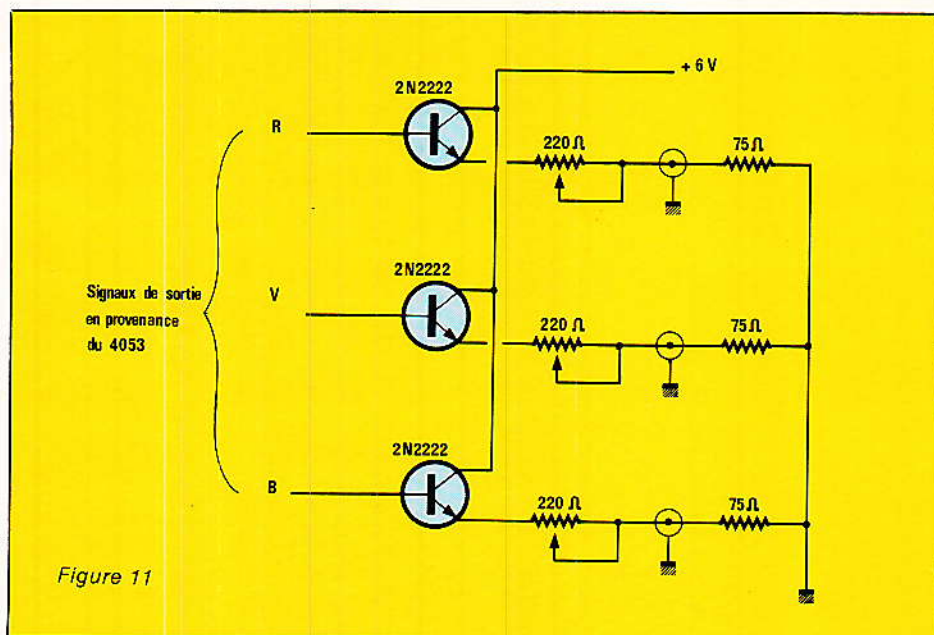
Supposons que l'on veuille générer n barres verticales, ceci revient à placer sur chaque ligne de chaque trame n blancs régulièrement espacés. A partir du schéma du générateur de barres, le problème est facilement résolu puisque l'on dispose d'un compteur remis à zéro par les impulsions ligne. Le nombre de verticales est alors fonction du rapport du diviseur. L'inverseur K₁ sélectionne les sorties Q₅ et Q₆ de IC₄ donnant respectivement 16 ou 8 barres verticales. La largeur de chaque ligne doit finalement être fixée et on a recours au monostable IC₆. La mire de convergence est obtenue en additionnant aux barres verticales, les barres horizontales.

Les barres horizontales

Pour la génération des barres horizontales le problème est similaire et tout aussi simple. On utilise un compteur recevant un signal à la fréquence ligne. Le compteur doit être périodiquement remis à zéro par une impulsion de synchro trame. Comme précédemment le nombre de lignes horizontales est fonction du temps séparant deux remises à zéro. Sur le schéma de la figure 10, la génération des horizontales est confiée au compteur IC₅, celui-ci est périodiquement remis à zéro : à chaque impulsion trame et toutes les X lignes. Le nombre X est fonction de la position de l'inverseur K₂. Cet inverseur sélectionne les sorties Q₈ ou Q₄. La remise à zéro s'effectue donc respectivement toutes les 96 lignes ou 48 lignes. Ce qui donnera 6 ou 12 horizontales. Ne pas oublier qu'il y a deux trames entrelacées !

Dernier problème qui n'en est pas un véritablement : calibrer la longueur de chaque ligne. Le rôle est assigné à un monostable IC₆. Ici la précision n'a que très peu d'importance. Il suffit simplement que le temps pendant lequel le signal est présent à la broche 10 de IC₆ soit su-



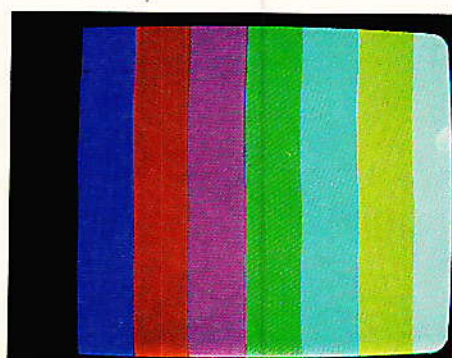
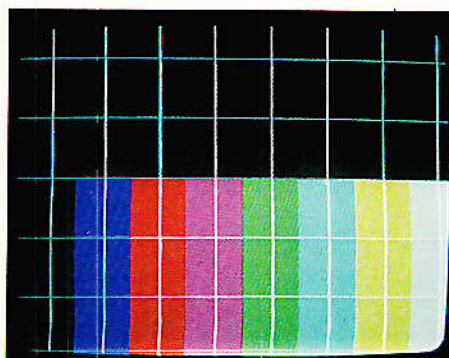
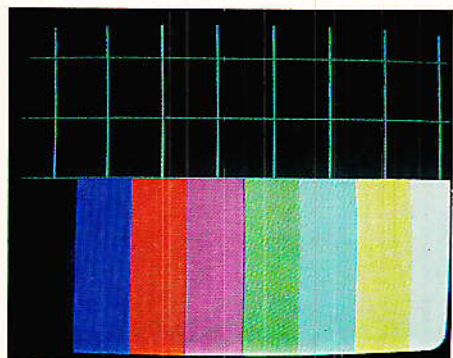
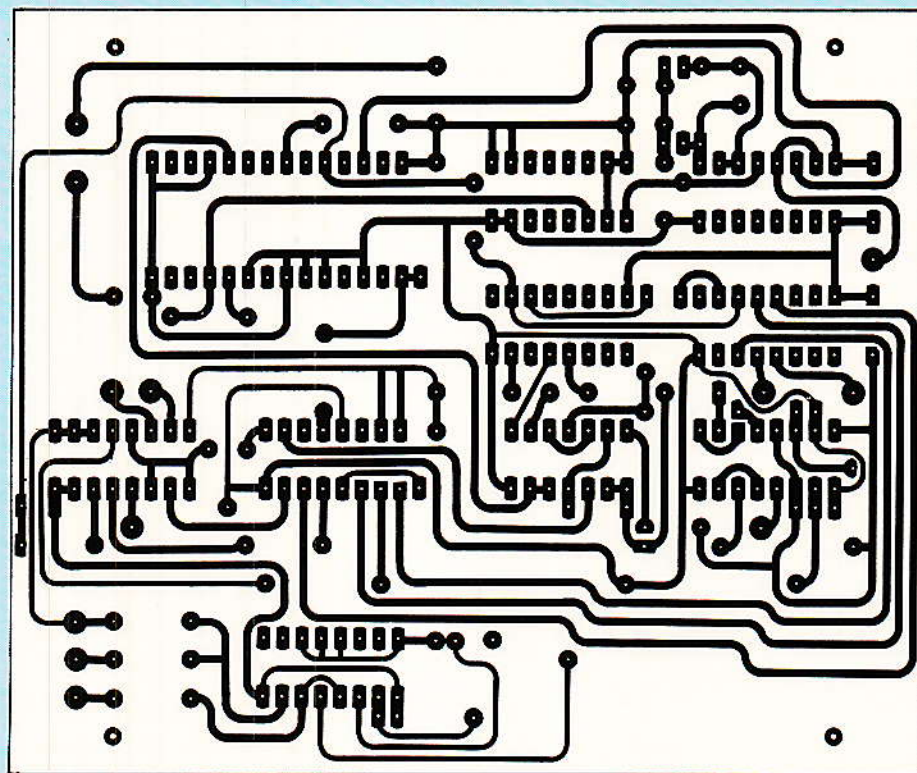


périeur ou égal à la durée utile du signal vidéo : 52 μ S. Le signal d'effacement chroma ramènera la durée du signal au temps utile de ligne.

Finalement les diodes D_1 et D_2 additionne les verticales et les horizontales et on dispose aux bornes de R_6 du signal vidéo qui peut être appliqué simultanément sur les entrées R, V, B. (Z entrée > 10 k Ω , VCC 90 par exemple.)

Le système de commutation

Le triple inverseur IC₁₀ HEF 4053 reçoit les signaux correspondant à une mire de barres ou une mire de convergence. L'inverseur K_3 envoie une information sur les entrées de commande du 4053. Si les broches 9, 10 et 11 du 4053 sont au zéro logique, on sélectionne la mire de barres, au



l logique, la mire de convergence. En position médiane ces mêmes entrées reçoivent le signal issu du monostable ICa. Le monostable est déclenché par le top trame et délivre en sortie un créneau négatif. Si la durée de ce créneau est inférieure à 20 ms - en pratique on prendra approximativement 10 ms - on obtient une mire mixte, haut de l'image mire de barres, bas de l'image mire de convergence.

Il est facile d'inverser cette disposition en connectant R₈ non plus à la sortie Q du monostable broche 7 mais à la sortie Q broche 6.

On ajoute finalement une diode électroluminescente D₃ - tout à fait facultative - bicolore rouge-verte.

La signalisation est la suivante :
 — rouge, mire de barres ;
 — vert, mire de convergence ;
 — jaune, mire mixte.

Les signaux présents sur les broches 14, 15 et 4 du 4053 peuvent être directement appliqués sur les entrées R,V,B du VCC 90 ayant une impédance d'entrée voisine de 10 k Ω .

Pour débiter sur des charges de 75 Ω on intercalera un interface à transistor représenté à la figure 11.

Il n'existe aucun réglage, la maquette doit fonctionner sans problème. R₇ sera simplement positionné de manière à scinder la mire mixte en deux parties dont les proportions sont fonction des besoins de

chacun. Le tracé des pistes du circuit imprimé est représenté à la figure 12 et l'implantation des composants à la figure 13.

La consommation du montage est extrêmement faible, si l'on débite sur des charges de 10 k Ω et que l'on omet la diode D₃, l'alimentation peut être assurée par quatre piles 1,5 V ou cinq accus Cd Ni 1,2 V. Pour débiter sur des charges 75 Ω il est préférable de passer en alimentation secteur. On doit délivrer 1 V sous 75 Ω pour les trois entrées R,V,B donc approximativement 40 mW. L'alimentation dont le schéma de principe est représenté à la figure 14 donne entière satisfaction et peut délivrer le courant nécessaire à une version débitant sur des charges de

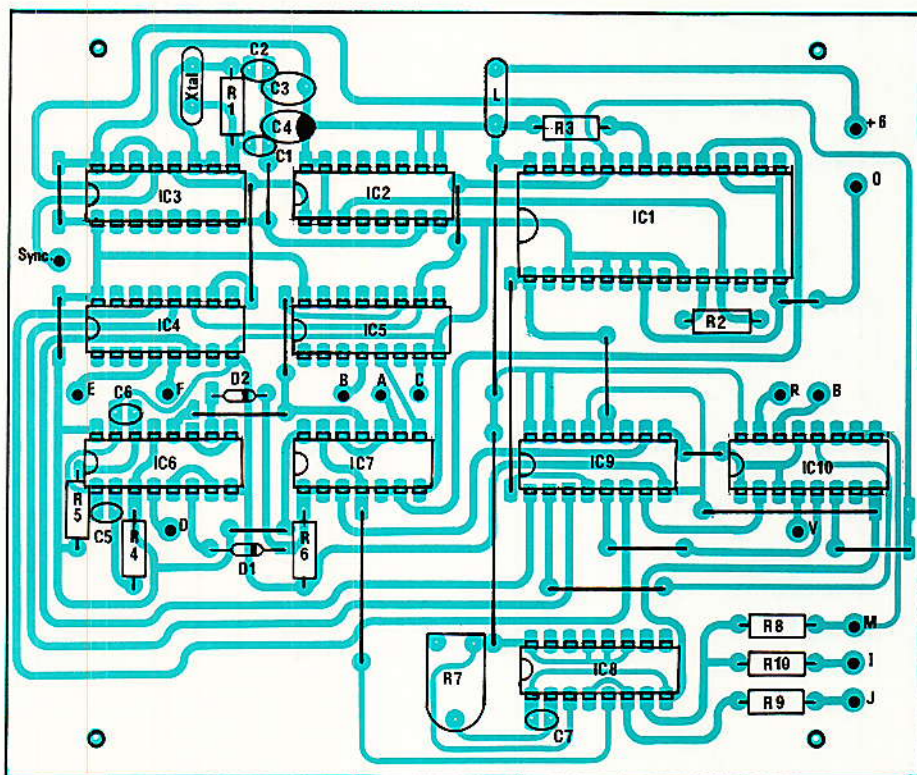


Figure 13

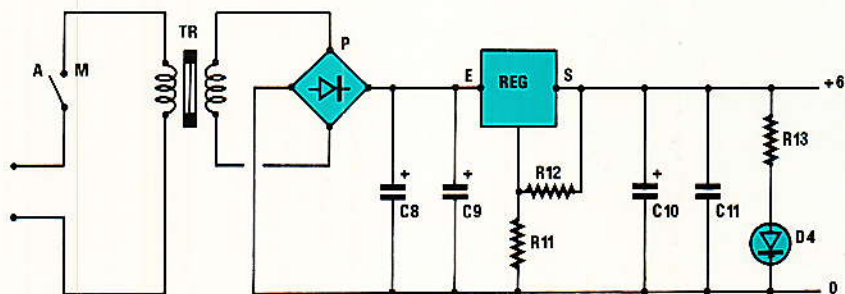
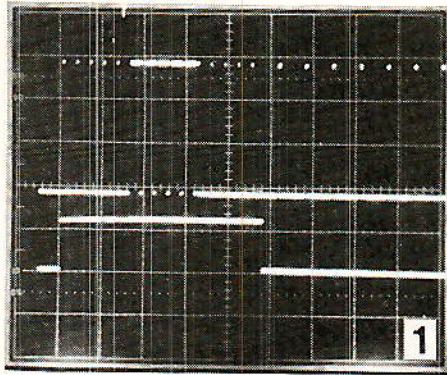
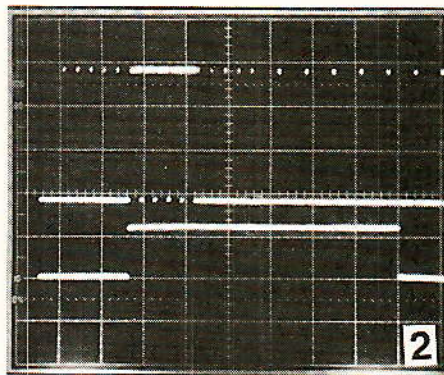


Figure 14

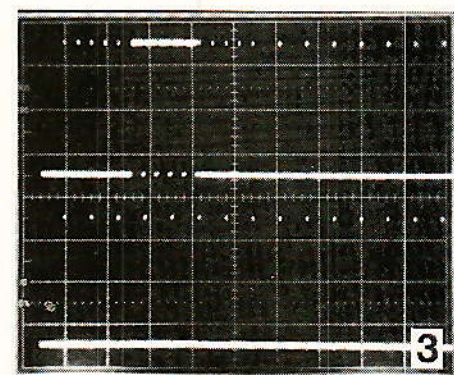
Réalisation



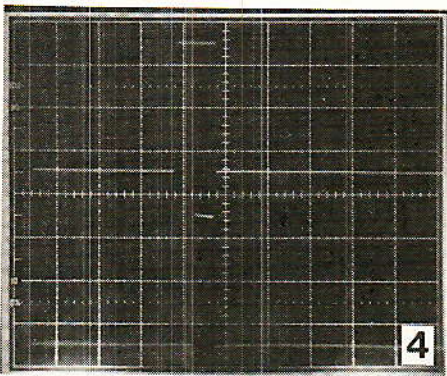
1 Trace supérieure synchro composite 2 V, 100 μ s/div.
Trace inférieure pin 20 5 V



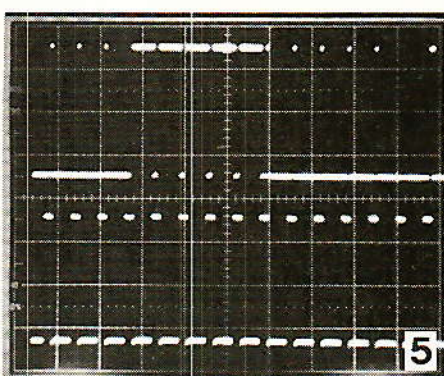
2 Trace supérieure synchro composite 2 V, 100 μ s/div.
Trace inférieure pin 19 5 V



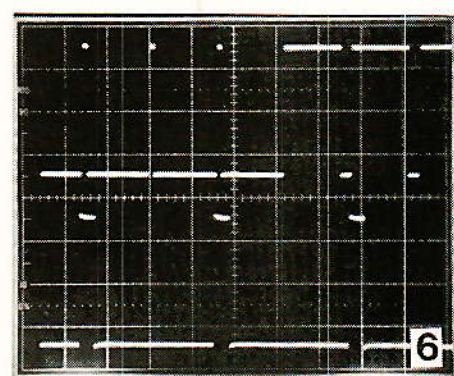
3 Trace supérieure synchro composite 2 V, 100 μ s/div.
Trace inférieure pin 21 CLP 2 V



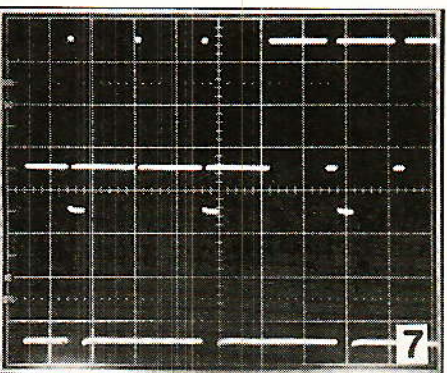
4 Trace supérieure synchro composite 2 V, 5 μ s/div.
Trace inférieure CLP 2 V



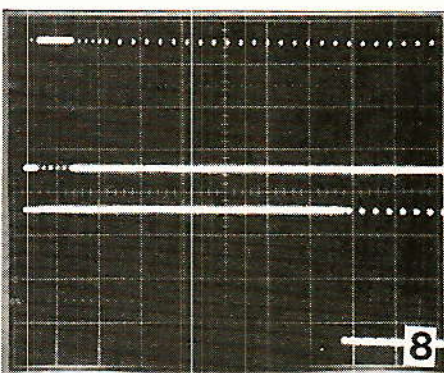
5 Trace supérieure synchro composite 2 V, 50 μ s/div.
Trace inférieure DL pin 22 2 V



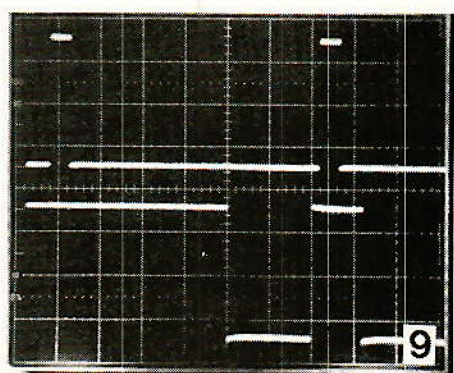
6 Trace supérieure synchro composite 2 V, 20 μ s/div.
Trace inférieure H1 pin 23 2 V



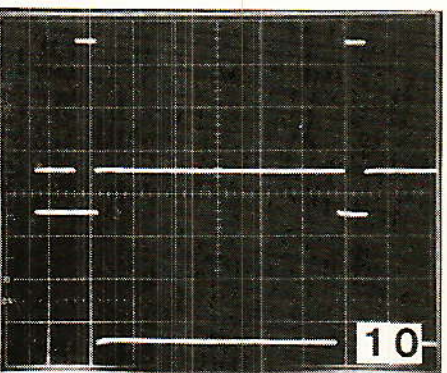
7 Trace supérieure synchro composite 2 V, 10 μ s/div.
Trace inférieure H2 pin 24 2 V



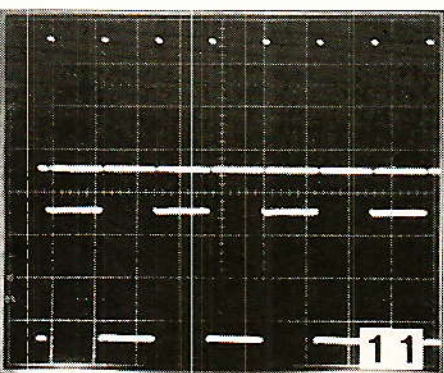
8 Trace supérieure synchro composite 2 V, 200 μ s/div.
Trace inférieure pin 25 CB 2 V



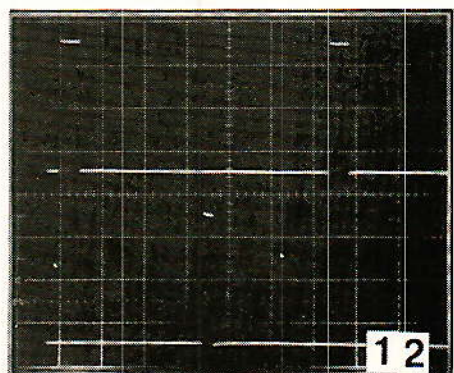
9 Trace supérieure synchro composite 2 V, 10 μ s/div.
Trace inférieure pin 25 CB 2 V



10 Trace supérieure synchro composite 2 V, 10 μ s/div.
Trace inférieure pin 1 BC 2 V



11 Trace supérieure synchro composite 2 V, 50 μ s/div.
Trace inférieure pin 2 FH 2 2 V



12 Trace supérieure synchro composite 2 V, 10 μ s/div.
Trace inférieure pin 17 WMP 2 V

Figure 15

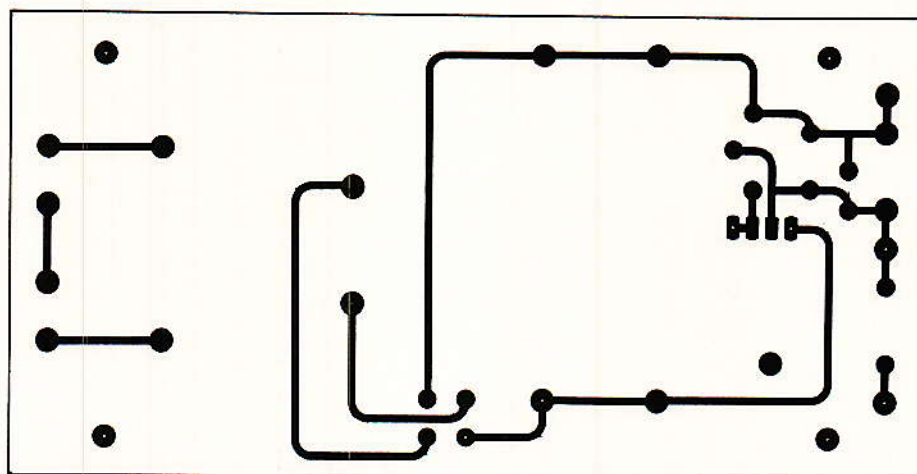
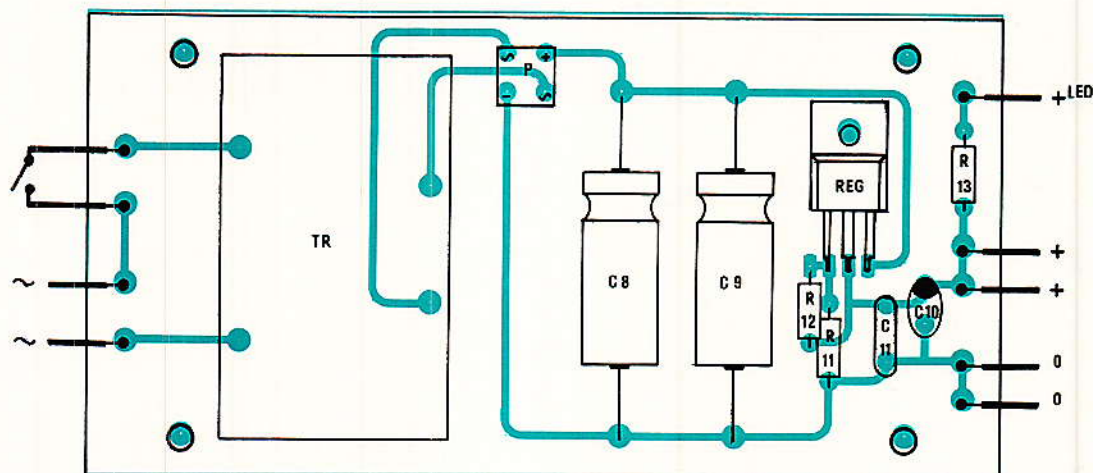


Figure 16



75 Ω équipée des LED. Le tracé des pistes de l'alimentation est représenté à la figure 15 et l'implantation des composants correspondants à la figure 16.

Avant de connecter alimentation et carte générateur, on s'assurera pour éviter la destruction des circuits MOS et surtout du SAA 1043, que la tension d'alimentation ne dépasse pas 6 V.

Le schéma de principe de la figure 10 peut être facilement modifié pour donner un générateur de barres seul - 4 circuits CMOS suffisent ou un générateur de mire de convergence seul - 6 circuits - le SAA 1043 est un circuit très performant, souple, d'emploi facile dès que l'on a acquis une bonne connaissance des divers signaux qu'il peut fournir. Nous aurons probablement l'occasion de réutiliser ce circuit dans d'autres applications vidéo.

François de DIEULEVEULT

Nomenclature

Circuits intégrés

IC₁: SAA 1043
 IC₂: HEF 4518
 IC₃: HEF 4049
 IC₄: HEF 4020
 IC₅: 4020
 IC₆: 4528
 IC₇: 4011
 IC₈: 4528 ou 4538
 IC₉: 4502
 IC₁₀: 4053

Résistances

R₁: 47 M Ω
 R₂: 10 M Ω
 R₃: 3 k Ω
 R₄: 330 Ω
 R₅: 33 k Ω
 R₆: 10 k Ω
 R₇: 220 k Ω ajustable
 R₈: 3,3 k Ω
 R₉: 220 Ω
 R₁₀: 390 k Ω
 R₁₁: 1 k Ω
 R₁₂: 220 Ω
 R₁₃: 1 k Ω

Condensateurs

C₁: 15 pF
 C₂: 15 pF
 C₃: 0,1 μ F
 C₄: 47 μ F/10 V
 C₅: 22 pF
 C₆: 4,7 nF
 C₇: 0,1 μ F
 C₈: 100 μ F 25 V
 C₉: 100 μ F 25 V
 C₁₀: 47 μ F/10 V
 C₁₁: 0,1 μ F

Diodes

D₁: 1N 4148
 D₂: 1N 4148
 D₃: LED bicolore \varnothing 5
 D₄: LED rouge \varnothing 5

Divers

K₁:
 K₂: } inverseur unipolaire miniature
 K₃: inverseur bipolaire miniature à point milieu 3 positions stables.

L : 220 μ H



La réception à 4 GHz exemple d'une réalisation amateur

Un équipement complet TVRO à 4 GHz est aujourd'hui excessivement coûteux, rien à voir avec le prix d'un TVC ce qui sera aussi le prix d'une installation de réception à 12 GHz dans deux ou trois ans.

Certains amateurs ont entrepris et mené à bien la réalisation d'une station de réception d'assez faible coût, 5 000 à 7 000 F parabole comprise. Tel est le cas de F 9 RF qui nous a transmis quelques clichés, de nombreux renseignements techniques et que nous remercions.

En fait, la description de stations de réception d'amateur à faible coût a commencé il y a quelques années déjà... aux USA. Citons, dans l'ordre chronologique, 73 Magazine Août 82 - Television Septembre 83 et plus près de nous Megahertz. Dans tous les cas, le synoptique de la station est identique et conforme à celui de Stephen Gibson paru dans 73 Magazine. Les réalisations diffèrent très légèrement en fonction des disponibilités ou approvisionnement des composants. Il est vrai qu'à l'origine, les schémas avaient été étudiés pour que le choix des composants soit excessivement peu critique.

Radio-Plans envisage une réalisation de ce genre, mais rien n'est encore décidé car une telle action doit être plébiscitée non seulement par les lecteurs mais aussi par les revendeurs, qui devraient stocker un matériel inhabituel et parfois encombrant. Nous nous bornerons aujourd'hui à la description de ces stations à faible coût, capables de recevoir, pour l'instant, GORIZONT.

Hormis l'attrait purement technique d'une telle réalisation, il ne faut pas perdre de vue qu'une parabole de 1,80 m n'autorise la réception que d'un seul canal (vidéo + son) et un canal son supplémentaire. Une parabole de 4 à 6 mètres décuplerait probablement les résultats. Le satellite US TDRS n'est pas encore opérationnel ou en panne selon les sources d'information. Le satellite Intelsat 9 doté de 2 canaux avec une PIRE de 40 dBW (comme GORIZONT) est prévu.

Après ce long préambule abordons le problème purement technique. Un système de réception par satellite se compose d'une partie outdoor et d'une autre indoor. La partie outdoor comprend l'antenne parabolique et l'électronique associée LNA — Low Noise Amplifier — et le convertisseur Down converter. Le signal à la fréquence intermédiaire qui en résulte est transmis à la partie Indoor. Cette deuxième partie comprend un deuxième mélangeur, des amplificateurs à la seconde fréquence intermédiaire qui attaquent les circuits démodulateurs vidéo, puis, des circuits d'extraction du son. Le signal vidéo est clampé et envoyé sur un moniteur, le signal audio peut être appliqué à un amplificateur quelconque.

Voilà, très brièvement le synoptique d'une station de réception, jusqu'à présent rien de nouveau, voyons maintenant comment réduire le coût. Nous éliminerons le cas de l'antenne qui, à notre avis, ne mérite pas les heures de travail nécessaires à sa fabrication. Avant de se lancer dans la construction d'une telle antenne, il est sérieux d'étudier soigneusement les paramètres temps d'exécution, performances, prix de revient.

OUTDOOR

Le véritable travail d'amateurisme commence par le LNA qui est équipé de quatre transistors FET As Ga. Dans ce domaine où il existe assez peu de choix, NEC fait office de référence même si l'on peut trouver quelques équivalents chez Mitsubishi.

Les transistors NE 72089 peuvent convenir $F = 1,3$ dB ainsi que les types NE 21889 $F = 0,9$ dB ou les références Mitsubishi. MGF 1402 : $F = 1,1$ à $1,3$ dB ou MGF 1412 $F = 0,8$ à $0,9$ dB.

A l'heure actuelle, chaque transistor coûte approximativement 180 F, c'est un composant fragile qui nécessite quelques précautions. Ne pas oublier que la destruction d'un ou plusieurs de ces composants ac-

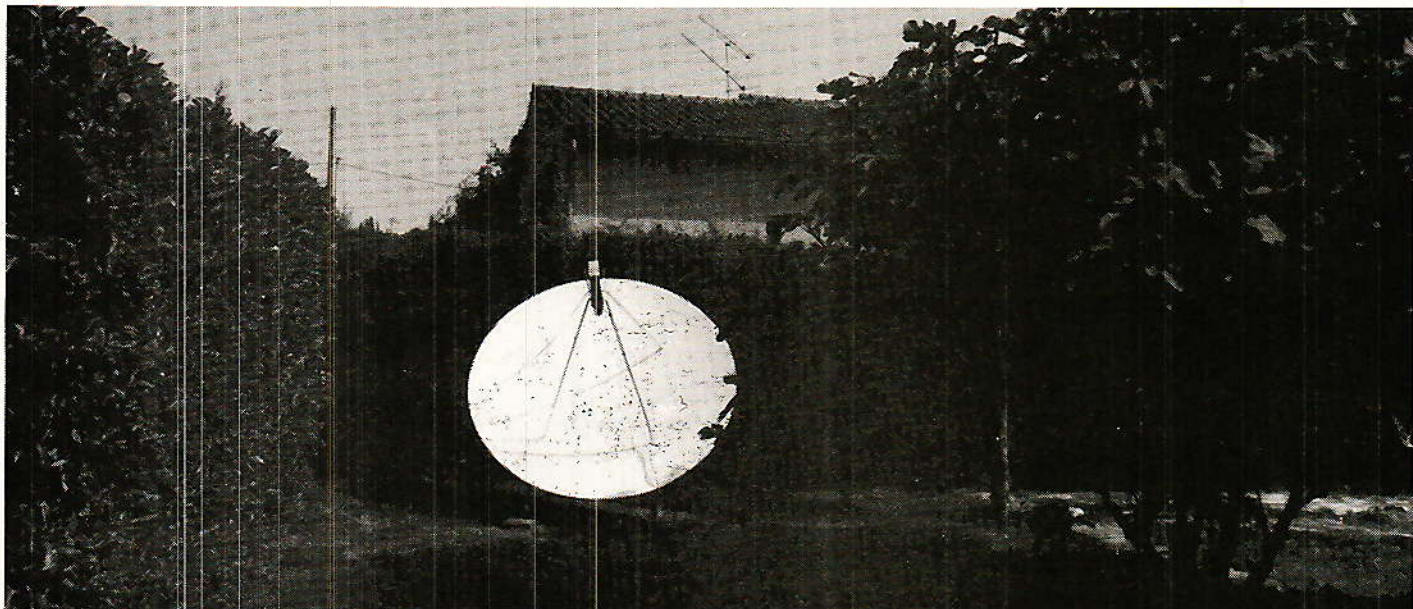
par exemple ou l'emploi d'un module Anzac ou Mini Circuit. Dans son système F 9 RF emploie deux diodes Schottchy RTC BAT 14.

L'oscillateur local doit couvrir la bande 2,8 à 3,7 GHz. Une fois de plus il existe de nombreuses solutions. Quelques amateurs, outre atlantique, ont obtenu de bons résultats avec les transistors Motorola MRF 901. Cette solution n'est pas évidente surtout si l'on ne dispose pas d'un analyseur de spectre 5 GHz. La solution de facilité mais pas forcément économique passe par un VCO Avanteq VTO 8240. Dans la majeure partie des cas ne pas oublier que le VCO doit fournir environ + 7 dBm au mélangeur. Dernier point critique l'amplificateur à la première fréquence intermédiaire. La première FI est choisie entre 500 et 600 MHz.

A ce stade le signal doit être amplifié, le gain est compris entre 40 et 50 dB. Le facteur de bruit global de la station est déterminé par le facteur de bruit de l'étage d'entrée et le facteur de bruit des étages suivants intervient peu. Cette amplification ne pose quasiment aucune difficulté : modules MWA 120 Motorola, ou modules NEC μ PC 1651 (environ 15 F) $G = 19$ dB $F = 5,5$ dB ou NEC MM 765 $G = 18$ dB $F = 5,5$ dB BP = 1,2 GHz.

Le signal de sortie à la première fréquence intermédiaire est envoyé par un câble coaxial approprié R 658 à l'unité Indoor.

Tous les sous-ensembles de la partie Outdoor sont réalisés sur des circuits verre teflon double face ép 8/10. Ce matériau est courant dans l'industrie mais peu diffusé.

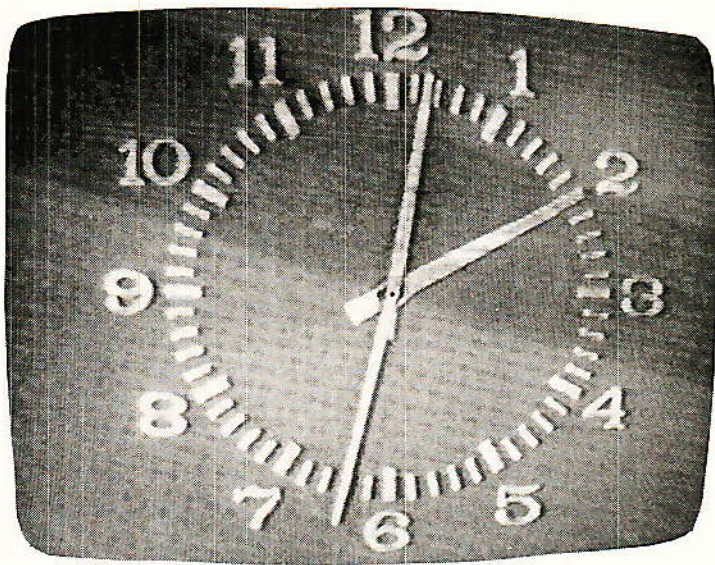


croît très rapidement le coût de la réalisation.

Ces transistors sont disponibles chez les grossistes et chez quelques revendeurs spécialisés en HF. Si la réalisation du LNA apparaît comme trop compliquée ou trop hasardeuse on peut se tourner vers certains modules dont nous vous avons déjà parlé. Ajoutons à cette liste un module fabriqué par TRW et distribué par Tekelec. Dans la bande de 2 à 8 GHz le gain est compris entre 35 et 40 dB. Malheureusement le facteur de bruit est relativement élevé : $F < 5$ dB.

Le signal à 4 GHz amplifié par le LNA est envoyé au mélangeur. Pour ce sous-ensemble, plusieurs solutions sont envisageables. La réalisation complète du mélangeur à partir de diodes Schottchy MDR 101 Motorola ou Hewlett Packard 5082-2817





INDOOR

Les sous-ensembles constituant la partie Indoor sont d'une part beaucoup plus simples et moins coûteux et d'autre part ne nécessitent pas autant de précautions. Il s'agit en fait d'électronique que l'on peut qualifier de traditionnelle.

Le signal à la première FI est appliqué sur l'entrée d'un tuner TV modifié. Le filtre de sortie existant doit être éliminé et remplacé par un filtre à 70 MHz avec une largeur de bande de 30 MHz.

Selon la configuration adoptée, un premier oscillateur fixe ou variable, l'accord est réalisé soit par l'accord du premier oscillateur local soit le second, soit les deux. Le signal à la deuxième fréquence intermédiaire est filtré (filtre LC ou filtre à onde de surface) et amplifié par des modules MVA 120 ou NEC μ PC 1651.

On arrive finalement aux circuits de démodulation vidéo et son. Même s'il s'agit d'une circuiterie simple, elle est souvent mal réalisée et mal conçue. Dans les premiers articles présentés dans A5 Magazine, ce module a connu de nombreuses variantes et subit autant de modifications.

La démodulation est confiée à un circuit Motorola MC 1357 ou Signetics NE 564. Hélas, ces circuits ne sont absolument pas prévus pour fonctionner jusqu'à 70 MHz. Le NE 564 est donné pour 50 MHz max. Dans les divers articles de A5 Magazine, on constate que le NE 564 a été utilisé dans les premières versions, puis abandonné par manque de stabilité, ce qui n'avait rien d'étonnant. Le NE 564 Signetics a donc laissé la place au MC 1357 Motorola qui n'apportait qu'une amélioration minime. Le remède final a été enfin

trouvé en plaçant un diviseur par deux, bascule ECL, après l'étage amplificateur FI et avant le démodulateur. A 35 MHz on entre dans le domaine de bon fonctionnement des deux circuits Signetics et Motorola.

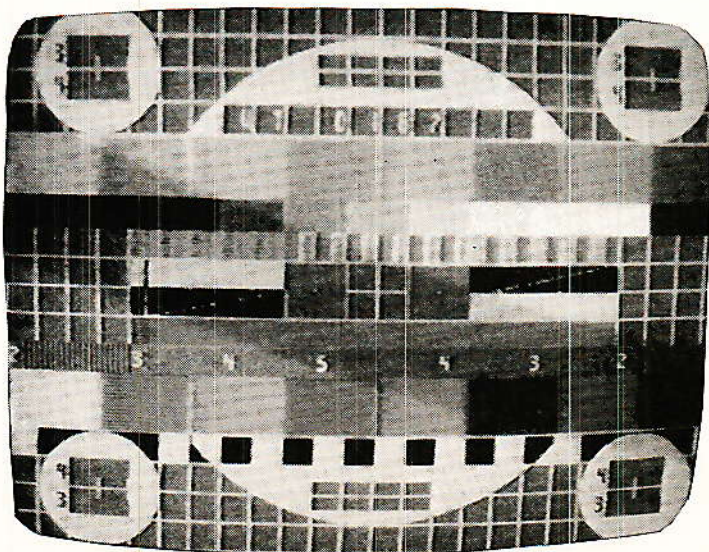
De nouveaux circuits intégrés doivent permettre le fonctionnement jusqu'à plusieurs centaines de MHz. Tel est le cas du circuit Plessey SL 1452, ce circuit se présente en boîtier DIL 8 broches. Le signal à la deuxième FI est envoyé au circuit qui ne réclame qu'un circuit oscillant pour accomplir la démodulation et délivrer directement le signal vidéo composite. Le facteur de qualité du CO agit sur la bande passante obtenue en sortie : $Q = 10 \text{ BP} = 7,5 \text{ MHz}$
 $Q = 6 \text{ BP} = 14 \text{ MHz}$. Aucun problème pour récupérer la sous porteuse à 4,43 en PAL, ou les sous porteuses à 4,250 et 4,406 en Secam. Aucun problème non plus pour extraire le signal audio présent dans une sous porteuse à environ 6 MHz. Pour récupérer le signal audio, il est bon, comme F 9 RF, d'employer un PLL, on trouve en effet suivant le satellite et le transpondeur, différentes sous porteuses : 7,0 MHz, 7,5 MHz, 5,2 MHz, 6,2 MHz, 6,4 MHz, 6,6 MHz, 6,8 MHz. Inutile de s'apessantir sur l'amplificateur BF, mais regardons le trajet du signal vidéo. Après démodulation, le signal vidéo doit être légèrement amplifié, le NE 592 se prête bien à cet usage et est assez répandu. Plus important que l'amplification, le signal vidéo, doit être clampé — mise au niveau du noir — Il existe là aussi de nombreux circuits.

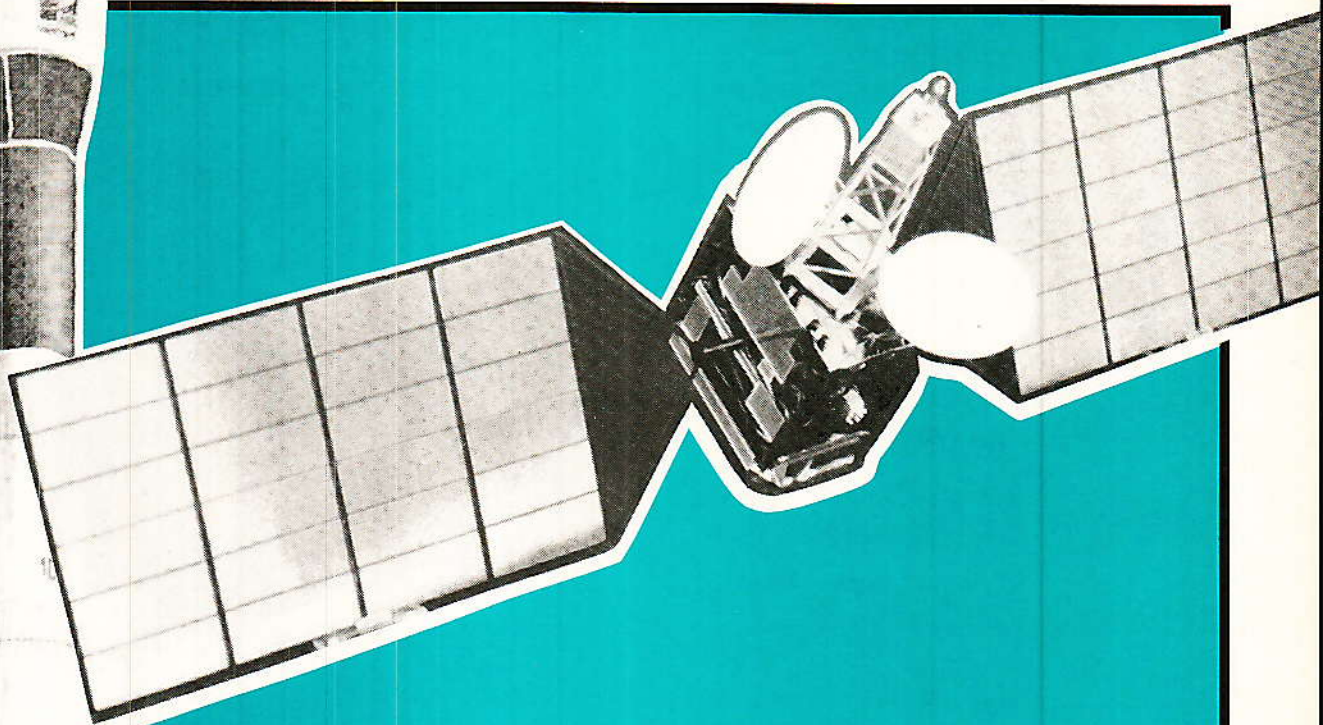
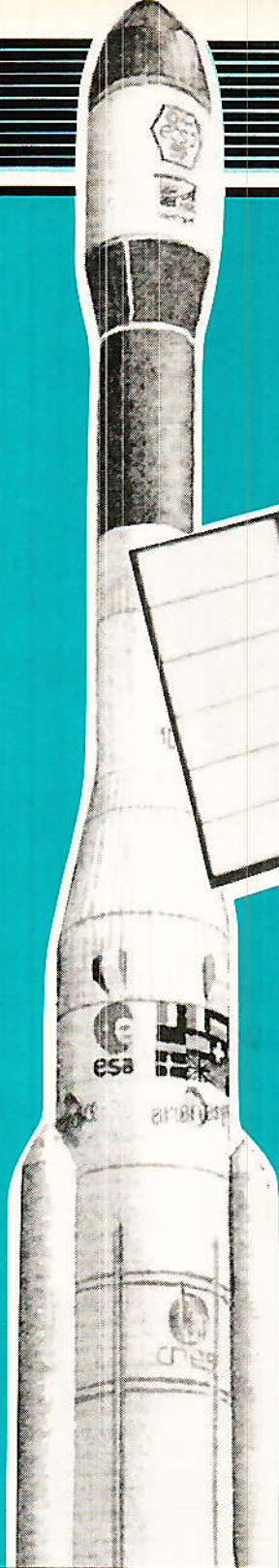
La station de réception est désormais complète, la vidéo est envoyée sur le moniteur via le décodeur couleur approprié, et l'audio sur un amplificateur BF.

Voilà, en quelques lignes, comment concevoir une station de réception à faible coût. Cette station sera décrite dans Radio-Plans à certaines conditions : Vif intérêt manifesté par nos lecteurs bien sûr et pas seulement curiosité technique. Une telle parution n'est viable que si les réalisateurs sont nombreux.

Plusieurs accords devront ensuite être passés avec une grande majorité des revendeurs désirant distribuer les composants nécessaires à cette réalisation. Soyez donc nombreux à répondre à notre appel pour la réalisation d'une station de réception à 4 GHz dans Radio-Plans.

François de Dieuleveult





LISTE DES SATELLITES GÉOSTATIONNAIRES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS ET DE TÉLÉVISION 2^e Partie

La liste que nous reproduisons a été établie grâce à l'utilisation de plusieurs sources d'information, parmi lesquelles nous trouvons celles produites par divers organisations et sociétés internationales ou nationales comme l'Union internationale des télécommunications (Journal de l'UIT), l'Eutelsat, l'Intelsat, l'Agence spatiale européenne, le CNES, la DGT, etc.

Nous remarquons que l'utilisation de multiples sources, nous apporte parfois des données relatives différentes se rapportant à un même satellite, comme la date de lancement, la PIRE, les fréquences, le nombre de récepteurs ou canaux. La désignation usuelle d'un satellite ne concorde pas nécessairement avec l'identification officielle. Quant aux positions orbitales données, elles peuvent varier de quelques ° à un déplacement relativement important en orbite, dans le temps et de façon dépendante de l'utilisateur avec l'accord des organisations compétentes.

D'une façon générale, ce tableau mis à jour à la mi-1984 ne donne qu'un aperçu des satellites de télécommunications et des futurs satellites de TV direct (TVDS), en service, en arrêt momentané, en projet et dont la position orbitale s'inscrit dans une fourchette de 150°, ce qui peut les rendre théoriquement visibles depuis un site proche de la longitude 0°. (Les longitudes extrêmes 75° ouest/est pouvant être dépassées ou ne pas être atteintes.)

LISTE DES SATELLITES GÉOSTATIONNAIRES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS ET DE TÉLÉVISION

LOCALISATION	DATE DE MISE EN SERVICE	IDENTIFICATION	ORIGINES	FRÉQUENCES EN GHZ											P.I.R.E. dBW	OBSERVATIONS	
				<1	3	4	6	7	11	12	14	>15					
40,5	80	INTELSAT 4F3	— INTELSAT — ETR (E-U)		X	X	X									> 20	— TELECOM — TV
42	P	GRENADA 1	— GRENADA — nd						X							np	— TVDS
42 ↓ (53)	77	INTELSAT 4F7	— INTELSAT — CSG (F)		X	X										> 20	— TELECOM — TV : 2 répéteurs
43	85	INTELSAT 5	— INTELSAT — nd		X	X	X		X			X				21/29	— TELECOM — TV : 2 répéteurs
45	85	SBTS A1	— BRESIL — BRESILSAT — nd		X	X	X		X							≈ 65	— TVDS — TELECOM
50	P	INTELSAT 5A	— INTELSAT — nd		X	X	X		X			X				n.p.	— TELECOM — TV : 2 répéteurs
52,5	75	INTELSAT 4F1	— INTELSAT — ETR (E-U)		X	X	X									> 20	— TELECOM — TV : 2 répéteurs
53	P	INTELSAT 5...	— INTELSAT — nd		X	X	X		X			X				21/29	— TELECOM — TV : 2 répéteurs
57	87/88	DIGISAT	— E-U — DIGITAL TELSAT — nd		X	X	X									37	— TV — 24 répéteurs
60	P	SBTS A4	— BRESIL — BREZISAT — nd		X	X	X		X							≈ 65	— TELECOM — TVDS
65	P	SBTS A2	idem		X	X	X		X							idem	idem
65	P	SBTS A3	idem		X	X	X		X							idem	idem

LONGITUDE OUEST 40,5° → 65°

LOCALISATION	DATE DE MISE EN SERVICE	IDENTIFICATION	ORIGINES	FRÉQUENCES EN GHZ											P.I.R.E. dBW	OBSERVATIONS
				<1	3	4	6	7	11	12	14	>15	LONGITUDE OUEST 67° → 79°			
													67	79		
67	85	SATCOM 6	— E-U — R.CA — nd	X	X	X									34	— TVDS 24 répéteurs
69	84/85	SPACENET	— E-U — G.T.E. — C.S.G.	X	X	X									33/36	— TVDS 12 répéteurs
70	P	CANADA BSS	— CANADA					X							≈ 65	— TVDS
71	P	URUGUAYSAT	— URUGUAY					X							≈ 65	— TVDS
72	84	SATCOM F2R	— E-U — R.CA — ETR	X	X	X									34	— TVDS 24 répéteurs
73	86	SATCOL 1	— COLOMBIE	X	X	X			X						≈ 30 ≈ 65	— TELECOM — TV
74	84	GALAXIE 2	— E-U — HUGES — ETR-(E-U)	X	X	X									35	— TV : 24 répéteurs
76	85	TELSTAR 3A	— E-U — A.T.T. — ETR (E-U)	X	X	X									32/35	— TV : 20 répéteurs
77	77	CONSTAR F1	— E-U — CONSTAR-GENERAL — ETR (E-U)	X	X	X									32	— TV : 24 répéteurs
77	78	CONSTAR F2	idem	X	X	X									32	idem
77	87	SATCOM K1	— E-U — RCA — nd	X	X	X									45	— TV : 16 répéteurs
78	85	WESTAR 6	— W.U.T. — ETR (E-U)	X	X	X									34	— TV : 24 répéteurs
79	77	WESTAR F2	idem	X	X	X									33	— TV : 12 répéteurs

LONGITUDE EST 1° → 13°

LOCALISATION	DATE DE MISE EN SERVICE	IDENTIFICATION	ORIGINES	FRÉQUENCES EN GHZ											P.I.R.E. dBW	OBSERVATIONS	
				<1	3	4	6	7	11	12	14	>15					
1	77	INTELSAT 4F8	— INTELSAT — ETR (E-U)		X	X	X									> 20	— TELECOM — TV : 2 répéteurs
4	P*	TELECOM 1C	— FRANCE — DGT — CSG (F)		X		X			X		X				voir T A1	— TELECOM — TV VIDEOCOMMUNICATION — TRAFIC MILITAIRE * de réserve au sol
5 ↑ 10	78	OTS	ASE ↓ EUTELSAT	X						X		X			40	— TELECOM — TRAFIC UER/CEPT Conférence Européenne des Postes et Télécommunications	
7	86/87	TELE X (NORD SAT)	— SUEDE — CSG						X						≅ 65	— TVDS : 5 répéteurs	
7	P*	GDL 3 Grand Duché du Luxembourg	— LUXEMBOURG — SLS		X	X	X		X		X		X		43 ≅ 65	— TELECOM./AFFAIRES — TVDS * incertain	
7	P*	ECS 3 ↓ EUTELSAT 1F3	ASE ↓ EUTELSAT								X		X		43 maxi	* de réserve	
7* ↑ 10	84	ECS 2 ↓ EUTELSAT 1F2	ASE ↓ EUTELSAT — CSG (F)								X		X		43 maxi	— TELECOM/TV : 9 répéteurs — AFFAIRES-VIDEOCOMMUNICATION UER-CEPT * Fin 84 : 7° Est	
13	83	EUTELSAF 1F1 (ex. ECS 1)	— EUTELSAT — CSG							X		X			43 maxi	— TV : 8 programmes — TRAFIC UER*LEPT * Union Européenne des radiocommunications	

Sigles :

- BAI : Baïkonour
- ASE/ ESA : Agence Spatiale Européenne
- CSG : Centre Spatial Guyannais
- ETR : Eastern Test Range (États-Unis)
- nd : non défini

- X : n° du canal
- P : prévision
- INTELSAT : Organisation Internationale des télécommunications par Satellite
- F : France
- E-U : États-Unis

suite de la page 34

plitude à l'intérieur de chaque octave par rapport aux autres. Ainsi de 500 à 1 000 Hz et de 8 000 à 16 000 Hz par exemple.

Un bruit blanc est réalisable au moyen d'une jonction semi-conducteur, mais les résultats sont assez variables avec l'échantillon. Pour pallier cet inconvénient, NS a sorti un générateur de bruit blanc de principe digital en technologie MOS, qui est en fait un générateur de séquences pseudo aléatoires. Le schéma interne de ce circuit, le MM 5837, est visible figure 5. Ici 2 et 1 sont à la masse, 4 au + alimentation et 3 est la sortie.

Le circuit est présenté en boîtier DIL 8 broches.

On filtrera à - 3dB/octave la sortie du MM 5837 de façon à obtenir un bruit rose superposé à une tension continue.

Le schéma de principe du FA 2

Il est donné figure 6. Chaque circuit intégré AOP est un modèle double, ce qui explique que l'on ait deux fois la même référence. Une moitié de IC₃ est montée en amplificateur de différence de façon à disposer de la classique entrée symétrique. Des essais au niveau du prototype nous ont conduit à mettre une capacité de 100 pF en parallèle sur R₄ notée C_x mais non reportée sur le schéma, nous y reviendrons. De là, nous entrons dans le filtre passe-haut inverseur dont le gain dans la bande passante est de - 0,5, compensé par le gain de 2 de l'étage d'entrée. L'addition dans l'autre moitié de IC₄ équivaut donc à une soustraction entre le signal global et l'aigu, le tout avec une nouvelle inversion. Enfin, P₁ et P₂ règlent les volumes aigus et graves et IC₅ en booster permet une sortie à basse impédance. Maintenant IC₆ délivre le bruit blanc filtré par un réseau assez compliqué de résistances et capacités pour avoir le bruit rose. Un simple réseau RC filtre à - 6 dB/octave. Pour avoir - 3 dB/octave, il faut employer une astuce consistant à annuler partiellement par les zéros les pôles d'un filtre passe-bas complexe. Notons que le résultat est une « parfaite » ($\pm 1/4$ dB) réponse de 10 Hz à 40 kHz et le générateur délivre un bruit rose à distribution spectrale plate de 20 Hz à 20 kHz. La dernière moitié de IC₃ sert d'adaptateur d'impédance et supprime en grande partie la com-

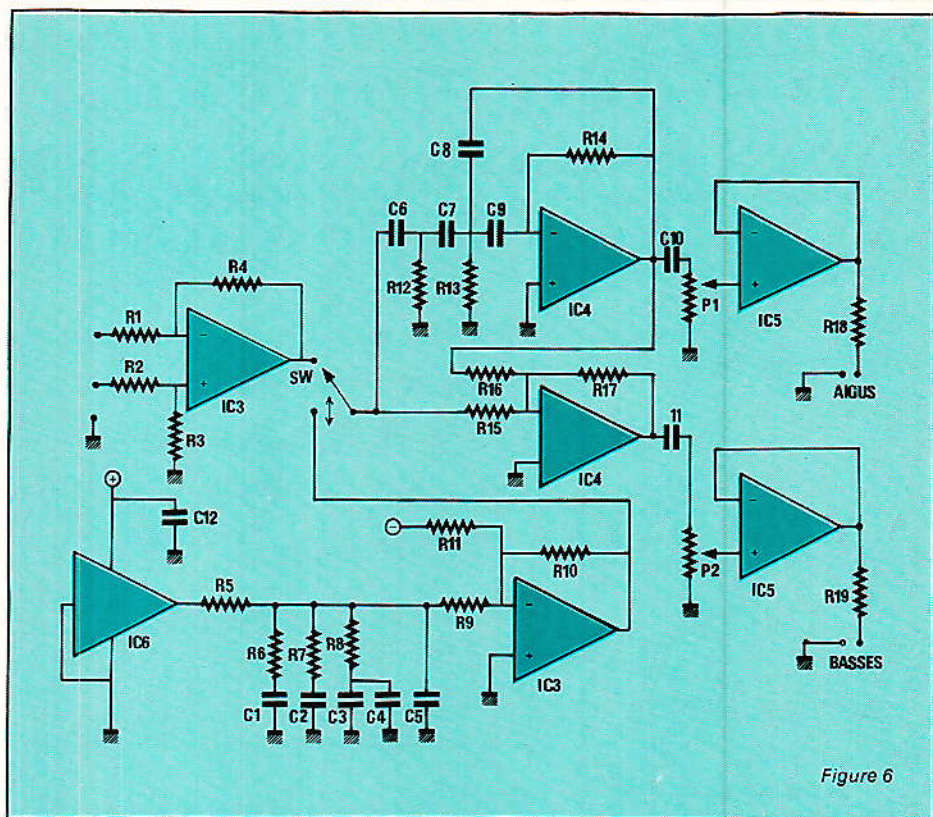


Figure 6

posante continue de 8,5 volts à sa sortie, grâce à R₁₀ connectée au - alimentation. Une résistance R₂₀, non indiquée sur le schéma, est connectée à la sortie de IC₃ pour y relier une prise délivrant le bruit rose à l'extérieur.

Quant à l'alimentation, un transfo 2 x 15 volts 3 VA, 1 pont de diode, un filtrage par les capacités C_F et C_d et deux régulateurs + 15 volts et - 15 volts, IC₁ et IC₂ et le tour est joué, rien que du très classique. Le fusible sera un modèle 200 mA retardé (voir figure 7).

Réalisation

Le FA 2 ne pose aucun problème de réalisation ni de mise au point.

Figures 8 et 9 nous avons circuit imprimé et implantation. Attention à bien mettre les 3 straps. Pour notre prototype, nous avons utilisé un petit coffret avec façades en plastique, ce n'est pas très cher, mais en branchant des jacks la façade s'enfonce un peu compte-tenu du matériau utilisé. Un mot sur le condensateur C_x de 100 pF céramique, il sera relié aux bornes de R₄ et supprimera une oscillation de l'étage d'entrée symétriseur, oscillation remarquée lors des essais. Donc ne pas oublier C_x en parallèle sur R₄, la HF ne s'entend pas mais gare aux amplis qui eux encaissent. On choisira pour les AOP des TL 082 ou TL 072, les NE 5532 sont encore mieux mais beaucoup plus chers, quant aux doubles 741 style 1458, leur slew rate est trop juste !

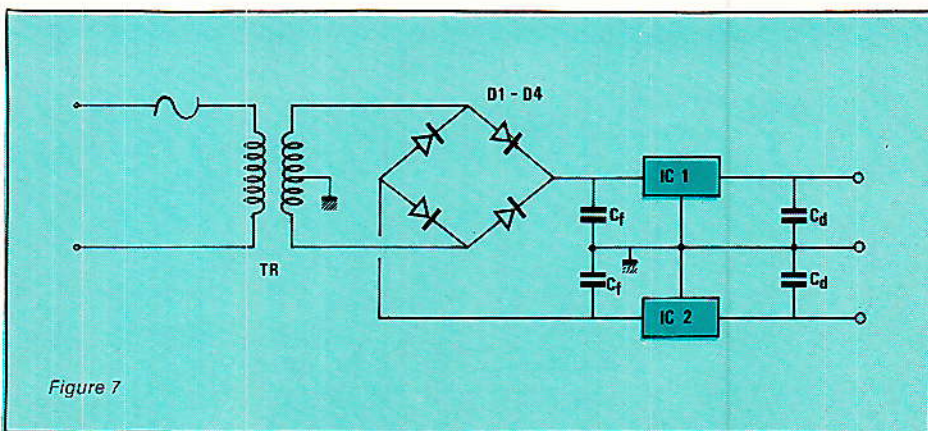
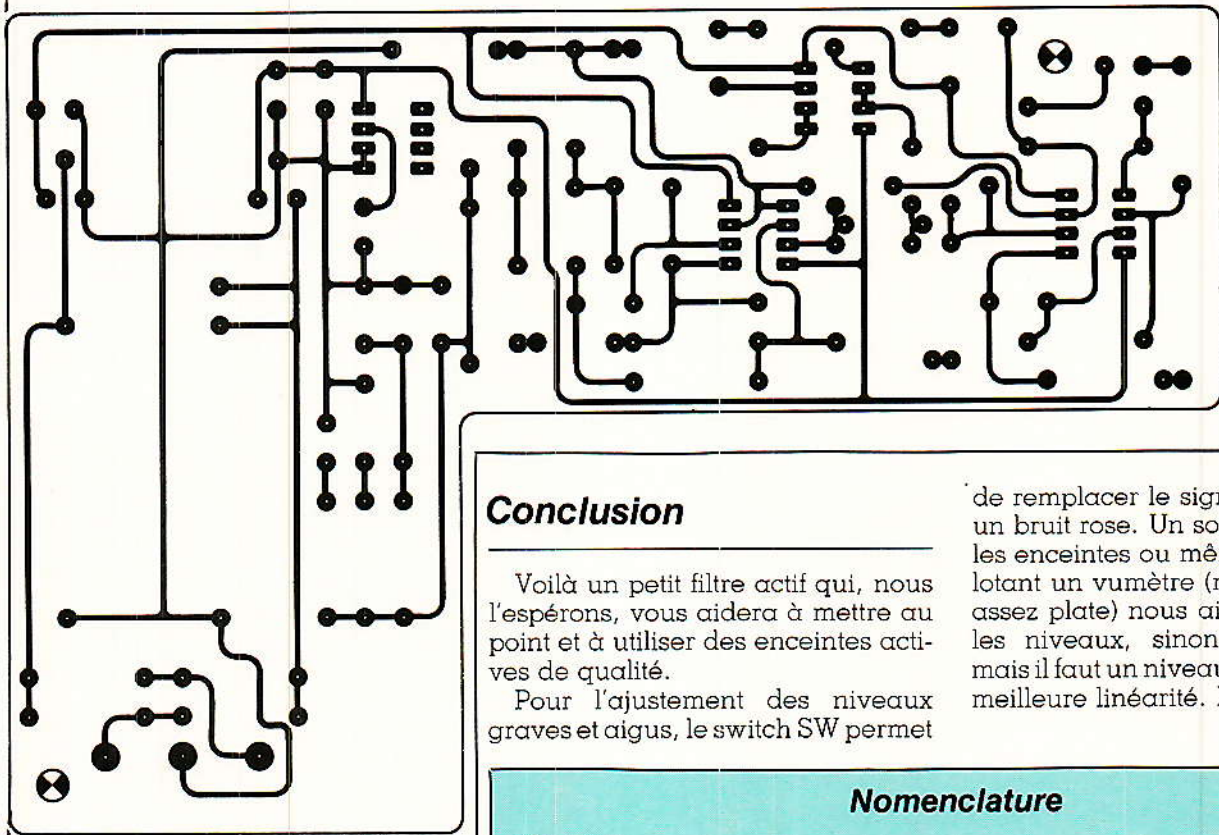


Figure 7

Figure 8



Conclusion

Voilà un petit filtre actif qui, nous l'espérons, vous aidera à mettre au point et à utiliser des enceintes actives de qualité.

Pour l'ajustement des niveaux graves et aigus, le switch SW permet

de remplacer le signal d'entrée par un bruit rose. Un sonomètre devant les enceintes ou même un micro pilotant un vumètre (micro à réponse assez plate) nous aidera à égaliser les niveaux, sinon, l'oreille suffit mais il faut un niveau élevé pour une meilleure linéarité. Bonne chance.

G. GINTER

Nomenclature

Résistances

R₁: 22 kΩ R₁₂: 6,2 kΩ
 R₂: 22 kΩ R₁₃: 6,8 kΩ
 R₃: 47 kΩ R₁₄: 50 kΩ (2 × 100 kΩ)
 R₄: 47 kΩ R₁₅: 100 kΩ
 R₅: 6,8 kΩ R₁₆: 47 kΩ
 R₆: 3 kΩ R₁₇: 47 kΩ
 R₇: 1 kΩ R₁₈: 220 Ω
 R₈: 300 Ω R₁₉: 220 Ω
 R₉: 47 kΩ R₂₀: 220 Ω
 R₁₀: 82 kΩ P₁, P₂: 22 kΩ Log
 R₁₁: 47 kΩ

C₁₁: 3,3 μF 25 V
 C₁₂: 100 μF 25 V
 C_F: 2 × 1 000 μF 25 V
 C_d: 2 × 10 μF 25 V
 C_x: 100 pF

Circuits intégrés et diodes

IC₁: 7815 IC₄: TL 072
 IC₂: 7915 IC₅: TL 072
 D₁ à D₄: 1 N4002 IC₆: MN 5837 (NS)
 IC₃: TL 072

Condensateurs

C₁: 1 μF 25 V C₆: C voir texte
 C₂: 0,27 μF C₇: C voir texte
 C₃: 47 nF C₈: C voir texte
 C₄: 47 nF C₉: C voir texte
 C₅: 33 nF C₁₀: 3,3 μF 25 V

Divers

Coffret ESM Réf : EC 18/07 FP, prise, jacks, supports CI, transfo 2 × 15 volts 3 VA, fils, etc.

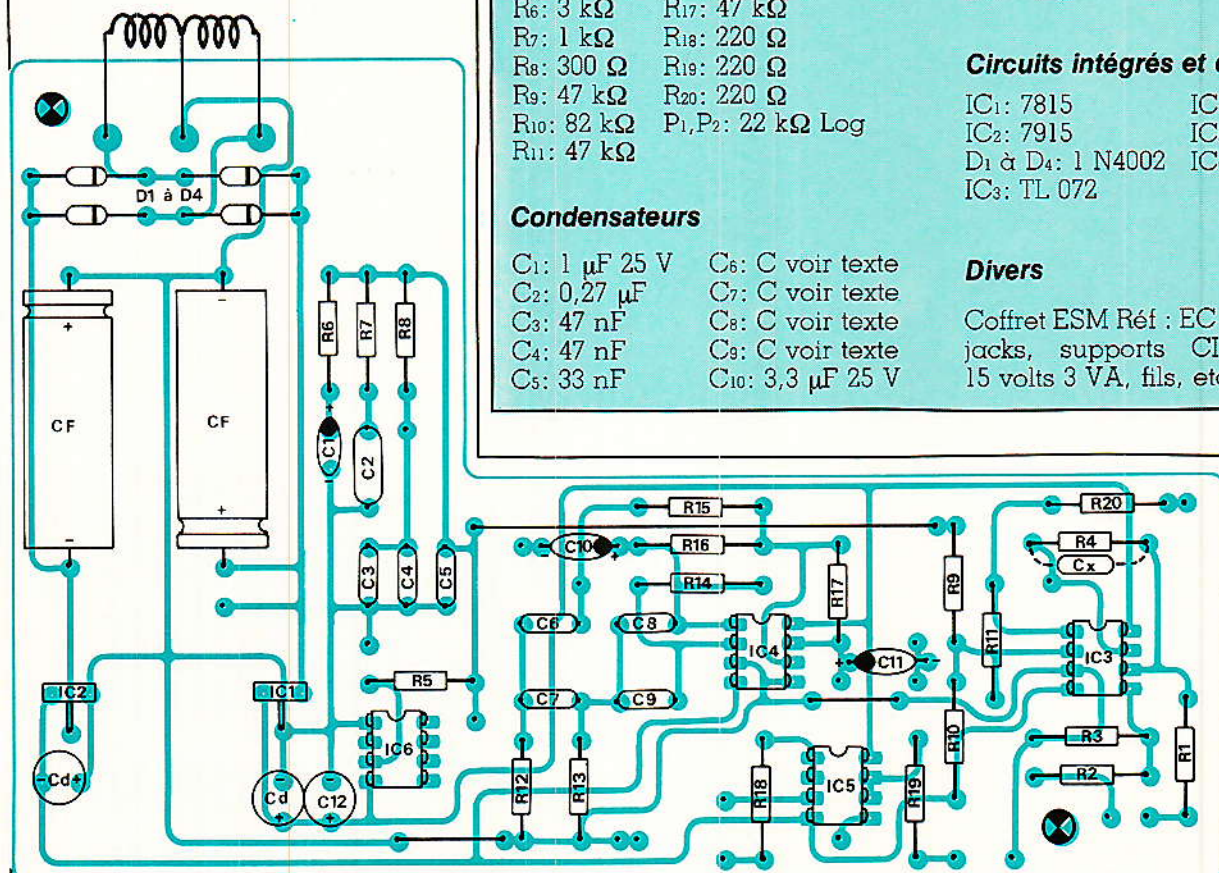


Figure 9

DIGITAL annonce un nouveau circuit de transmission baptisé DC 349

Digital Equipment vient d'annoncer un nouveau circuit de transmission qui incorpore, dans un seul circuit intégré, huit lignes asynchrones. Cette nouvelle puce, baptisée DC 349, est destinée à satisfaire une demande croissante en ligne asynchrones, pour connecter les terminaux, les imprimantes ou d'autres périphériques à des micro-ordinateurs 16 et 32 bits, des concentrateurs de terminaux et des multiplexeurs.

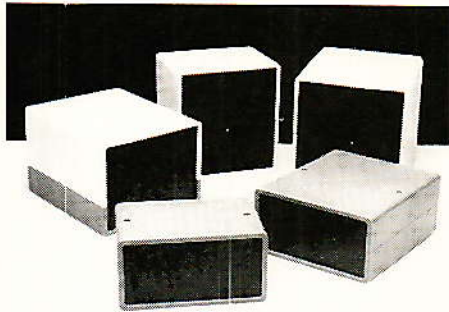
Ce nouveau circuit MOS de 68 broches est monté directement sur support standard JEDEC. Du point de vue fonctionnel, il équivaut à huit émetteurs/récepteurs asynchrones universels (UART). Il comprend des générateurs de fréquence pour chaque ligne supportant des débits allant de 50 à 19.200 bits par seconde.

Le DC 349 réalise la plupart des fonctions de gestion de transmission et de réception de caractères exécutées à l'heure actuelle par des circuits bien plus nombreux. Son bus multiplexé de données et d'adresses, ainsi que ses signaux de synchronisation sont compatibles avec de nombreux microprocesseurs 8, 16 et 32 bits. En outre, il peut fonctionner sur la plupart des bus d'E/S de plus gros systèmes, et ceci, avec un interfacement minimum.

Il est possible de gérer le composant par interruption ou par interrogation des registres d'état.

Selon Digital, la transmission des données et les marchés qui s'y rattachent connaissent actuellement une très forte croissance. Cette forte croissance, qui concerne aussi bien des applications nouvelles que déjà existantes, donne au circuit DC 349 une avance sur ses concurrents.

Le DC 349 remplace aisément quatre composants DUART à double voie de transmission, ou huit UART doté de générateurs de fréquence. Par rapport à ces différentes conceptions, le DC 349 est moins coûteux, occupe moins d'espace sur le circuit imprimé et consomme moins d'énergie tout en offrant une plus grande fiabilité. Ces avantages contribueront au succès de ce composant auprès des industriels de l'électronique pour toutes les nouvelles applications.



Une nouvelle gamme de coffrets chez FRANCLAIR

Franclair Electronique distributeur des coffrets TEK0 et STRAPU, commercialise une nouvelle gamme de coffrets plastique sous la marque HOBBYBOX.

Il s'agit d'une série de coffrets en matière plastique antichoc (ABS), constitués de deux demi-coquilles grises enserrant deux faces plastiques noires d'épaisseur 2 mm.

Des cheminées sont ménagées dans les coquilles au thermoformage de façon à permettre la fixation des circuits imprimés à l'aide de vis auto-tarçadeuses, et l'assemblage total avec deux boulons.

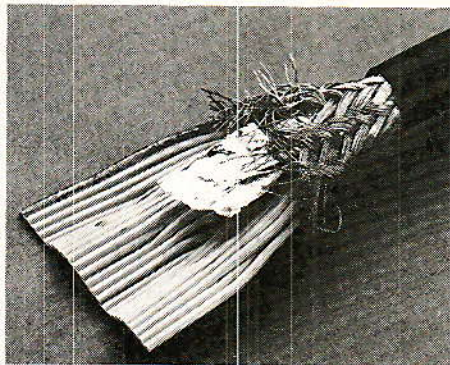
Cette série comporte six modèles dont les dimensions et références sont les suivantes :

- AC 11P : 120 x 60 x 80 mm.
- AC 12P : 120 x 90 x 80 mm.
- AC 22P : 120 x 120 x 80 mm.
- AL 11P : 120 x 60 x 140 mm.
- AL 12P : 120 x 90 x 140 mm.
- AL 22P : 120 x 120 x 140 mm.

Ces coffrets sont déjà en vente dans tous les magasins spécialisés à un prix très compétitif.

Ils sont conditionnés sous blister et sont également livrables avec des faces avant et arrière en aluminium.

**FRANCLAIR
ELECTRONIQUE**
BP 42
92133 Issy-les-Moulineaux



Nouveau câble plat blindé 3M

Le nouveau câble plat sous gaine ronde avec écran de blindage 3695 de 3M permet aux constructeurs de matériels électroniques de réaliser des cordons de liaisons répondant aux exigences du F.C.C. pour les appareils de classe A (matériels professionnels) et de classe B (matériels Grand Public), en ce qui concerne la protection contre les interférences EMI/ESD (Électromagnétiques/Électrostatiques).

Ce nouveau concept de câble de transmission de données allie les avantages du câble plat — mise en œuvre aisée, économique et fiable grâce aux connecteurs auto-dénudants — à la souplesse et au faible encombrement des câbles ronds. Les données transmises dans le câble 3695 de 3M sont protégées contre les interférences EMI/ESD par un

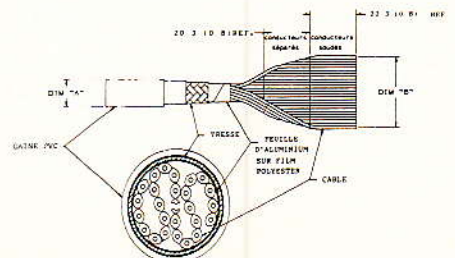
double blindage : une tresse de cuivre recouvre l'ensemble du câble, elle-même enveloppée dans une feuille d'aluminium. Une gaine PVC noire, conforme aux normes U.L., enveloppe l'ensemble du câble.

Ce câble permet de réaliser des liaisons externes entre appareils. Raccordé à des connecteurs 3M Delta au pas de 1,27, à carcasse métallique, il constitue des cordons de liaison répondant totalement aux exigences du F.C.C..

Afin d'avoir une mise en œuvre aisée, tout en assurant sa souplesse, le câble 3695 présente une succession de plages de connexion séparées les unes des autres.

Proposé à un prix très compétitif, le câble plat sous gaine ronde avec écran de blindage 3695 de 3M est actuellement disponible en 25 points. Il sera très prochainement proposé en 50, 24, 36, 37, 9, 14 et 64 points.

Pour toute demande complémentaire, veuillez contacter Catherine TOMASI au (3) 031.75.48.



Après le premier reportage consacré au Comptoir du Languedoc dans notre numéro de Septembre, nous avons marqué une pose afin d'enregistrer les réactions suscitées par cette nouvelle rubrique. Les appréciations diverses sur ce sujet (bon, mauvais...) ont été formulées principalement par les représentants de la profession de détaillants, alors que nous aurions souhaité une manifestation plus importante des lecteurs.

De notre côté, ces rencontres avec les responsables de magasins de détail de composants électroniques sont l'occasion d'échanger nos points de vue respectifs concernant les divers aspects de ce marché, ses tendances, ses points noirs et si possible d'en tirer les enseignements qui le feront évoluer vers une meilleure distribution. C'est également, par le biais de ces revendeurs qui sont en contact tout au long de l'année avec vous, amis lecteurs, le moyen de mieux vous connaître.

Dans l'ensemble, les avis étant plutôt favorables à la poursuite de ces reportages, nous tenterons de traiter en alternance Paris et la province. Nous sommes donc allés ce mois-ci à la rencontre d'un détaillant parisien :



C'est Gérard Peron, le patron des PENTA qui nous accueille à PENTA 16 et qui, en guise d'entrée en matière, nous mène devant une petite vitrine où ne sont pas exposés des appareils ou composants électroniques, mais des coupes et des photos de voitures.

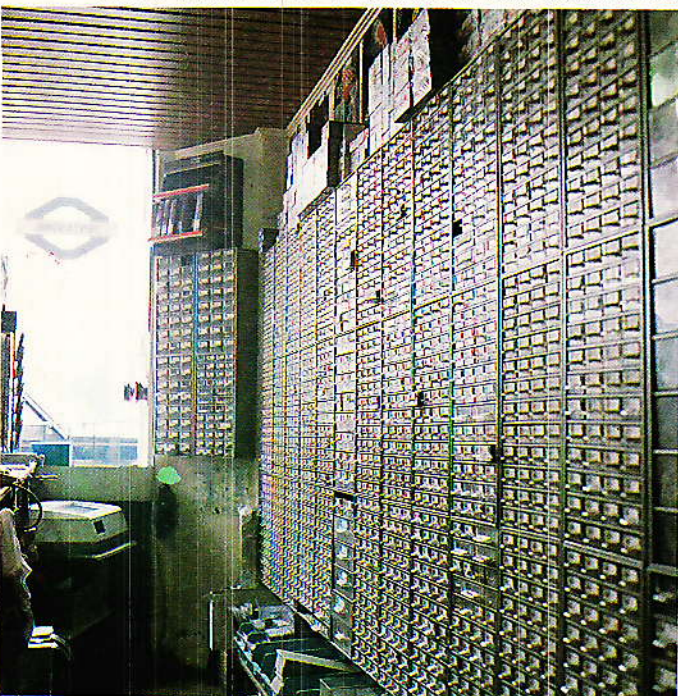
— Savez-vous que nous sommes sponsor d'une équipe de football et de deux voitures de rallye cross ?

Cette année nous avons engagé une Alpine et une Golf GTI équipées de moteurs Mignonet mais pour la prochaine saison, nous alignerons une RS turbo et une Audi Quattro pilotée par un technicien de PENTA 16, toujours équipée de moteurs Mignonet, des voitures faites pour gagner !

Le ton est donné, chez PENTA on gagne !

La société PENTASONIC c'est au début, en 1975, deux associés dans un local situé près du pont de Grenelle ; une partie de l'actuel magasin PENTA 16.

Des débuts difficiles, mais la volonté de s'accrocher raconte G. Peron. Moins de dix ans après, on peut parler d'une belle réussite



Détaillants grand public, qui êtes-vous



commerciale, trois magasins bien installés portent à Paris l'enseigne 'PENTASONIC' ; PENTA 16, 13 et 8 dans l'ordre chronologique. Vingt trois personnes constituent l'équipe PENTA, un terme qui semble cher à son patron.

La structure interne de la société autorise une certaine autonomie des magasins et chacun possède son propre directeur, Mme Hélène Clotilde assume ce rôle à PENTA 8, Mr Philippe Peron (le frère de G. Peron) à PENTA 13 et Mr Alain Deschamps à PENTA 16.

Sans vraiment parler de concurrence entre les trois boutiques, car l'objectif final reste un accroissement du chiffre d'affaires global de l'entreprise, le choix de s'orienter vers la distribution de tel matériel plutôt qu'un autre est laissé à l'initiative de chaque direction et de son équipe propre, ces options étant toutefois réexaminées en fonction des résultats de chaque magasin en conseil d'administration.

Ainsi, à PENTA 16, on trouve une clientèle plus spécialement concernée par la micro-informatique, tant par les systèmes que par les composants spécifiques ou la péri-informatique. Le client individuel y cotoie l'entreprise qui trouve ici qualité, service et disponibilité sur des produits que les distributeurs professionnels diffusent sous des conditions de 10 à 100 pièces lorsqu'une unité, parfois, suffit. Les composants traditionnels tiennent bien sûr une place importante ainsi que la mesure.

À PENTA 13 les activités sont centrées sur la BF, l'électronique générale et la mesure. Pour PENTA 8, situé dans le quartier très commerçant de St-Lazare et de la place Clichy, les ventes s'orientent vers le petit composant et la micro-informatique domestique, l'éventail des possibilités offertes par ces trois points de vente étant fort vaste, chacun peut choisir celui qui correspond le plus à ses besoins.

L'infrastructure est, elle, commune aux trois magasins : un service d'achat centralisé assisté d'un puissant système informatique permet une gestion très souple des stocks. Actuellement des liaisons quotidiennes sont nécessaires entre les magasins pour échanger les bandes et disquettes contenant les informations relatives à l'état des stocks mais, l'installation prochaine d'un modem devrait permettre d'optimiser ce service.

L'informatique est présente également au niveau des comptoirs de détail (le self service n'est pas pratiqué par ces magasins), chaque produit débité est enregistré sur des consoles par l'intermédiaire d'un code naturel simple permettant une facturation claire et rapide. Chaque client reçoit un bulletin de caisse ou une facture sortis sur imprimante.



mante, toute opération y est indiquée de façon limpide, pas de surprise ! Ce procédé permet également d'agir directement sur la tenue du stock, le service achat est directement prévenu lorsque le seuil critique est atteint au niveau du nombre d'éléments disponibles sur un poste donné. Parmi les points communs aux trois magasins, notons le rayon des livres techniques, particulièrement bien pourvu. De nombreux ouvrages traitent de micro-informatique, certains en provenance directe des USA et en rapport avec le matériel vendu.

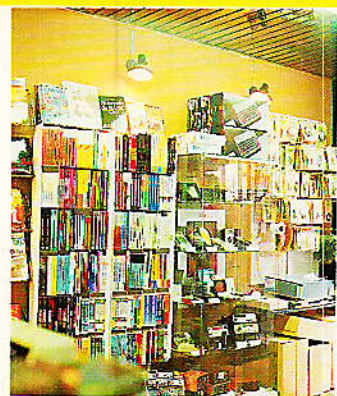
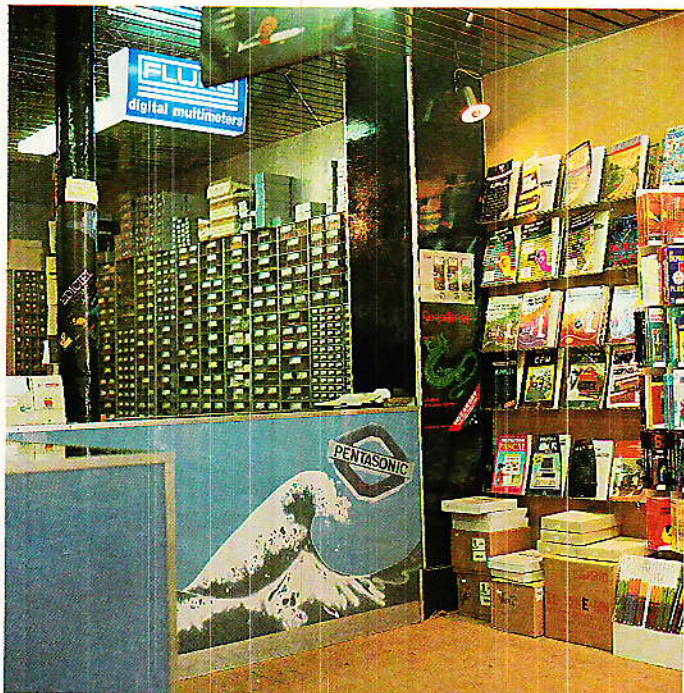


De même, chaque magasin possède un service après vente et de maintenance.

— C'est un point fort de notre organisation indique G. Péron, le maximum est fait pour assurer les réparations dans les plus brefs délais et nos prix sont très étudiés.

Les dépannages concernent surtout le matériel micro-informatique et certaines interventions sont faites sur des systèmes dont PENTASONIC n'est pas distributeur; ce point supplémentaire est une bonne façon de s'attacher une clientèle.

Au niveau de la mesure, les opérations sont confiées à une société externe mieux placée pour



accomplir cette tâche. La réparation d'un cadre mobile n'est pas chose facile en effet. Enfin, le climat détendu des magasins est encore un trait de caractère commun. Mes collaborateurs savent que je tiens particulièrement à l'accueil client (G. Péron).

Du niveau du bac technique en moyenne et rémunérés par des salaires corrects, les techniciens PENTA sont aptes et motivés pour conseiller et renseigner, encore un atout qui rend une clientèle fidèle. En cas de litige, si aucune solution n'est envisageable, le client est remboursé sans discussion. Pour ce qui concerne les stocks, chaque magasin dispose d'un local permettant d'entreposer ses propres réserves mais le stock principale se trouve à PENTA 13 pour des raisons de surface disponible tout simplement; ces mêmes raisons font que les ventes par correspondance y sont également traitées.



Il est clair que chez PENTASONIC l'informatique, tant au niveau de l'utilisation que du commerce, tient une place importante; cette option, prise au tout début du phénomène micro, assure désormais la reconnaissance d'une certaine maîtrise en la matière. En plus des marques connues telle Apple... PENTASONIC commercialise un système évolutif dont elle a acheté le brevet: le PROF 80.

Un mot sur ce matériel qui doit prochainement être suivi d'un PROF 86. Le PROF 80 bâti autour d'un processeur Z80, offre 64 K de RAM, un contrôleur floppy simple face, des sorties parallèles série; le langage utilisé est un basic Microsoft compatible TRS 80. Ce système est surtout utilisé par l'industrie. Citons pour clore le chapitre micro-informatique la distribution de cartes micro et de lecteurs de disques d'importation directe des USA ainsi qu'un grand choix en matière de connectique.

Les investissements réalisés par PENTASONIC pour l'installation de ses agréables locaux, le rachat pur et simple d'une société américaine de diffusion de matériel informatique: South Land n'ont été rendus possibles que par l'accroissement annuel du chiffre d'affaires. Celui-ci s'élevait pour l'exercice 83 à 30 000 000 F représenté pour 20 % de ce C.A. par la micro-informatique, 20 % pour la péri-informatique, (cartes lecteurs...), 12 % par la mesure et pour 48 % par les composants électroniques.

Un budget de 1500 000 F a été consacré à la publicité, une lourde somme de l'avis de G. Péron mais nécessaire pour conforter l'image de marque de PENTA; le zeste d'humour est en prime ce qui n'est pas pour nous déplaire, M. Péron! A ce propos notre seul regret aura été de ne pas avoir pu prodiguer quelques caresses à l'écureuil et à la brosse à dents, les animaux fétiches de PENTA, les fantasmagiques bestioles étant fort absorbées par la récolte des noisettes, eh ! c'est l'époque.

**L'esperanto
de nos
ordinateurs!**

L'échange de logiciels sur cassette semble être l'une des activités de prédilection des heureux possesseurs d'ordinateurs individuels.

Si le «piratage» pur et simple de programmes du commerce reste une activité des plus répréhensibles, la diffusion de travaux personnels est un sérieux moyen de faire progresser l'informatique d'amateur.

Seulement, une cassette de programmes n'est habituellement utilisable que sur un ordinateur identique à celui sur lequel elle a été créée.

Plus il y aura de types différents d'ordinateurs en circulation, et plus les échanges de cassettes deviendront problématiques : à terme, la chose pourrait devenir grave...

Fort heureusement, une solution semble appelée à s'imposer à l'échelon international, sous la forme d'un standard universel d'enregistrement et de lecture de cassettes, virtuellement adaptable à n'importe quel type d'ordinateur !

Des stations de radiodiffusion utilisent d'ailleurs cette norme pour émettre des programmes sur leur antenne...

basicode hobbyscoop



nos nederlandse omroep stichting

Une véritable tour de Babel

Il n'y a pas d'autre terme pour qualifier l'in vraisemblable diversité des «protocoles» d'enregistrement sur cassettes utilisés par les fabricants d'ordinateurs :

Généralement, la sauvegarde d'un programme s'opère par «vidage» en série d'une zone bien précise de la mémoire vive. Bien entendu, la façon dont les différents ordinateurs stockent un programme en mémoire varie fortement d'un modèle à un autre : si beaucoup de ma-

1 - Un épais manuel et une cassette de très haute qualité constituent le « kit » bilingue (néerlandais et anglais) développé par la N.O.S. dans le but d'assurer à BASICODE une audience internationale.

chines (mais pas toutes, voir le ZX 81 !) se conforment à peu près au code ASCII, les mots-clés du BASIC sont souvent abrégés sur un seul octet, selon des conventions propres à chaque fabricant («tokens»).

Par ailleurs, les lignes de programme sont presque toujours «encadrées» d'octets «de service» de natures très variables. Enfin, certaines machines acceptent les majuscules comme les minuscules, d'autres pas (sans même parler des caractères semi-graphiques...)

Pour transmettre le train de bits résultant de ce vidage de mémoire à un magnétophone audio, il faut passer par une sorte de «modem», tout

2 - Le manuel rassemble la théorie complète de BASICODE, alors que la cassette C60 regroupe les programmes de traduction destinés à plusieurs types d'ordinateurs, avec une vingtaine de logiciels « universels », codés en BASICODE-2.



comme si l'on avait à attaquer une ligne téléphonique.

Les normes télé-informatiques ont la triste réputation d'être pratiquement inextricables, mais pour ce qui est des « formats » d'enregistrement sur cassette, c'est véritablement d'anarchie totale qu'il faut parler : les vitesses de transfert s'échelonnent de 250 bauds à plus de 3000, sans même rester multiples de 75 selon l'usage, et la modulation FSK (par déplacement de fréquence) n'est même pas adoptée par tous les constructeurs (le ZX 81 utilise une simple modulation d'amplitude, avec les problèmes que l'on sait !).

Pour couronner le tout, les programmes enregistrés sur une cassette sont assortis d'une « étiquette » portant leur nom, enregistrée soit à part, soit à la file.

Tout cela pour confirmer (s'il en était besoin) que sauf en présence de machines garanties compatibles (souvent des copies plus ou moins illégales !), tenter de charger directement sur un ordinateur une cassette enregistrée sur un autre relève carrément de la folie furieuse...

Les amateurs sont cependant des gens obstinés, et à défaut d'opérer directement, ils ne considèrent pas comme interdit de tenter de travailler INDIRECTEMENT !

Vers une compatibilité artificielle

Sur l'écran TV, la liste d'un programme ne diffère pas fondamentalement d'un ordinateur à un autre : il est d'ailleurs courant de frapper au clavier des programmes parus dans la presse pour d'autres ma-

chines que la sienne, quitte à adapter les instructions dont la syntaxe ne convient pas.

En fait, un programme considéré en tant que TEXTE peut sembler, du moins en BASIC, relativement universel.

Cette remarque est la base commune de toutes les réflexions et expériences qui ont été menées en vue de rendre possibles des échanges de logiciels entre machines différentes.

La machine « émettrice » met le programme à transmettre sous la forme « texte » (listage), le dirige caractère par caractère (ASCII) vers la machine « réceptrice », qui devra prendre en compte ces caractères comme s'ils avaient été frappés au

3 - Voici l'autocollant qu'arborent fièrement les adeptes de BASICODE, du moins aux Pays-Bas.



clavier. C'est délicat, mais pas impossible !

En fait, sous réserve d'écrire les logiciels de transfert voulus, on pourrait relier entre eux des ordinateurs munis, par exemple, d'interfaces RS 232 C puis, dans certaines limites, leur faire échanger leurs programmes !

L'intérêt de tels échanges ne devient cependant universel que s'ils s'opèrent par l'intermédiaire de cassettes enregistrées, grâce aux prises magnétophone équipant d'origine tous les ordinateurs individuels...

Eh bien ne rêvons pas davantage, C'EST POSSIBLE !

Découvrons le « Basicode »

L'idée d'une procédure normalisée d'échanges de logiciels entre ordinateurs de marques différentes est née aux Pays Bas, où la radiodiffusion nationale N.O.S. (Nederlandse Omroep Stichting de Hilversum) diffuse à l'antenne des programmes d'ordinateur depuis 1978.

À l'époque, les seules machines réellement bien implantées étaient l'Apple, l'Exidy Sorcerer, le PET/CBM, et le TRS 80 de Tandy. Chaque ordinateur disposait donc de sa semaine du mois, dans le cadre de

4 - Une cassette informatique voyage fort bien par la poste, à relativement peu de frais, dans le monde entier : une alternative possible à la transmission par radio, principal domaine d'application de BASICODE pour le moment.



l'émission hebdomadaire «Hobbyscoop».

Un programme chaque mois, c'est peu au goût des passionnés, et surtout la faible vitesse de transmission ne permettait pas de diffuser des programmes de longueur notable dans le très court temps d'antenne imparti (quelques minutes).

C'est alors qu'intervient un radioamateur très connu aux Pays Bas, Klaas Robers qui, aidé d'un groupe de bénévoles, met en chantier l'étude d'une sorte de langue commune ou d'«espéranto» pour cassettes, que des logiciels appropriés devraient permettre à n'importe quelle machine de lire ou d'écrire.

Ne nous y trompons pas : il ne s'agit pas là d'un «BASIC unifié», car chaque ordinateur continue à se programmer dans son BASIC d'origine.

Simplement, BASICODE peut être considéré comme de nouvelles routines d'enregistrement-lecture se substituant aux instructions SAVE et LOAD (ou CSAVE et CLOAD) d'origine, et permettant cette compatibilité tant souhaitée des cassettes.

Bien sûr, des routines BASICODE appropriées doivent être écrites pour chaque machine particulière, tenant compte non seulement de son architecture matérielle, mais aussi des caractéristiques de son BASIC, puisque certaines instructions doivent être adaptées, automatiquement ou manuellement, sur requête du programme BASICODE.

5 - Le téléphone se prête fort bien à la transmission de programmes transcrits en BASICODE : 1200 bauds sur 1800 Hz \pm 600 Hz.



La qualité du «produit» dépend largement des restrictions qui subsistent dans l'emploi des instructions spécifiques à chaque machine.

Ces restrictions étaient assez sévères dans la première version de BASICODE, datant de Septembre 1982, mais de gros progrès ont été accomplis avec NOS-BASICODE 2, lancé en Janvier 1983.

Le succès remporté par la diffusion de programmes BASICODE sur le réseau national néerlandais Hilversum 2 a poussé les producteurs de l'émission «Hobbyscoop» à proposer leur idée à des stations étrangères, notamment Australiennes, Américaines, Canadiennes, Suédoises, Anglaises, et même Africaines ou Asiatiques.

Ainsi, la BBC a diffusé sur son réseau «Radio 4» une émission baptisée «The Chip Shop» du 14 Janvier au 17 Mars 1984, avec un impact considérable auprès du public.

Radio Netherlands a même fait quelques tentatives sur son réseau Ondes Courtes (portées de 2000 km et plus), avec des fortunes diverses, les liaisons par satellite desservant les relais d'Outre-Mer dégradant sensiblement ces signaux assez particuliers.

Bien que la diffusion par radio à l'échelon national ou international de programmes informatiques presque universels soit une chose merveilleuse, il ne faut pas voir là la seule application de BASICODE : les cassettes enregistrées voyagent fort bien par la poste, rien n'est plus facile que de se les confier de la main à

la main, et des transmissions téléphoniques sont tout à fait envisageables en raccordant les prises écouteur ou micro d'un magnétophone à la place de l'écouteur supplémentaire de tout poste téléphonique normalement constitué !

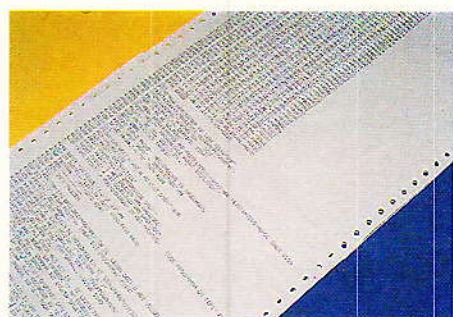
Rejoignons les adeptes du Basicode !

Depuis Juin 1984, la radio Néerlandaise s'efforce de faire largement connaître BASICODE à l'échelon international, et propose un épais manuel accompagné d'une cassette fort complète pour un coût très modeste (actuellement 33 florins soit un peu plus de 90 F français, PORT COMPRIS).

6 - HILVERSUM 2 sur votre cadran : 401 m/747 kHz en PO. Rendez-vous dimanche prochain à 19 h 40 !



7 - Un extrait du listing de quatre grands feuillets A4 que nous avons reçu en un peu plus d'une minute, sur 747 kHz (programme de traduction BASICODE pour le DRAGON 32).



Cette performance n'est possible que grâce au complet désintéressement commercial des promoteurs de BASICODE : l'ensemble est vendu à son strict prix coûtant.

En Hollande, on sait bien que c'est là le meilleur moyen de décourager la prolifération anarchique d'imitations non compatibles, ce qui réduirait à néant ce bel effort de standardisation : Philips n'a-t-il pas abandonné au domaine public, il y a une vingtaine d'années, ses brevets sur la cassette magnétique telle que nous la connaissons ? Nul besoin d'insister sur le résultat obtenu : il est flagrant... La cassette contient les programmes d'adaptation au BASICODE (lecture et écriture) pour les machines suivantes :

- Apple II, Apple IIE, compatibles Apple ;
- BBC avec système d'exploitation 1.0 ou supérieur ;
- Colour Genie ;
- Commodore 3000, 4000 et 8000 ;
- VIC 20, Commodore 64, machines sous CP/M ;
- Exidy Sorcerer ;
- Microprofessor ;
- Philips P 2000 ;
- Sinclair SPECTRUM ;
- ZX 81 (lecture seulement) ;
- TRS 80 modèles I et III, Vidéo-génie et compatibles.

Cependant, des programmes de transcription sont régulièrement mis au point pour d'autres machines : ils sont alors diffusés à l'antenne dans le cadre de Hobbyscoop, en attendant une réédition de la cassette et du manuel. Nous avons pu ainsi nous procurer tout-à-fait gratuitement le logiciel BASICODE pour le DRAGON 32 (un mètre vingt-cinq de listing sur 80 colonnes en un peu plus d'une minute d'antenne !).

Le manuel comprend des indications sur la façon d'écrire par soi-même le programme pour n'importe quelle machine, mais il ne s'agit certes pas d'une mince affaire : comptons environ 700 à 1500 octets de code machine et quelques feuillets A4 de BASIC...

La cassette contient, en plus des programmes de transcription BASICODE, des logiciels tout codés, permettant à l'utilisateur de se familiariser avec le système.

Le plus passionnant reste cependant sans nul doute la réception « en direct » des programmes émis par la N.O.S. !

A l'écoute de BASICODE !

L'émission HOBBIYSLOOP, qui a fait naître BASICODE, est diffusée tous les dimanches à partir de 19 h 10 (heure française d'été et d'hiver) par les réseaux HILVERSUM 2 et 4.

L'émission traite, en néerlandais, de questions relatives à la HIFI, la vidéo, et l'informatique mais la partie BASICODE ne débute que vers 19 h 40 (ou un peu avant). Elle ne dure que sept minutes environ, tout en regroupant des informations en néerlandais et anglais, et en général deux programmes (par exemple un programme de transcription spécifique à une machine et un programme codé en BASICODE).

Si Hilversum 4 ne peut pas être reçu en France (réseau FM), HILVERSUM 2 atteint fort bien un bon quart, si ce n'est un tiers, du territoire français, Ile-de-France comprise ! L'émetteur de 400 kW est situé à Flevoand, au Nord-Est d'Amsterdam, et fonctionne sur 747 kHz (401 m) Ondes Moyennes. Pour la commodité du lecteur, nous reproduisons à la figure 1 une carte de France mentionnant les contours des régions, les préfectures, et les courbes équidistantes de l'émetteur jusqu'à 700 km.

Ainsi, chacun pourra déterminer approximativement les conditions de réception auxquelles il peut s'attendre. De toute façon des essais sont à prévoir, car la topographie locale peut réserver de très bonnes ou de très mauvaises surprises. L'environnement radio-électrique est également fondamental, car tout parasite peut être fatal à un programme informatique.

D'une façon générale, nos lecteurs citadins sont invités à prendre leur voiture et à quitter le centre ville au profit d'un point haut et dégagé (bien souvent, un bon auro-radio se révélera un récepteur suffisant).

D'excellents résultats sont également obtenus avec de vénérables récepteurs à lampes datant des années 30 à 50 : leur cadran mentionne presque toujours « Hilversum »,

dont la fréquence n'a pas changé depuis lors.

Les pronostics de réception sont les suivants :

— jusqu'à 300 km, il s'agit encore de la zone normale couverte par l'émetteur : n'importe quel récepteur PO doit donc normalement offrir une réception sans problème ;

— entre 300 et 400 km, il faut commencer à prévoir un récepteur de qualité, dont on soignera l'orientation et l'accord.

— ENTRE 400 et 500 km, il est souvent nécessaire de se préoccuper de gagner un point haut et dégagé avec un bon récepteur ;

— entre 500 et 600 km, la réception devient délicate avec les récepteurs habituellement destinés au grand public ;

— au-delà de 600 à 700 km, il est pratiquement indispensable d'utiliser un « récepteur de trafic » muni d'une antenne filaire extérieure. Avec un tel équipement, un radio-amateur qualifié doit pratiquement parvenir à « accrocher » Hilversum 2 dans n'importe quelle région de France.

Notons également que la propagation des ondes moyennes est nettement meilleure de nuit : l'hiver donc, la zone utile s'agrandit, mais des interférences très nuisibles risquent de survenir avec d'autres stations opérant sur des fréquences voisines.

Pour l'enregistrement, le magnétophone classique de l'informaticien suffit en général, à condition qu'il ne perturbe pas la réception sur 747 kHz avec son oscillateur de prémagnétisation (apparition de sifflements).

Il faudra bien sûr prévoir un cordon d'enregistrement, à moins qu'un « radiocassette » ne soit utilisé, solution tout-à-fait satisfaisante jusqu'à 400 km environ de l'émetteur.

Lors de la relecture de la cassette, on ne s'étonnera pas d'avoir à tâtonner longtemps en matière de réglages de volume et de tonalité : il faut en effet trouver le point optimum de réjection des bruits de fond. En général, il ne faut pas, contrairement à l'habitude en informatique, pousser les aiguës : il faudrait plutôt les atténuer un peu.

La patience étant souvent récompensée, nous sommes ainsi parvenus à charger notre premier programme BASICODE en moins d'un

quart d'heure, après une réception à 450 km.

Les responsables de Hobbyscoop sont toujours heureux de recevoir des nouvelles d'auditeurs éloignés ayant pu charger correctement les programmes diffusés. Ils répondent également très vite à toute demande de renseignements formulée en anglais ou néerlandais, au sujet de l'achat de programmes sur cassette et du manuel. Voici l'adresse :

HOBBYSCOOP P.O. Box 1200
HILVERSUM Pays-Bas

Nous souhaitons bonne chance en France à BASICODE, tant au niveau des échanges de logiciels entre amateurs que sur les ondes : la France abrite depuis quelque temps des centaines et des centaines de radios privées, dites « libres ».

Pourquoi ne s'associeraient-elles pas les premières à ce mouvement appelé à gagner le monde entier ?

Le coût de l'opération est à peu près nul, et il est toujours bon d'innover.

Nous serons toujours heureux d'être tenus au courant de telles expériences, réussies ou encore à l'état de projet.

Patrick GUEULLE

**Dernière minute :
horaires d'hiver
HOBBYSCOOP !**

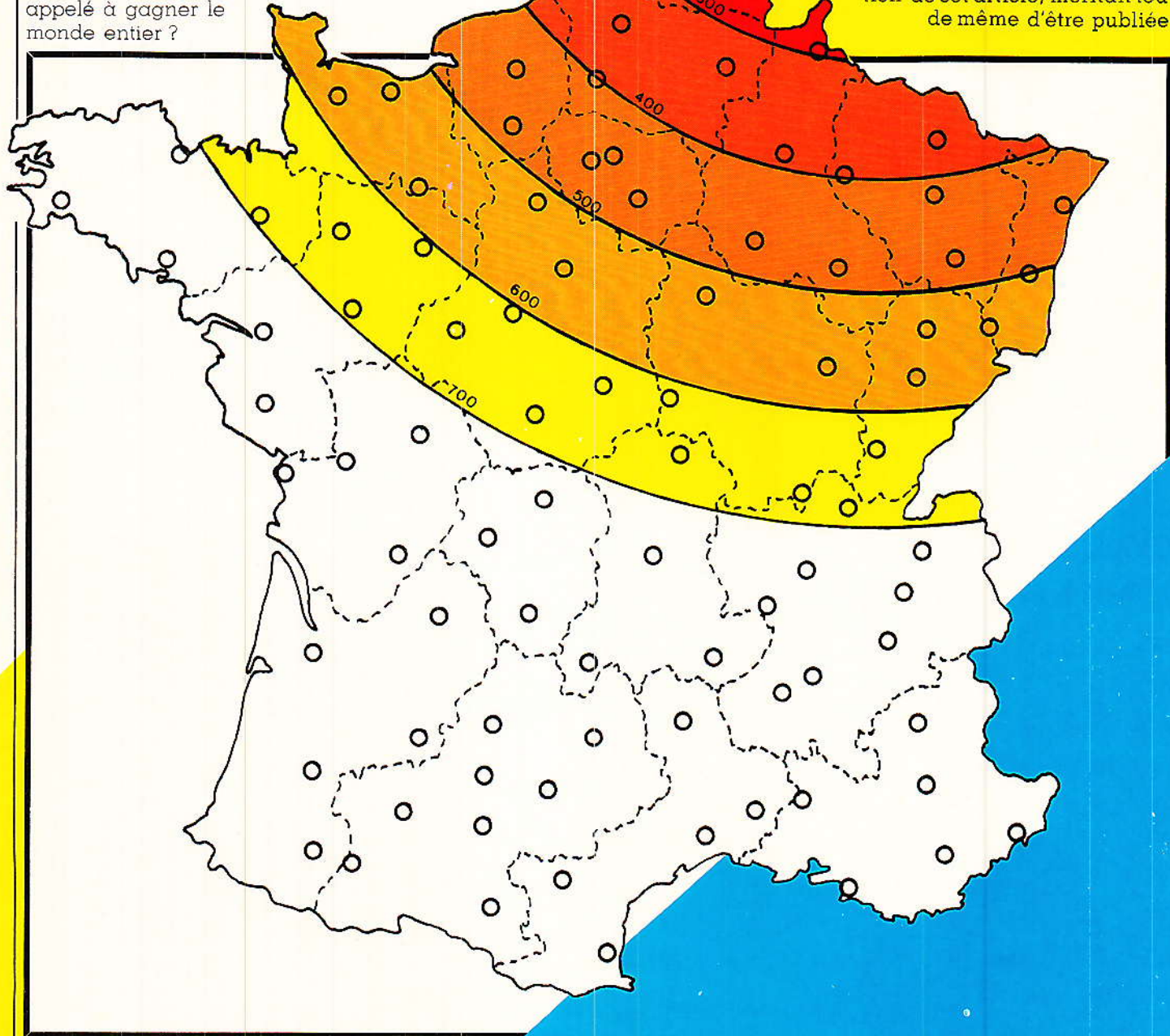
Nous apprenons en dernière minute qu'à partir de la remise en vigueur de l'heure d'hiver, l'émission HOBBYSCOOP et sa rubrique BASICODE HILVERSUM

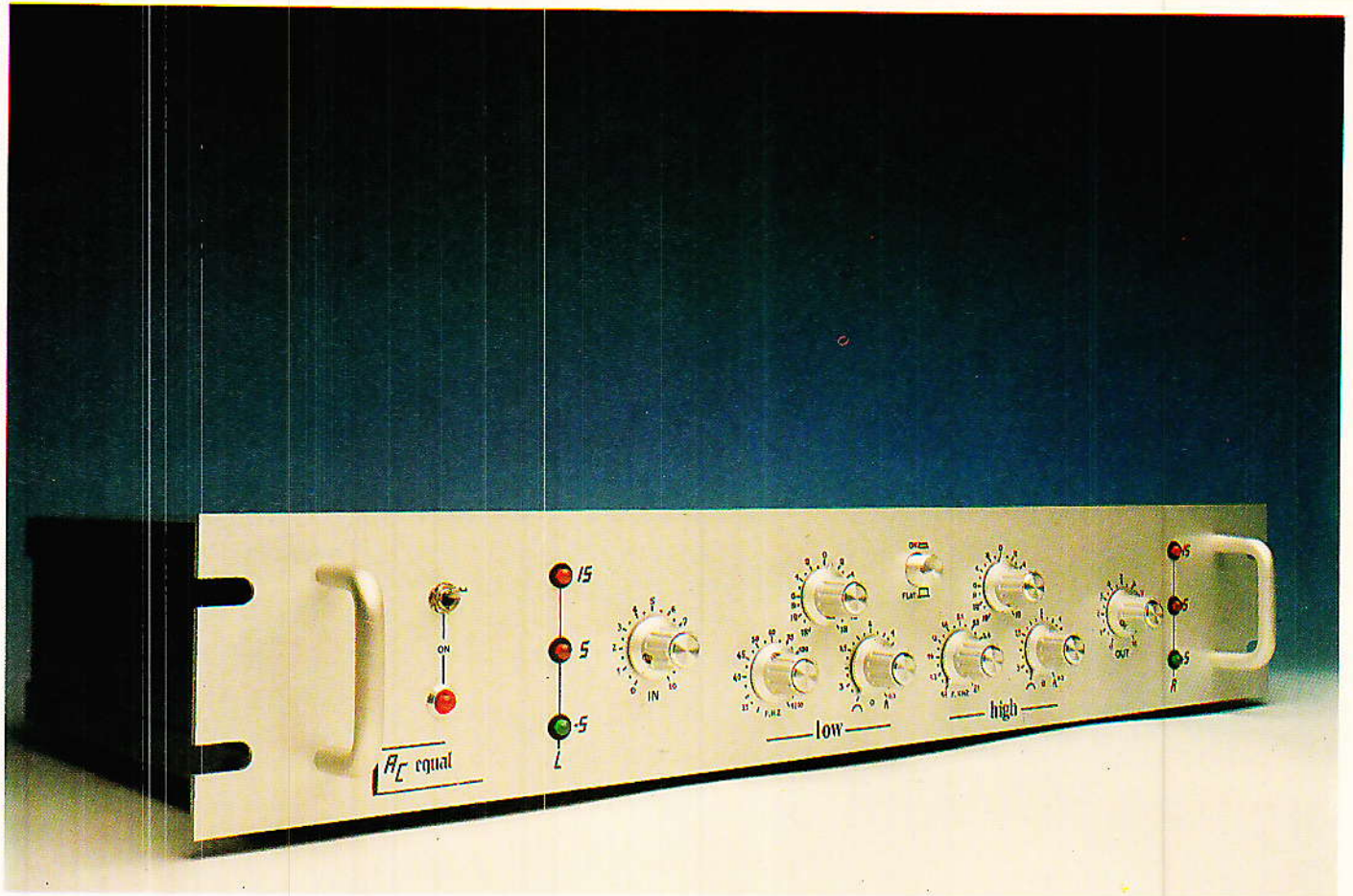
2/747 kHz pour être désormais diffusée par HILVERSUM 5/1008 kHz (toujours en PO). Donc ceci annule nos assertions précédentes quant à la réception.

Le jour et l'heure changent également : HOBBYSCOOP sera programmé le Vendredi au lieu du Dimanche, et la rubrique BASICODE passera entre 20 h 10 et 20 h 15 heure française.

Puissance et situation de l'émetteur sont identiques, aussi espérons nous que ces modifications iront dans le sens d'une amélioration de la réception à longue distance (les interférences nocturnes devenaient préoccupantes sur 401 Mètres).

Nos lecteurs comprendront aisément que cette information capitale, arrivée trop tard pour que nous puissions modifier la présentation de cet article, méritait tout de même d'être publiée.





Faisant suite au AC Disco décrit dans les numéros de août et septembre, voici son complément direct : le AC PARAM. Correcteur de tonalité acceptant les plus hauts niveaux d'entrée, stéréo, agissant à la fois sur l'amplitude et la sélectivité des fréquences choisies, cet appareil, suivant son mode de construction, pourra servir à compenser les défauts acoustiques d'une salle ou d'un salon, ou à créer un climat particulier par délinéarisation, ou enfin à combattre l'effet Larsen dans les prestations en direct.

un égaliseur paramétrique

Bien qu'ayant été spécialement étudiée pour les possesseurs du AC Disco, la réalisation que nous vous proposons ici est entièrement autonome. Ainsi sera-t-il possible de l'utiliser dans tous les cas de figure où il s'avère nécessaire d'effectuer une correction en fréquence et ce, avec une souplesse qui ravira tous ceux d'entre vous qui en entreprendront la construction.

Présentation

Le terme « EQUALISEUR » est maintenant bien connu du grand-public, ne serait-ce que par l'apparition sur le marché des multiples accessoires destinés à sonoriser les véhicules. Toutefois, il semble utile de préciser qu'il existe trois types d'égaliseurs : 1° les multibandes, 2° les semi-paramétriques, 3° les pa-

ramétriques (comme se caractérise le AC PARAM).

— Les multibandes : Il s'agit d'appareils constitués d'une série de filtres affectés chacun à une fréquence particulière (répartis par octave ou tiers d'octave), et dont la sélectivité est définie une fois pour toutes à la construction. Ainsi, chaque potentiomètre permet de relever ou d'affaiblir une « bande » de fréquences, plus ou moins vaste, et

AC PARAM



dont la fréquence centrale est celle qui est indiquée sous la commande de réglage. Ce type de matériel est spécifiquement utilisé pour les corrections dites fixes : un professionnel égalise un endroit donné et on ne touche plus aux réglages. La firme ALTEC propose d'ailleurs ses égaliseurs avec un panneau avant qui interdit tout accès intempestif aux réglages. Une exception pourtant : les sonorisateurs itinérants qui refont

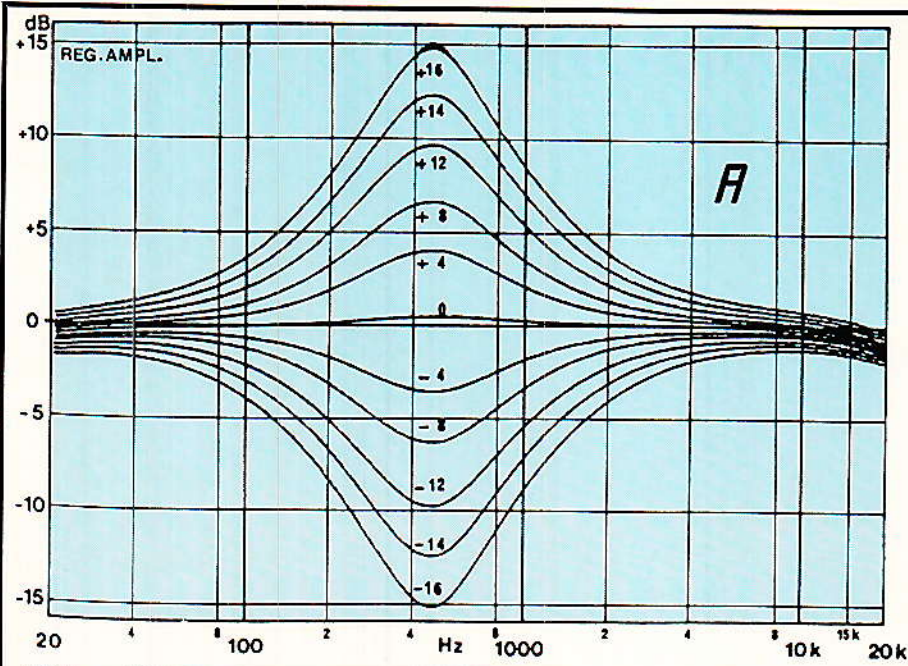


Figure 1 - Courbes mettant en évidence les variations des trois paramètres.

Figure 1 a - Variation de l'amplitude à une fréquence fixe (ici 500 Hz). Les tracés s'arrêtent à $(\pm) 16$ dB mais il faut noter que la réalisation permet d'obtenir $(\pm) 18$ dB.

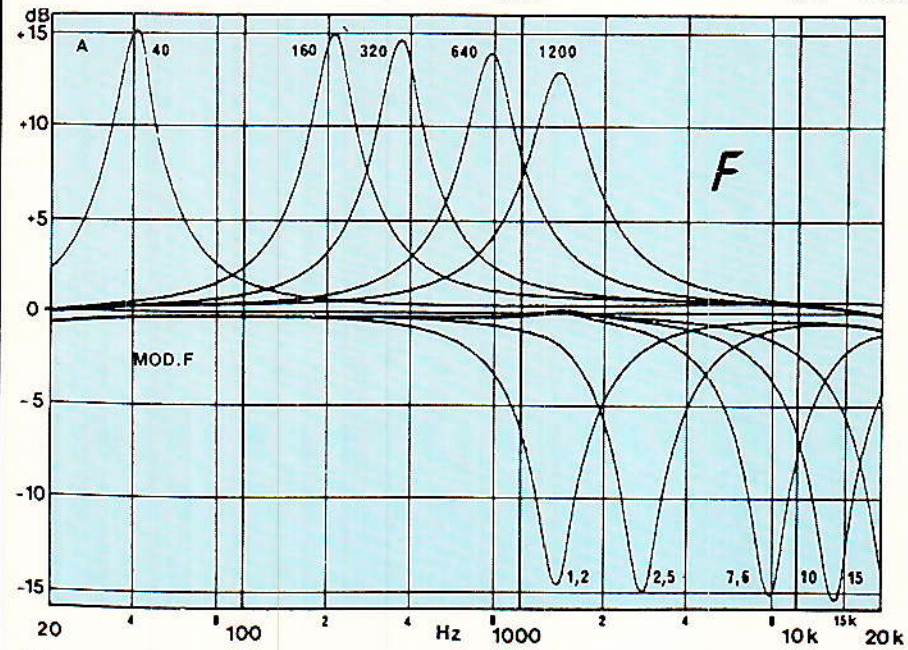


Figure 1 b - Déplacement en fréquence. Les tracés positifs concernent la cellule grave, les tracés négatifs la cellule aiguë. Bien entendu toutes les positions intermédiaires sont possibles.

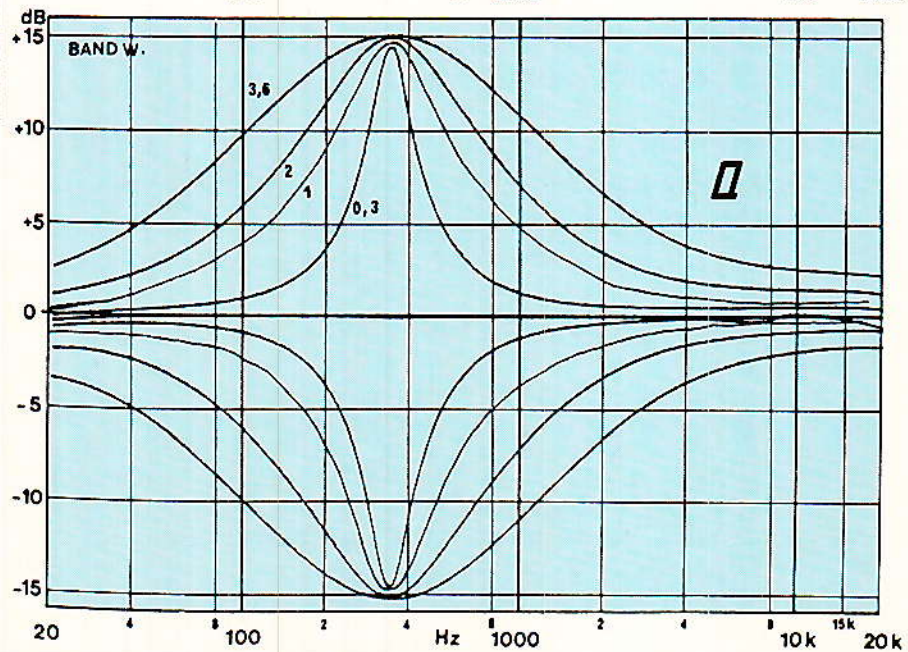


Figure 1 c - Variation de la sélectivité du filtre (Q). Le troisième paramètre est plus rarement modifiable que les deux précédents.

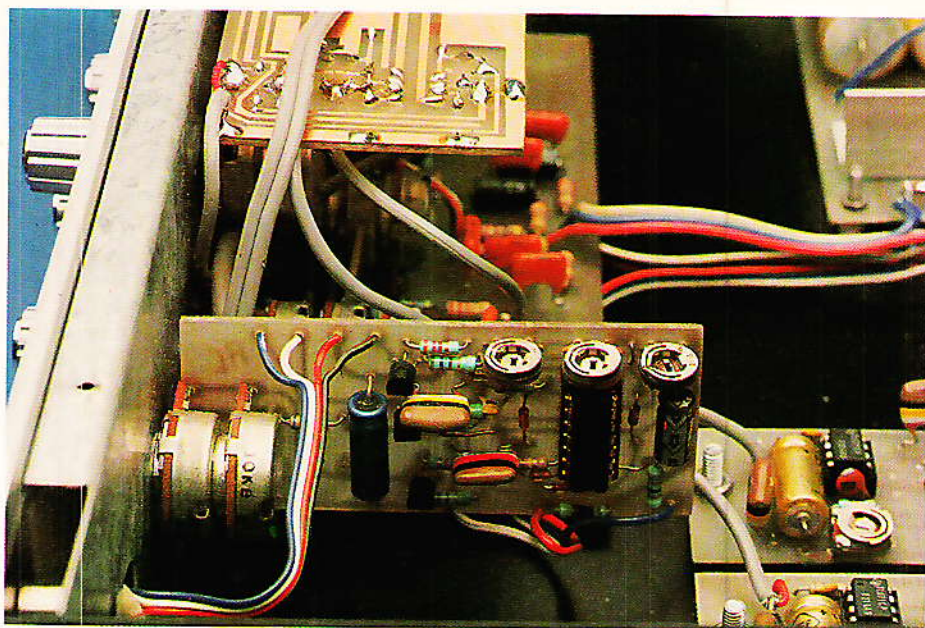
les réglages dans chaque salle de concert. L'auteur se rappelle avoir vu « égaliser » la sono de retours sous chapiteau pour un spectacle d'Eddy Mitchell, le sonorisateur y passa quatre heures de solitaire et fastidieux travail, mais le résultat paya : le « son », pas un seul semblant d'accrochage, et un confort évident pour les musiciens et Eddy. Un vrai spectacle ne s'improvise pas !

— **Les semi-paramétriques** : Très vite on s'est rendu compte qu'il était parfois ridicule d'utiliser un correcteur 24 bandes là où une correction de -6 dB à 775 Hz s'avérait suffisante. Et de cette constatation est né le semi-paramétrique : un potentiomètre d'efficacité, et un second permettant de faire varier la fréquence centrale du filtre. Ainsi est-il possible de centrer ce filtre sur la fréquence exacte que l'on veut corriger, sans se trouver confronté au cruel dilemme du choix entre un point inférieur et un supérieur. Ce type de correcteur est très souvent affecté aux consoles de mixage, où il se trouve réservé aux médiums. Ceci est un net progrès par rapport aux réglages FIXES : quoi de plus ridicule qu'un arbitraire « médium » à 1000 Hz ?

Pour rendre à César ce qui lui appartient, signalons que c'est la firme française FREEVOX qui construisit le premier « paramétrique », à la demande de Monsieur Henry Salvador.

Les musiciens exécutants commencent à découvrir ce genre de correcteur sur leurs amplis, et les marques les plus prestigieuses ont des schémas qui s'approchent beaucoup du notre mais... il leur manque un paramètre !

— **Le « vrai » paramétrique** : Il se comporte pour l'essentiel comme son petit frère : réglage d'efficacité, choix de la fréquence centrale, mais en plus il s'ajoute un réglage de sélectivité, ou largeur de bande. La figure 1 illustre bien ses trois actions. En figure 1 a on reconnaît l'influence du réglage d'efficacité, figure 1 b on peut voir les variations possibles des fréquences centrales des filtres. Il est à noter que les bandes « graves » et « aigues » sont séparées et que ce sont deux filtres qui se répartissent, l'un de 35 à 1200 Hz, l'autre de 1200 Hz à 20 kHz, la bande audio totale. Notons aussi que les courbes tracées ont une sélectivité constante d'à peu près un tiers d'octave. Enfin en figure 1 c, on découvre le dernier



paramètre qui est justement la sélectivité (Q). Elle a été rendue variable de 0,3 à 3,6 octave. Pour fixer les idées, rappelons que 0,3 représente la sélectivité d'un correcteur multi-bande de qualité (24 fréquences), et que 3,6 approche les caractéristiques d'un Baxandall classique.

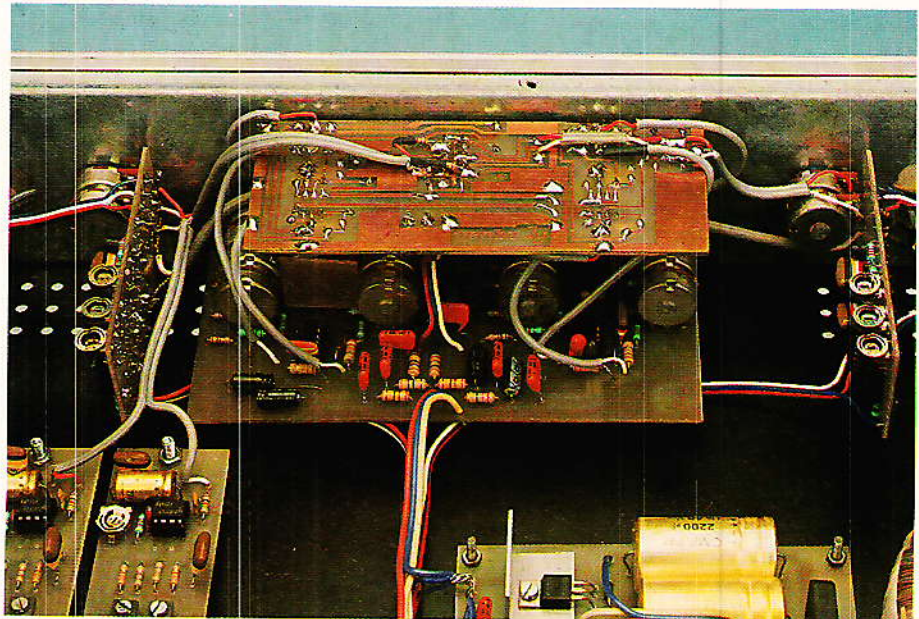
Si on imagine un instant toutes les combinaisons possibles provenant de la variation de ces trois paramètres il y a de quoi broyer du noir sur un coin de table... traçante.

Danger

Il est rarissime que RADIO PLANS propose dans ses colonnes des réalisations présentant un réel danger, mais il est de notre devoir d'avertir en toute conscience le lecteur du risque qu'il encourt à dépasser la dose

prescrite de la potion dont nous allons divulguer la formule ! L'oreille humaine est un organe merveilleux (il entend plus d'octaves que l'œil n'en voit), mais FRAGILE. Chaque overdose est tragiquement « sans retour » intégralement s'entend : à la sortie d'une discothèque bruyante un individu perd 80 % de sa perception auditive. Au bout de quelques jours il aura récupéré, mais en perdant DEFINITIVEMENT 5 % de ses capacités précédant son exposition au bruit. L'auteur a des amis musiciens qui deviennent progressivement sourds et qui, en ayant pris conscience tard, sauvent les « meubles » en montant sur scène les oreilles bourrées de coton...

Tout ceci n'est pas très drôle, mais il faut le dire... fort. Un égaliseur mal utilisé peut déformer une oreille inconsciente (surtout si la pression



acoustique s'en mêle). L'excès en tout est un danger, et un homme averti doit être prudent !

Le schéma

Pour arriver à nos fins, il nous faut un filtre sélectif variable en fréquence et en sélectivité, agissant en réaction ou en contre-réaction sur un amplificateur qui, à l'état neutre, sera de gain unité.

Cet amplificateur, nous l'appellerons cellule de correction, est représenté figure 2. Il s'agit tout simplement d'un ampli sommateur, inverseur, et de gain unité. Le signal à corriger est isolé du continu par C_1 et traverse R_1 avant d'aborder l'entrée

négative de IC_1 . Le même signal sera disponible à la sortie de C_3 si $R_1 = R_3$. Ce qui est le cas. C_2 ne sert qu'à stabiliser IC_1 et ne doit pas intervenir dans la bande audio.

Dès à présent une remarque d'importance s'impose : IC_1 étant inverseur, il faudra impérativement un nombre pair de cellules si on veut respecter la phase du signal (très important si on effectue une comparaison linéaire corrigée). Notre réalisation en comporte deux, donc pas de problème, mais avis aux extensionnistes !

La figure 2 indique un potentiomètre P_1 pontant R_1 et R_3 . Un filtre passe-bande branché sur son curseur, verra suivant que celui-ci s'approche de C_1 ou de la sortie de IC_1 , son signal d'entrée en phase ou en opposition de phase par rapport à E . Si on ré-injecte sur le sommateur (en R_2) la sortie de ce filtre - à la condition qu'il soit non inverseur - on cumulera ou soustraira les portions de bande déterminées par le filtre. La structure ainsi exposée, on constate que P_1 sera le réglage d'efficacité. Il ne reste à résoudre que le problème du filtre, et celui-ci est détaillé figure 3.

Tout d'abord il a été retenu pour principe d'utiliser une self simulée. L'accord est très pointu et l'amortissement facile à obtenir. La figure 3 a détaille un tel type de self, associée au condensateur C_5 , afin de s'accorder sur une fréquence déterminée par R_5 , R_6 , C_4 et C_5 . Ce montage de base a évolué dans un premier temps, comme le montre la figure 3 b.

Tout d'abord R_5 et R_6 ont été rendues variables afin de choisir la fréquence du filtre, puis la self a été amortie en reliant C_5 au curseur de P_2 . Ainsi, l'amortissement créé par rétroaction devenait réglable. Toutefois, si l'ensemble marchait, présentait-il de nombreux défauts. Tout d'abord le point de prélèvement de C_3 sur P_2 était incorrect, un étage suiveur constitué par IC_3 a résolu le problème. Mais il en restait d'autres : en effet, la variation d'amortissement créait une variation de gain du filtre. Ceci était impensable, car seul P_1 était habilité à cette fonction. Il a donc été nécessaire d'introduire une compensation (P_3), et le résultat final apparaît figure 3 c. Pour déterminer une efficacité de ± 18 dB, et une régularité d'amplitude du signal en fonction de la variation de la sélectivité, il a fallu ajuster P_2 et P_3 , grâce à $R_7 \dots R_{12}$. Ainsi a-t-il été possible, conjointement à une cellule de correction (figure 2), de créer une cellule de filtrage dont l'efficacité soit réglable par P_1 , la fréquence par R_5 et R_6 couplées, et la sélectivité par P_2 et P_3 couplés.

Comme nous l'avons déjà dit, en mettant deux cellules complètes de ce type en série, le signal retrouve sa phase, et en faisant varier à l'intérieur de ces cellules C_4 et C_5 , on pouvait obtenir une correction spécifique aux fréquences basses et une autre aux fréquences élevées. De là à passer au schéma général de la figure 4, il n'y avait qu'un pas, franchissons le donc ensemble.

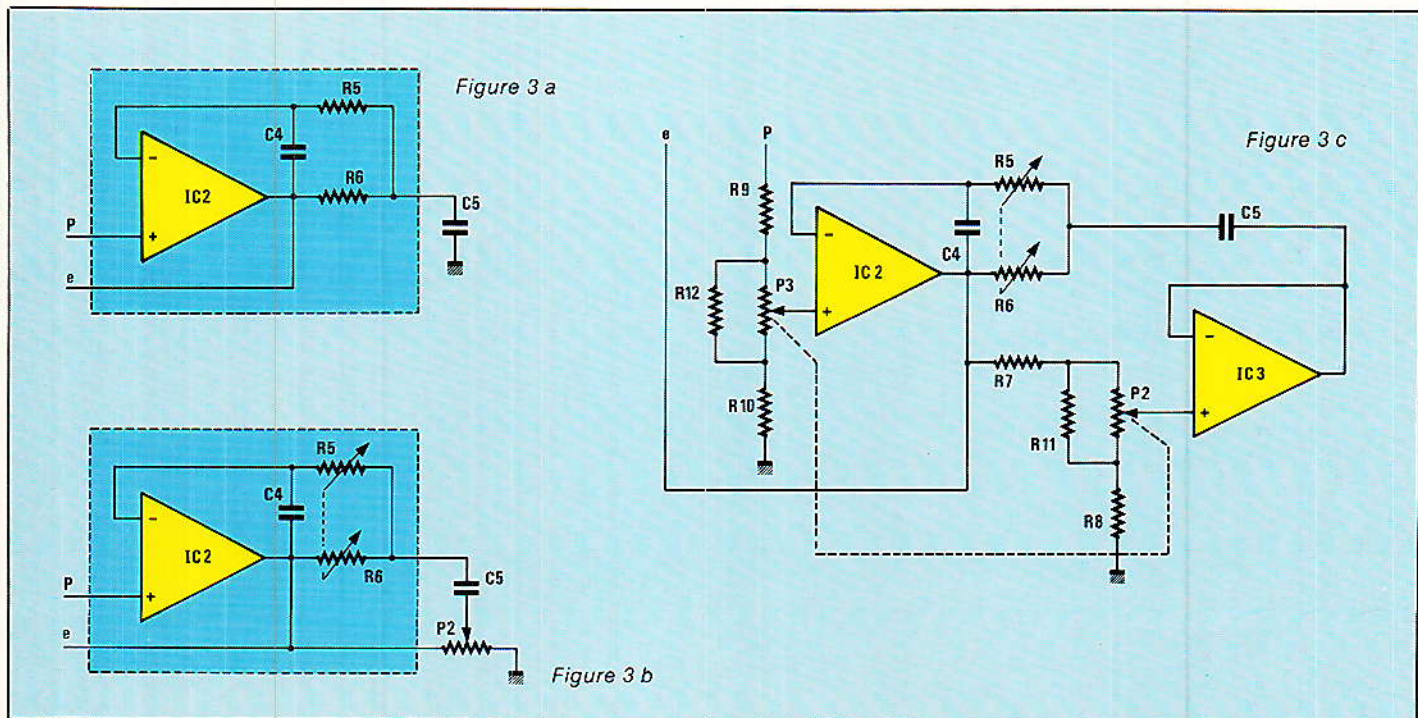
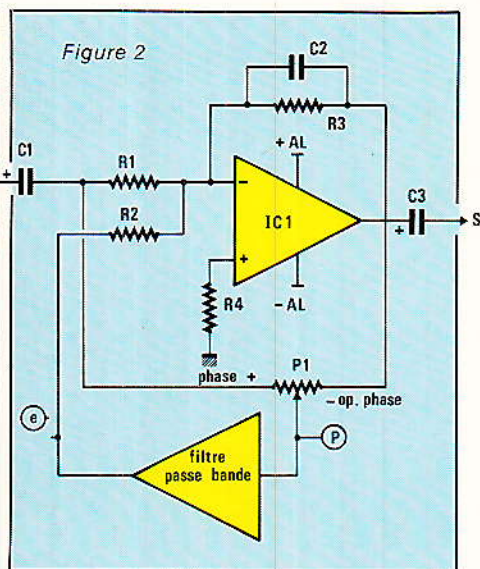
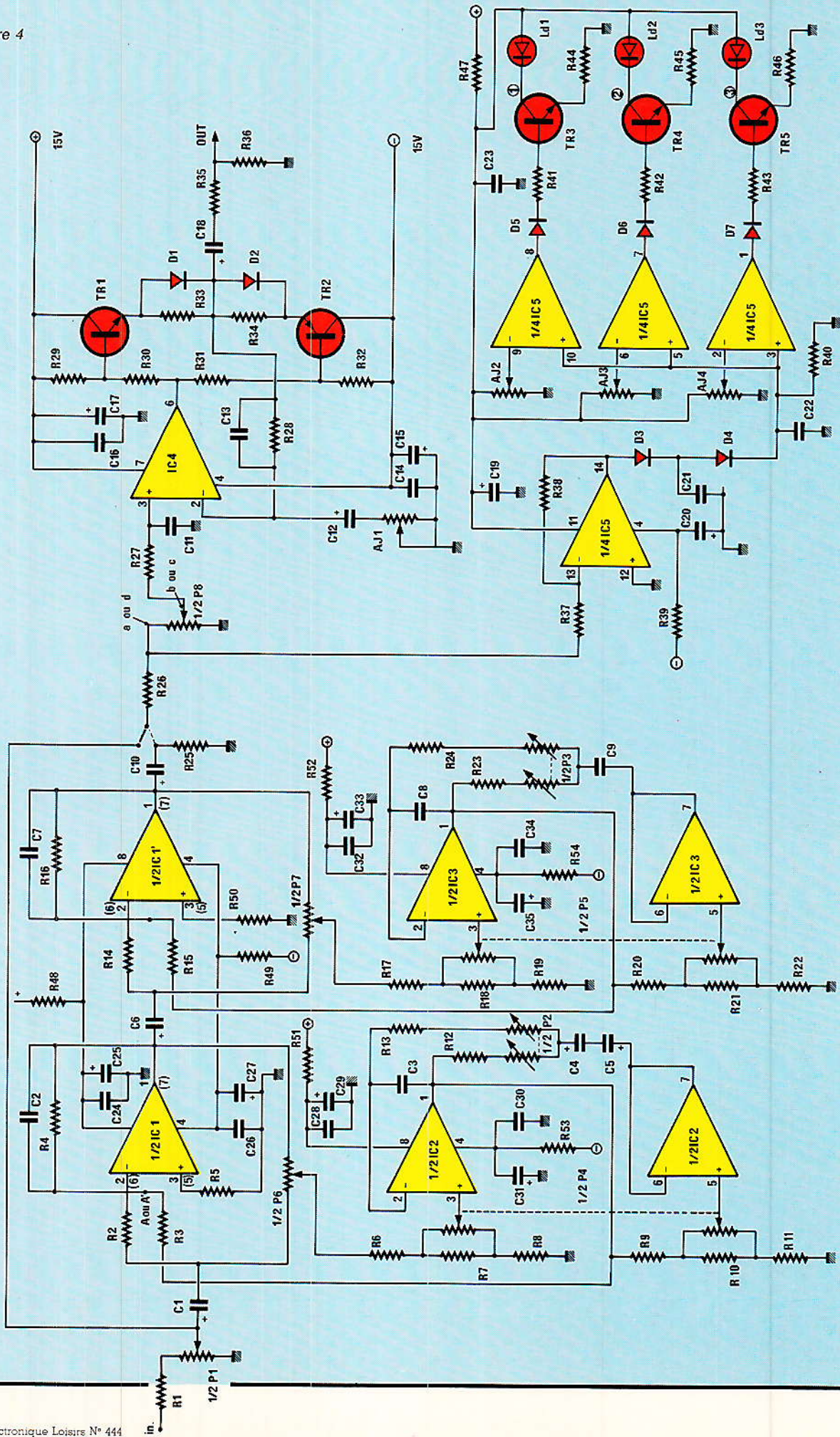
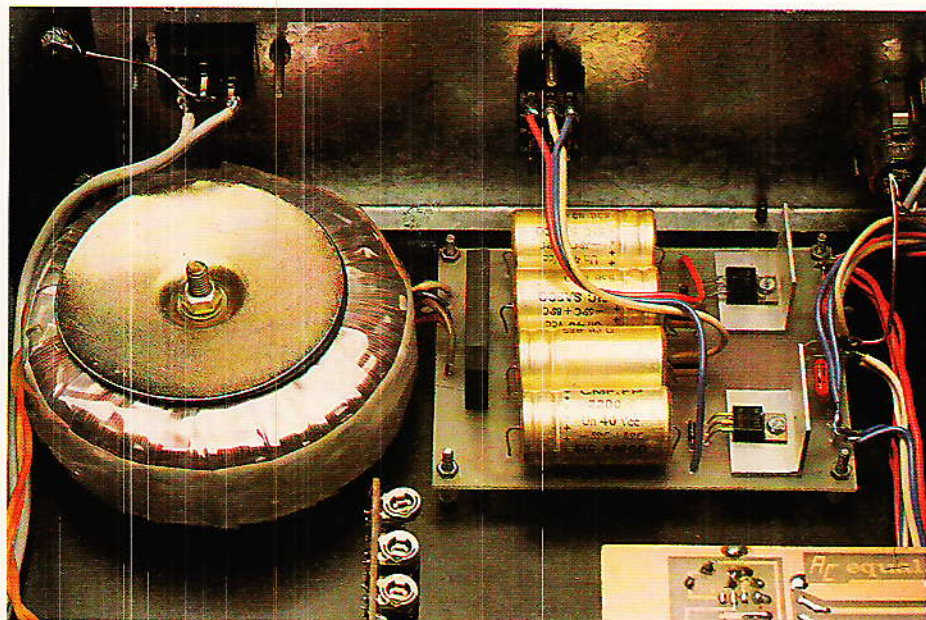


Figure 4



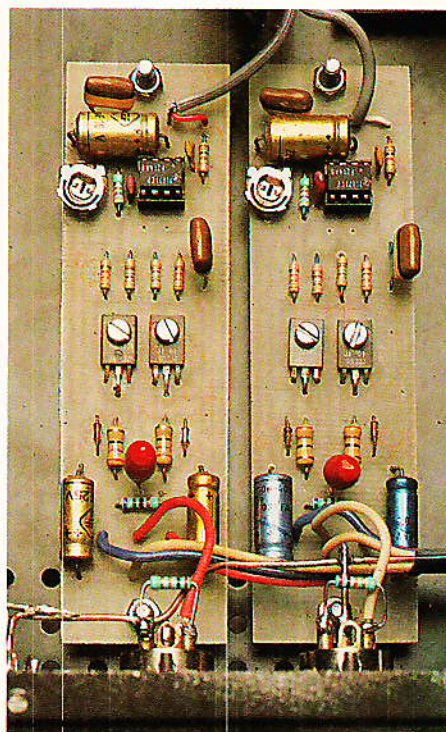


Le schéma complet

Avant d'arriver à C_1 , le signal d'entrée est dosé par P_1 . Ce réglage de niveau est impératif si on veut obtenir à la fois un très bon rapport signal/bruit et interdire une saturation des filtres. Il ne faut pas perdre de vue qu'à la fréquence commune aux deux cellules (≈ 1200 Hz), il est possible d'effectuer un relevé de $18 + 18$, soit 36 dB ! Bien évidemment il est impensable d'avoir à utiliser ce cumul, toutefois P_1 permettra cet éventuel cas extrême.

Immédiatement après P_1 , le signal transite par les deux cellules que nous venons de voir et arrive en sortie de C_{10} . A cet endroit se situe un interrupteur I_1 , destiné à permettre la comparaison entre le signal corrigé et le signal direct. Il est évident que, en cas d'absence de correction, on préférera la position « FLAT » à la position « ON » et les réglages d'efficacité à zéro, pour la simple raison de la liaison directe avec l'entrée. Moins il y a d'intermédiaires inutiles, meilleure est la transmission de l'original ! Remarquons quand même que la commutation FLAT - ON se fera sans bruit grâce aux charges des condensateurs C_1 et C_{10} , réalisées respectivement par P_1 et R_{25} .

Continuant son chemin, le signal corrigé est à nouveau dosé en amplitude par le potentiomètre P_8 - dont nous reparlerons -, mais qu'il faut considérer comme un réglage de niveau (à la différence de P_1 qui est chargé d'éviter toute saturation des filtres).



Sortie du curseur de P_8 , la modulation est confiée à l'amplificateur de ligne constitué de IC_4 , TR_1 et TR_2 , ainsi que leurs éléments associés.

Nous ne dirons rien de particulier concernant cet ampli de ligne, puisqu'il a déjà été décrit pour le AC DISCO. Rappelons seulement qu'il est destiné à autoriser des niveaux, sous 600 Ohms, de $+18$ dB.

Il reste à voir ce qu'est devenu le signal transitant par R_{37} ?

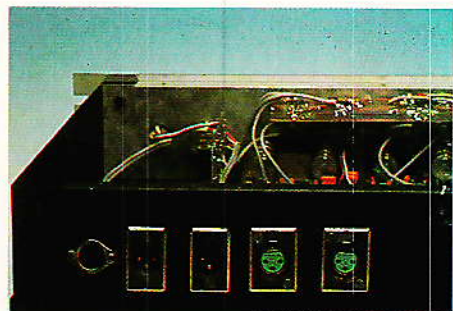
Ce prélèvement est destiné à exciter un petit indicateur de niveau, constitué de trois LED. Ainsi sera-t-il possible de visualiser l'amplitude du message corrigé, et de bien régler P_1 afin d'éviter toute saturation ou sous-modulation. Le principe de cet indicateur est simple : Tout d'abord un

étage tampon constitué d'un quart de IC₅, évite toute réaction indésirable dans la ligne audio. Puis transformé en tension continue par D_3 , D_4 , C_{21} et C_{22} , le signal d'origine est soumis aux trois comparateurs réglables individuellement par $AJ_{2,3}$, et 4. Les trois LED correspondront donc aux trois points de comparaison choisis, soit -5 dB, $+5$ dB et $+15$ dB.

Cette mesure effectuée après correction, présente l'avantage d'être la seule vraiment efficace si on est certain que les étages qui suivent vont « encaisser ». Pas de problème pour l'ampli de ligne (dont le gain est ajustable par AJ_1), et pas de problème non plus pour la suite puisqu'il y a P_8 qui autorise toutes les adaptations.

Rien de bien sorcier pour ce schéma général, par contre les possibilités offertes sont sataniques...

Une dernière remarque toutefois : le dessin ne représente qu'une seule voie, mais la réalisation pratique est, elle, stéréo. Ainsi toutes les commandes agiront-elles à la fois sur les voies gauche et droite.

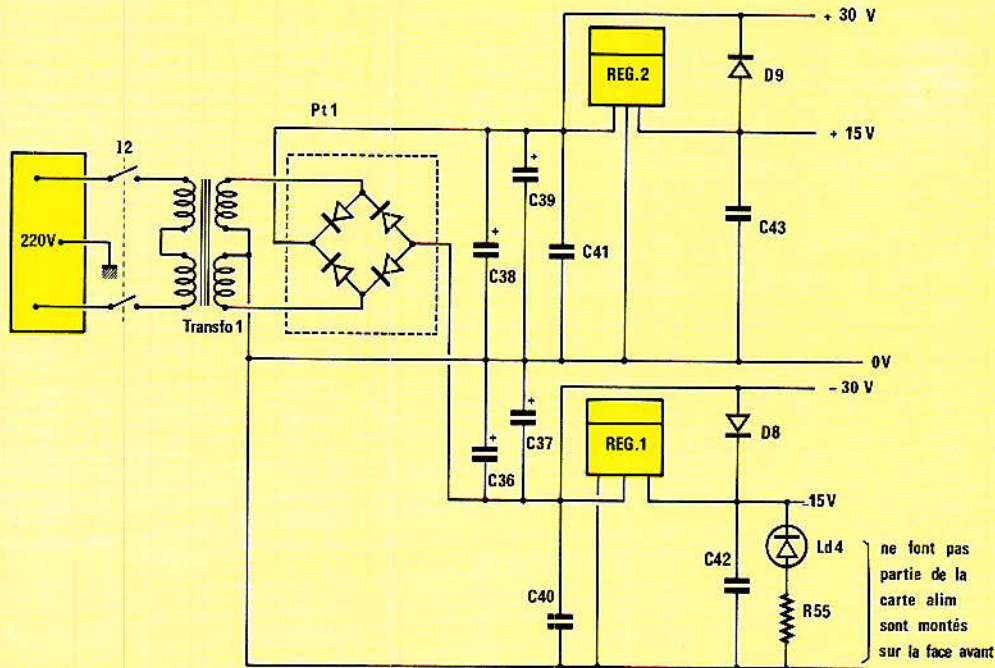


L'alimentation

Son schéma est livré figure 5. Rien que du vu et du revu ! La régulation est confiée à de traditionnels régulateurs intégrés, assurant $+15$ et -15 V. Le filtrage musclé (deux fois 4400 μ F) garanti l'absence de 50 Hz et autres harmoniques, à condition de respecter le cablage préconisé.

Une remarque destinée aux lecteurs qui se sont évanouis en voyant les photos qui laissent découvrir un «MEGA» transformateur d'alimentation (torique en plus !) : un 120 VA n'est pas nécessaire et un 40 suffira largement. Si l'auteur a fait une telle acquisition, c'est qu'il a la petite idée suivante derrière la tête : alimenter un ampli de puissance de quelques watts à partir de ce même transformateur. Inutile de le suivre dans cette débauche de moyens si vous n'envisagez pas de surconsommation.

Figure 5



ne font pas partie de la carte alim sont montés sur la face avant

Pour nous faire pardonner de ces frayeurs, il sera décrit en fin de paragraphe REALISATION une version super-économique, réservée aux lecteurs qui ont déjà réalisé le AC DISCO.

Réalisation pratique

Elle commence par la création des pièces particulières que sont les potentiomètres quadruples, destinés aux réglages de fréquence et de sélectivité. Deux potentiomètres par voie et deux voies, cela fait bien quatre ! N'essayez pas de poser la question sur leur disponibilité à votre fournisseur habituel : il s'effondrera ou deviendra tout rouge. Non, même si ces produits ont été fournis à des marques comme BOUYER, l'amateur devra se les bricoler. Qu'à cela ne tienne, nous en avons déjà vu d'autres !

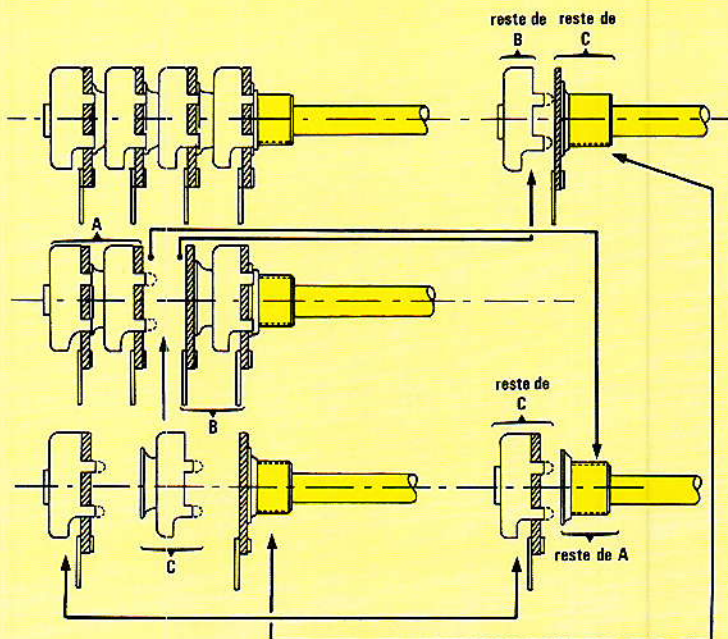
La figure 6 donne le mode opératoire. Recette : Pour se fabriquer un potentiomètre quadruple et récupérer deux potentiomètres simples, se procurer trois potentiomètres doubles. Redresser les griffes enserrant l'axe et le canon fileté du premier (A). Faire de même pour ce qui concerne la coupelle arrière du deuxième (B). Le troisième sera dépouillé de la même façon de sa partie centrale (C). Assembler A, B et C comme le montre la figure : le potentiomètre quadruple est réalisé. Avec ce qui reste, recomposer deux

modèles simples comme l'indique le dessin. Mettre tout dans un petit sac et le montrer à votre revendeur, sans en profiter pour lui tirer la langue... N'aurait-il pas été dommage de se priver d'un tel composant si facile à réaliser ? Un point très important tout de même : ce type d'assemblage n'est possible qu'avec les éléments de marque RADIOHM ou MATERA, faire attention au moment de l'ap-

provisionnement. (RADIOHM vient de déposer son bilan mais il reste des stocks).

La réalisation et le câblage des circuits imprimés ne doit pas poser de problème. Pour rendre la disposition des commandes rationnelle, nous nous sommes trouvé dans l'obligation de séparer en deux la partie audio. La première, qui regroupe les quatre cellules inverseu-

Figure 6



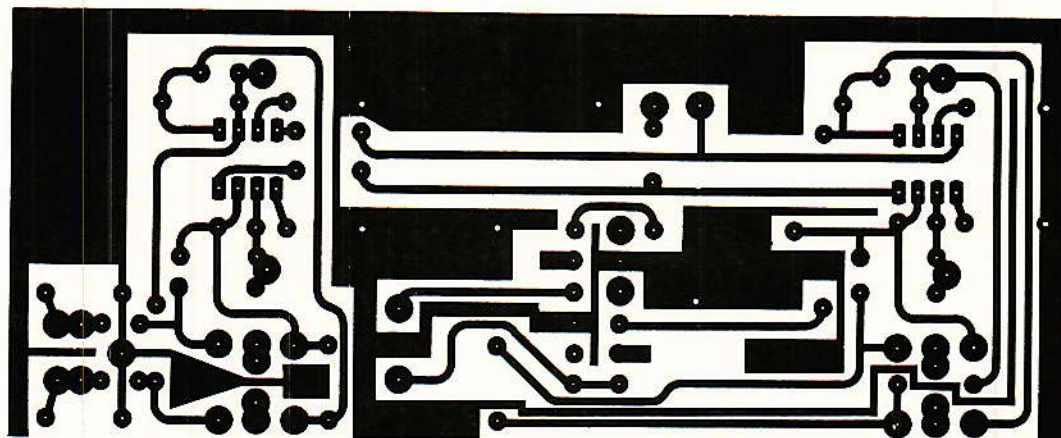


Figure 7

ses, est représentée à la figure 7. Ne pas oublier les deux straps, de monter des supports pour IC₁ et IC₁', de faire les liaisons ER, EL, à I₁ côté cuivre, et de câbler également R₂₅ et R₂₅' côté cuivre.

L'alimentation est regroupée sur le circuit de la figure 8, qui n'appelle pas d'autre commentaire que la présence de deux petits refroidisseurs sous RG₁ et RG₂. Ils peuvent être achetés tout faits ou être confectionnés dans une équerre d'aluminium de 20 x 20 comme le montre la maquette.

La deuxième partie audio, la plus conséquente, s'assemble sur le CI figure 9. C'est sur cette carte que sont implantés les potentiomètres quadruples, mais ne pas oublier de câbler les résistances qui sont dessous, avant de les souder ! Comme pour son complément, prévoir des supports pour les intégrés. Un petit

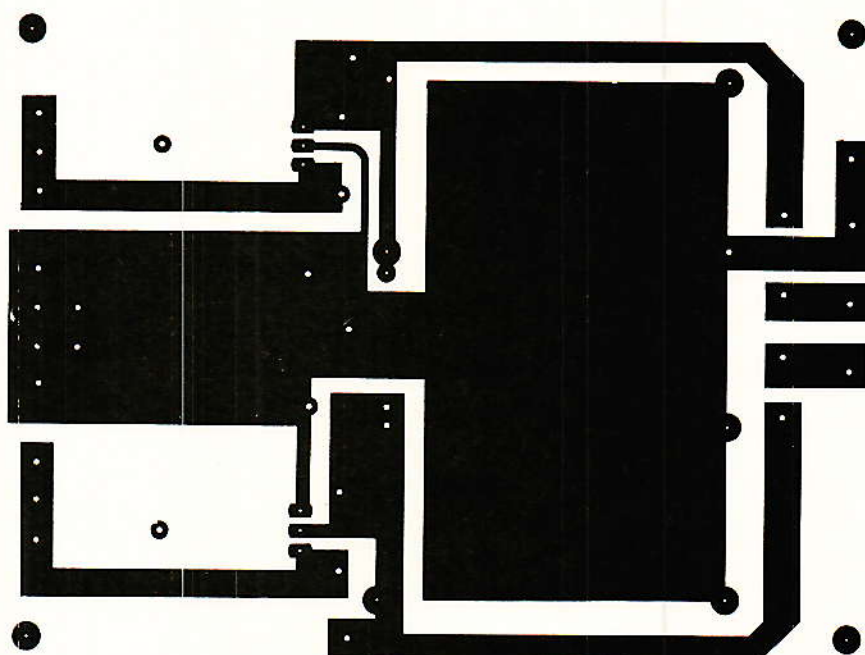


Figure 8

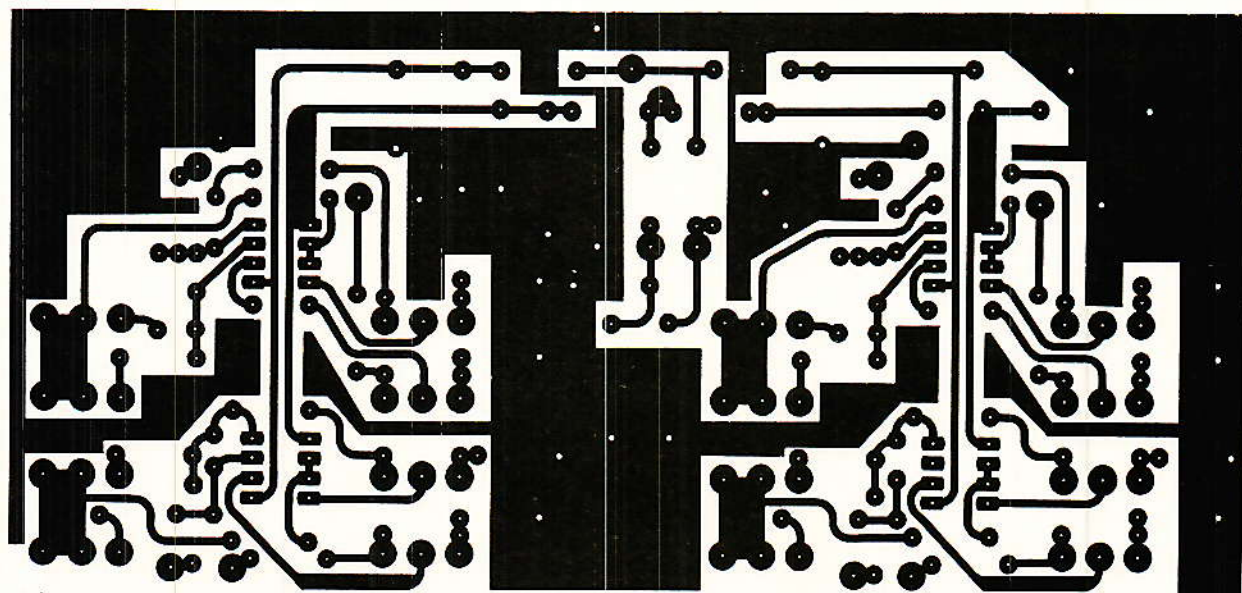


Figure 9

Figure 7

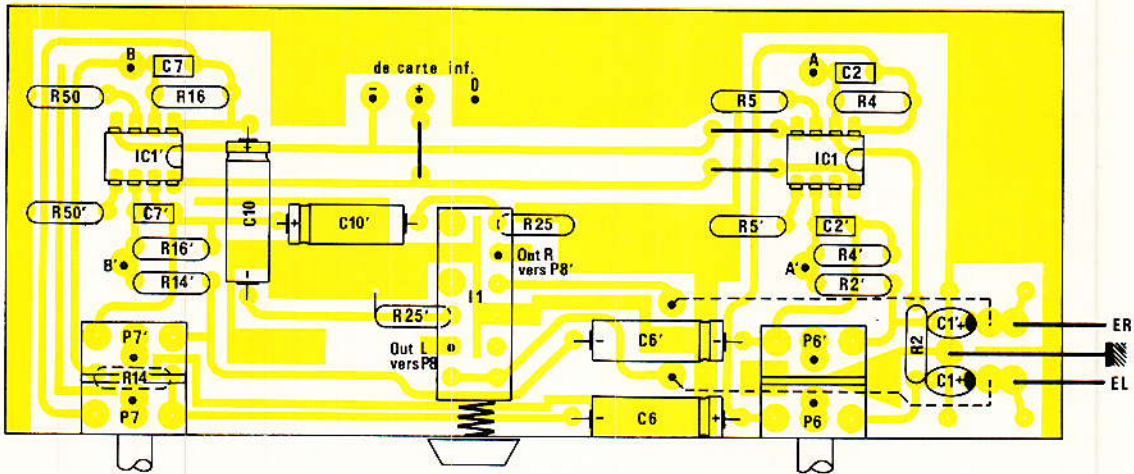


Figure 8

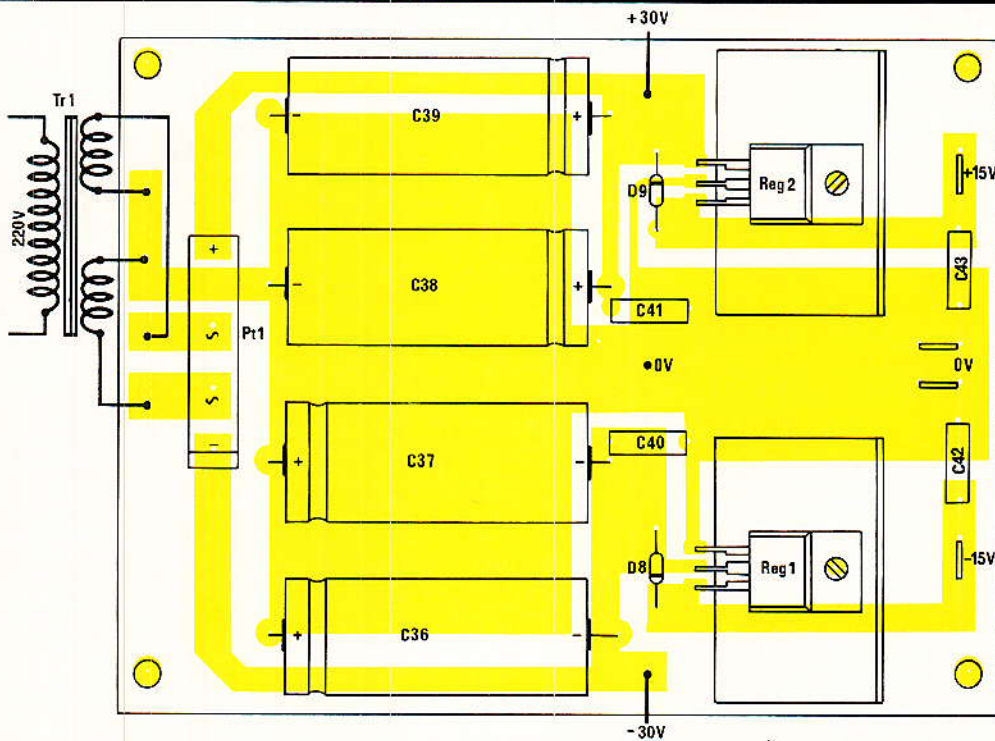
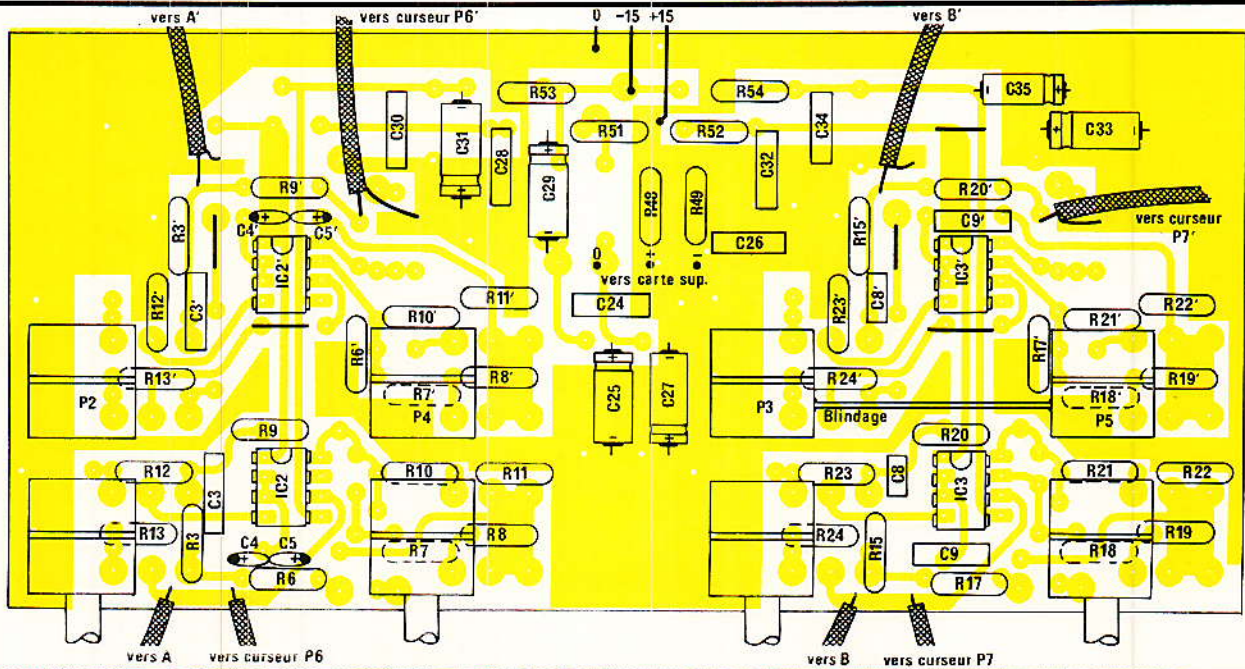


Figure 9



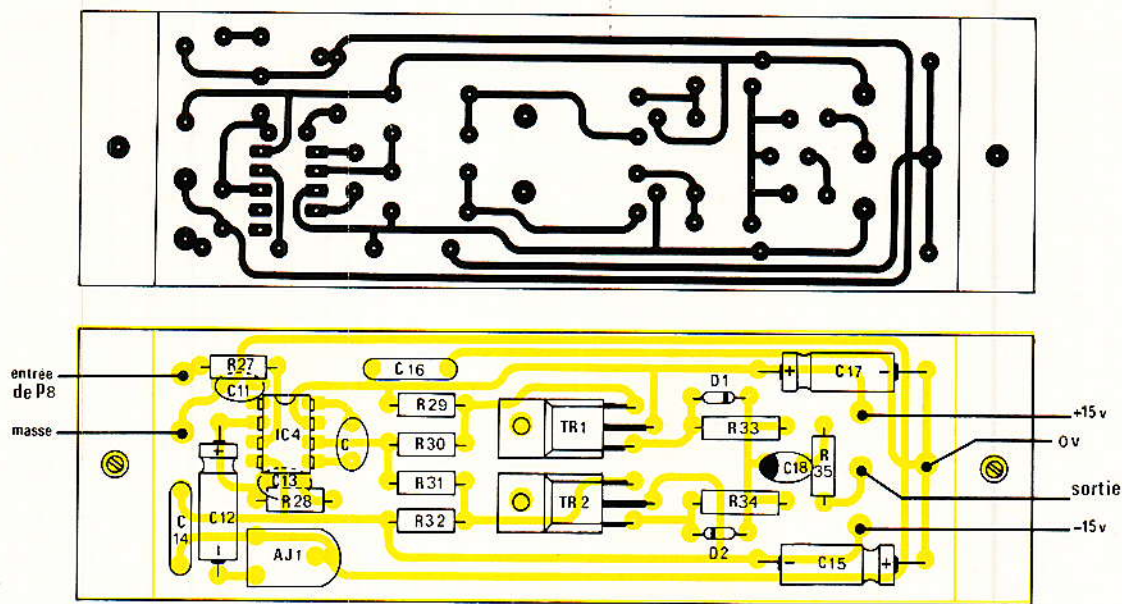


Figure 10 l'amplificateur de ligne CI et implantation (prévoir 2 exemplaires).

blindage, constitué d'une chute de circuit imprimé vierge, est soudé entre P₃ et P₅, il est destiné à réduire la diaphonie entre les voies gauche et droite des cellules aiguës. Son importance est déterminante et il sera soudé directement sur les coupelles de P₃ et P₅, en veillant bien à ce que sa partie inférieure soit en contact avec le plan non cuivré du CI des filtres.

La figure 10 reproduit la même implantation d'ampli de ligne que pour le AC DISCO. Cette carte sera à reproduire en deux exemplaires, un pour la voie gauche et un pour la voie droite. Prévoir aussi des supports pour IC₄.

Une autre carte est à prévoir en double exemplaires : il s'agit de l'indicateur trois états (figure 11). Elle présente la particularité d'être câblée différemment suivant qu'elle portera P₈ ou P₁ : Si la carte porte P₁, il ne faut pas de strap. Brancher un fil blindé au point y (au bout de R₃₇) et en relier l'autre extrémité au point x de la carte portant P₈. Pour celle-ci, mettre un strap entre y et d.

Cette particularité de câblage est due au fait que les deux indicateurs de niveau sont branchés en sortie des correcteurs, donc sur P₈. Pour la carte qui est portée par P₈ il n'y a pas de problème, la liaison avec R₃₇ se fait « sur place ». Par contre, l'autre carte doit aller chercher son point de prélèvement par fil extérieur sur P₈. Ainsi l'indicateur de droite est à droite de la face avant et l'indicateur de gauche est à gauche.

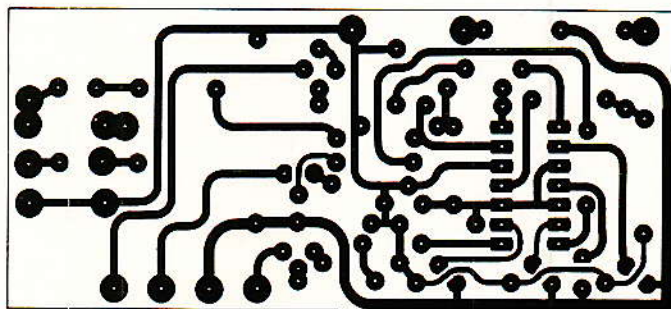
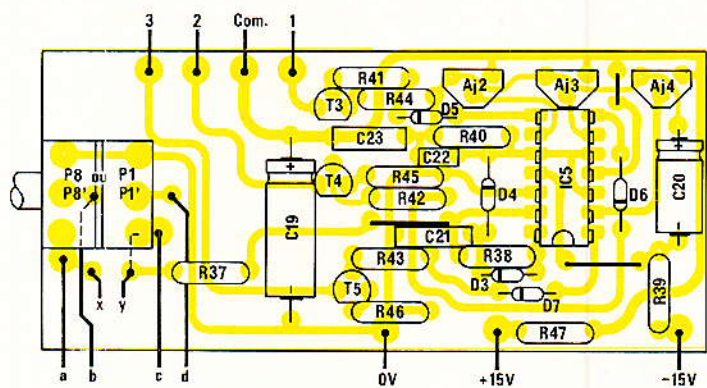


Figure 11

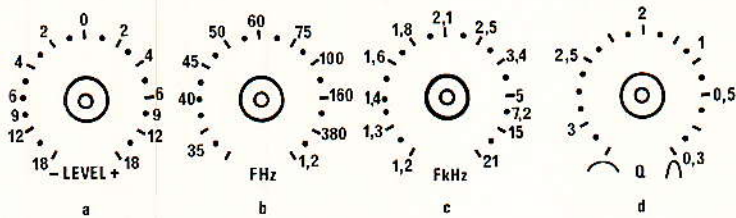


Montage économique

Comme nous l'avons promis, voici quelques idées pour autoriser une simplification du montage, réservées pourtant exclusivement aux lecteurs qui ont déjà réalisé le AC DISCO. A la partie supérieure de la figure 12, on retrouve le diagramme de celui-ci : préampli PU, ampli de

ligne, et ampli de casque. Dans le montage qui était décrit, les points A, B, et C étaient communément reliés. En ouvrant ces liaisons, il est possible d'insérer entre A et B les cellules de filtrage du AC PARAM. Ainsi économise-t-on les deux amplis de ligne de celui-ci. Il suffira d'effectuer les liaisons AA et BB comme le montre la figure 12. En ce qui concerne le point C, il est possi-

Mise en route et réglages



proposons à la figure 14, un dessin des 4 motifs encadrant les potentiomètres. Tout d'abord, en a, la gravure « LEVEL » en b celle pour le choix des fréquences graves, en c celle des fréquences aiguës, et en d celle pour la largeur de bande. D'autre part le dessin indique en e comment procéder pour reporter sur la face avant, des repères réguliers : Recopier sur calque les dessins a, b, c, d. Positionner gravure et trou correspondant, et immobiliser sur un côté à l'aide de ruban adhésif. Glisser une feuille de papier carbone et reporter les repères. Ainsi il sera facile de situer les indexes. Pourtant, quand l'auteur a décoré la façade de la maquette, il a eu quelques problèmes : les petites lettres transfert n'adhéraient pas sur l'aluminium brossé ! Pour tourner la difficulté, il a fait des inscriptions à la main, à l'aide d'un stylo à encre de chine Ø 0,25. Une fois l'encre bien sèche, il suffit de vernir. Attention de ne pas trembler !

Le câblage

Il est partiellement représenté à la figure 15. En effet, les liaisons entre les deux cartes principales ont été détaillées aux figures 7 et 9. Il ne faudra pas oublier les résistances R_1 , R_1' , R_{26} , R_{26}' , qui sont soudées en bout de câbles et dont la soudure est protégée par un petit morceau de souplisso ou de gaine thermo-rétractable. La distribution de l'alimentation est la suivante : chaque carte est reliée directement à la carte alim, par trois fils (rouge +, blanc masse, bleu -). Un seul point de masse au châssis : sur la XLR IN D. Cette ligne de masse sera constituée d'un fil de cuivre de section respectable. Toutes les liaisons en câble blindé répondront à la règle suivante : une seule extrémité de la tresse sera mise à la masse.

On voit bien sur le dessin les positions respectives des quatre cartes fixées par les écrous de leurs potentiomètres, sur la contre façade : les

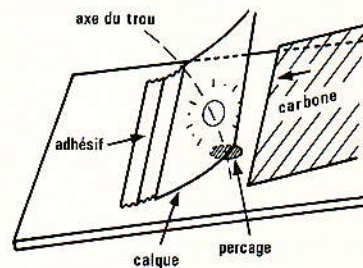


Figure 14

indicateurs sont montés verticalement, et les deux cartes principales ont leurs côtés non cuivrés qui se regardent. On effectuera les liaisons avec soin, en se référant plus au schéma général qu'au plan de câblage, celui-ci étant surtout destiné à donner une idée du système d'organisation retenu.

Après avoir vérifié le bon fonctionnement de l'alimentation, on procédera comme suit : I1 en position FLAT, générateur branché simultanément sur IN D et G, oscilloscope et multimètre (ou décibelmètre) branchés en OUT G, résistances R_{36} et R'_{36} portées provisoirement à 560 ohms, P_1 à fond. Régler le générateur à 1 000 Hz, niveau - 5 dB (436 mV) et faire en sorte que les LED 1 et 1' soient au seuil d'allumage, ceci avec AJ_2 et AJ_2' . Monter le niveau à + 5 dB (1,38 V) et faire de même pour Ld_2 et Ld_2' . Monter le niveau à + 15 dB, et procéder pareil pour Ld_3 et Ld_3' avec AJ_4 et AJ_4' . Si vous ne pouvez générer les 4,35 V correspondant à + 15 dB, qu'importe, le AC PARAM le fera lui-même : Mettre I1 en position, ajuster P_2 et P_3 vers 1 000 Hz, P_4 et P_5 à mi-course. Ajuster P_6 et P_7 pour obtenir au millivoltmètre 4,35 V. Faire le réglage de Ld_3 et 3'. Que s'est-il passé ? Le correcteur est tout simplement entré en action et, comme c'est son travail, il a relevé le 1 000 Hz des 10 dB qui manquaient au généra-

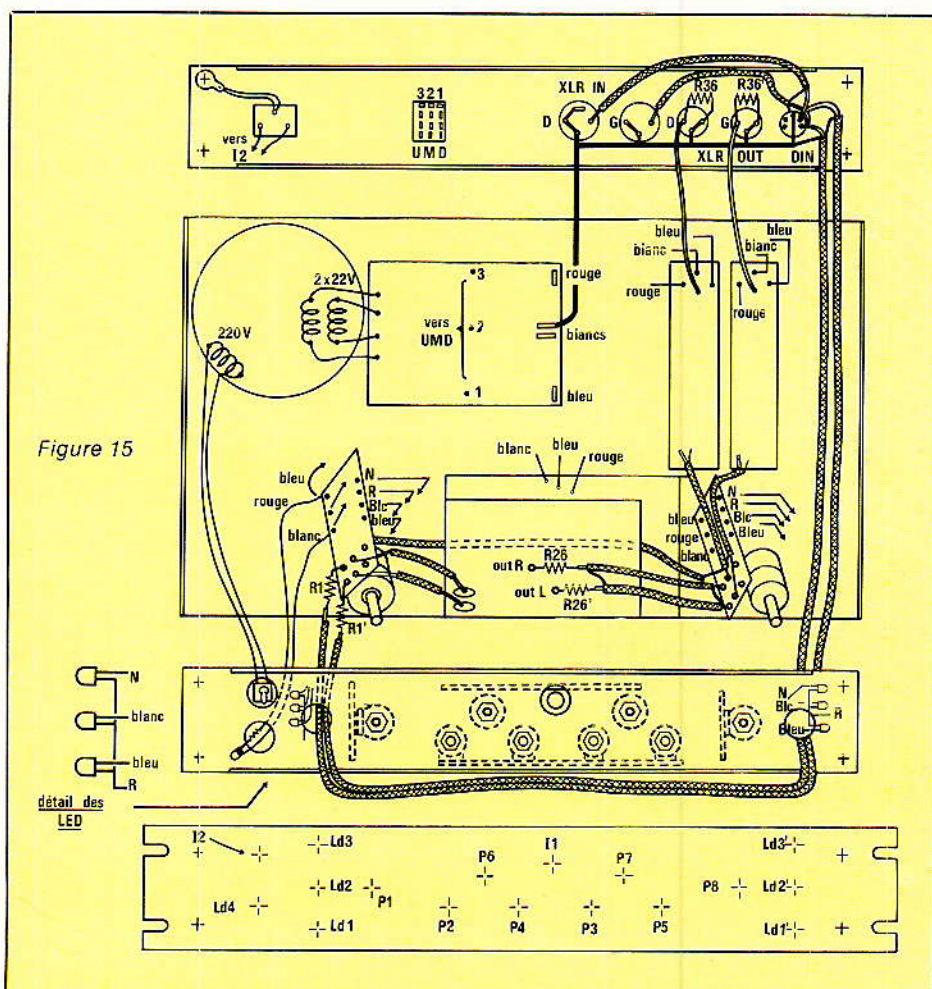


Figure 15

teur. Si nous vous avons proposé de régler à la fois la cellule grave et la cellule aigue, c'est uniquement pour ne pas vous donner de mauvaises habitudes... mais une seule cellule peut fort bien se charger seule de ce travail puisque le réglage va jusqu'à + 18 dB.

Pousser encore jusqu'à + 18 dB et mettez P_8 à fond. Maintenant observez l'oscilloscope : il faut obtenir + 18 dB sans déformation, à faire grâce à AJ_1 , puis passer sur OUT D et régler AJ_1 . Attention, on est à la limite des possibilités des amplis de ligne !

Voilà, c'est tout ! Il ne reste plus qu'à ouvrir grand les oreilles...

Remarques diverses

Tout d'abord, la maquette a été baptisée AC equal puis AC PARAM, mais c'est la même ! Revenons sérieux, ce paragraphe est destiné à apporter les précisions suivantes :

1°) Il faudra faire très attention pendant le câblage à bien respecter les voies droite et gauche sous peine de désagréments divers. A titre indicatif les professionnels du son ont convenu que la voie « un » était la voie gauche et pour notre part, ce sont les cellules de potentiomètres les plus près de la face avant qui sont efficaces sur cette voie.

2°) Un peu d'attention au moment de la réalisation assurera le succès.

3°) Il serait miraculeux que les gravures proposées correspondent exactement à votre maquette à vous. Pourtant, l'auteur qui utilise ce correcteur depuis plus de 5 ans, et sous diverses présentations dont il souhaite vous faire part prochainement, à réétalonné à chaque fois au fréquencomètre ses maquettes et les écarts - dus aux dispersions des valeurs des composants - étaient négligeables. Pourquoi en serait-il autrement pour vous ?

4°) Il a été prévu un emplacement pour un condensateur de compen-

sation d'une valeur de 22 pF entre 5 et 8 de IC_4 , pour permettre l'utilisation de NE 5534.

5°) Le positionnement mécanique de I_2 est tel qu'il s'aligne avec celui du AC DISCO, pour des raisons esthétiques, dans le cas d'une superposition des deux racks. C'est aussi pour cette raison que TRA_1 est placé à gauche afin de ne pas induire de 50 Hz dans les préamplis PU.

Conclusion

Radio Plans n'ayant pas pour habitude de décrire des gadgets, c'est un vrai correcteur paramétrique que vous pourrez réaliser à moindre coût, en construisant le AC PARAM. Et si vous avez autant de plaisir à l'utiliser que l'auteur, tout le monde sera comblé.

Attention encore à vos oreilles et à vos enceintes !

J. ALARY

Nomenclature

Résistances

R1: 1,5 k Ω	R29: 3,3 k Ω
R2: 22 k Ω	R30: 180 ohms
R3: 22 k Ω	R31: 180 ohms
R4: 22 k Ω	R32: 3,3 k Ω
R5: 2,7 k Ω	R33: 27 ohms 1/2 W
R6: 5,6 k Ω	R34: 27 ohms 1/2 W
R7: 2,7 k Ω	R35: 68 ohms
R8: 330 ohms	R36: 10 k Ω
R9: 22 k Ω	R37: 680 k Ω
R10: 1 k Ω	R38: 470 k Ω
R11: 100 ohms	R39: 82 ohms
R12: 2,7 k Ω	R40: 3,3M Ω
R13: 2,7 k Ω	R41: 2,2 k Ω
R14: 22 k Ω	R42: 2,2 k Ω
R15: 22 k Ω	R43: 2,2 k Ω
R16: 22 k Ω	R44: 560 ohms
R17: 5,6 k Ω	R45: 560 ohms
R18: 2,7 k Ω	R46: 560 ohms
R19: 330 ohms	R47: 82 ohms
R20: 22 k Ω	*R48: 27 ohms
R21: 1 k Ω	*R49: 27 ohms
R22: 100 ohms	R50: 2,7 k Ω
R23: 4,7 k Ω	*R51: 27 ohms
R24: 4,7 k Ω	*R52: 27 ohms
R25: 10 k Ω	*R53: 27 ohms
R26: 1,5 k Ω	*R54: 27 ohms
R27: 1 k Ω	R55: 1 k Ω
R28: 47 k Ω	

Transistors

TR1: BD 237	TR4: BC 547 B
TR2: BD 238	TR5: BC 547 B
TR3: BC 547 B	

Condensateurs

C1: 100 μ F vert	C23: 0,1 μ F
C2: 100 pF	*C24: 0,1 μ F
C3: 1nF	*C25: 10 μ F 25 V
C4: 3,3 μ F	*C26: 0,1 μ F
C5: 3,3 μ F	*C27: 10 μ F 25 V
C6: 100 μ F 25 V	*C28: 0,1 μ F
C7: 100 pF	*C29: 10 μ F 25 V
C8: 39 pF	*C30: 0,1 μ F
C9: 39 nF	*C31: 10 μ F 25 V
C10: 100 μ F 25 V	*C32: 0,1 μ F
C11: 560 pF	*C33: 10 μ F 25 V
C12: 220 μ F 16 V	*C34: 0,1 μ F
C13: 22 pF	*C35: 10 μ F 25 V
C14: 0,1 μ F	*C36: 2200 μ F 40 V
C15: 100 μ F 25 V	*C37: 2200 μ F 40 V
C16: 0,1 μ F	*C38: 2200 μ F 40 V
C17: 100 μ F 25 V	*C39: 2200 μ F 40 V
C18: 100 μ F 10 V vert	*C40: 0,1 μ F
C19: 47 μ F 25 V	*C41: 0,1 μ F
C20: 10 μ F 25V	*C42: 0,1 μ F
C21: 1 nF	*C43: 0,1 μ F
C22: 680 pF	

Potentiomètres

*P1: 2 \times 10 k Ω	*P7: 2 \times 47 k Ω
*P2: 4 \times 100 k Ω	*P8: 2 \times 10 k Ω
*P3: 4 \times 100 k Ω	AJ1: 100 k Ω
*P4: 4 \times 10 k Ω	AJ2: 4,7 k Ω
*P5: 4 \times 10 k Ω	AJ3: 22 k Ω
*P6: 2 \times 47 k Ω	AJ4: 47 k Ω

Circuits intégrés

IC1: TL082	IC5: TL074
IC2: 1458	Rg1: 7915
IC3: 1458	Rg2: 7815
IC4: TL071	

Diodes

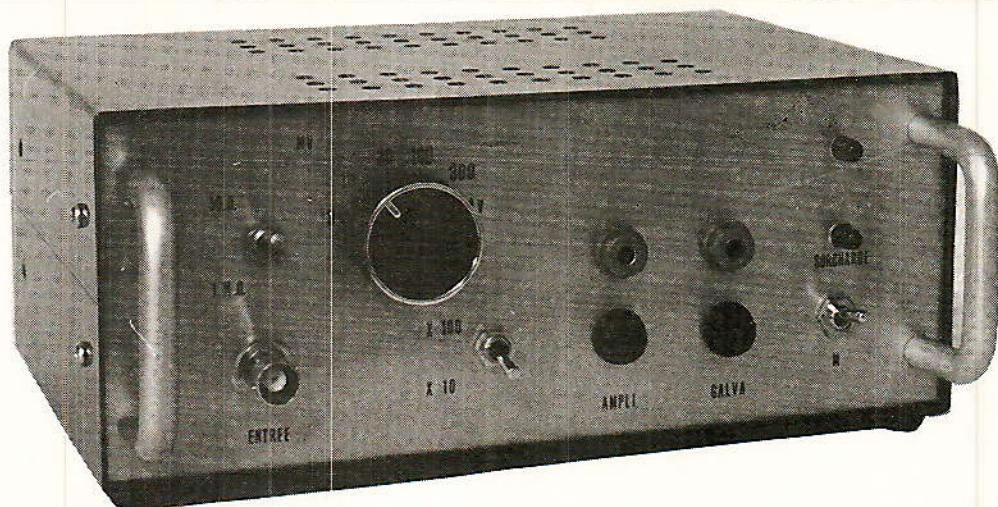
Ld1: LED VERTE \varnothing 5
Ld2: LED ROUGE \varnothing 5
Ld3: LED ROUGE \varnothing 5
*Ld4: LED ROUGE \varnothing 5
D1 à D7: IN 914
*D8 à D9: IN 4002
*Pt1: pont B80C5000

Divers

I1: Inter mini bipol.
I2: Int Shadow 6 inv.
*TRA1: torique 2 \times 22 V 40 VA

Coffret ESM rack 19 pouces deux unités, 8 boutons, câble secteur, prise secteur chassis, 2 \times XLR mâles, 2 \times DIN 5 broches chassis, 1 \times UMD 12 broches, 8 entretoises de 10, visserie de 3, 7 clips pour LED \varnothing 5, 8 supports IC 8b, 2 supports IC 14 b, 2 équerres 20 \times 20 \times 30, 2 poignées.

NOTA : Tous les composants sont à prévoir en double sauf la rubrique DIVERS et ceux marqués d'un astérisque.



Amplificateur de mesure et millivoltmètre

temps: ⏳ ⏳ ⏳

difficulté: 🧩 🧩 🧩

dépense: 💰 💰

Le sous-ensemble amplificateur

On en trouvera le schéma à la figure 1. A quelques détails près, la configuration de l'étage d'entrée, construit autour du transistor à effet de champ T_1 , rappelle celle de beaucoup d'amplificateurs pour oscilloscopes.

La résistance R_3 impose, lorsqu'on ouvre l'interrupteur K_1 , une impédance d'entrée normalisée à $1\text{ M}\Omega$, et qui conviendra pour nombre d'applications. Toutefois, certaines mesures s'accommodent mieux d'une impédance de $50\ \Omega$ (impédance itérative de câbles coaxiaux, et impédance de sortie de tous les générateurs de qualité). On ferme alors l'interrupteur K_1 , ce qui met en service le groupement parallèle des résistances R_1 et R_2 , de $100\ \Omega$ chacune (la valeur $50\ \Omega$ n'appartient pas aux séries normalisées).

La composante continue éventuellement comprise dans le signal d'entrée, se trouve volontairement éliminée dès l'entrée, grâce à une liaison par condensateur. Celui-ci, pour autoriser la transmission des fréquences faibles, doit offrir une capacité élevée, ce qui impose le choix d'un modèle électrolytique, donc polarisé, le montage en série

Au laboratoire, les appareils de mesure, suivant en cela l'évolution rapide des techniques électroniques, offrent des performances toujours plus grandes : les constructeurs en bénéficient, qui proposent régulièrement des modèles nouveaux.

Pour d'évidentes raisons financières, l'amateur ne peut guère réactualiser son matériel au même rythme. Heureusement pour lui, certains accessoires de faible coût, et faciles à construire, élargissent à peu de frais les possibilités d'appareils existants. Le montage amplificateur que nous proposons ici, s'inscrit dans cette optique. Il rassemble, en fait, deux parties complémentaires : un sous-ensemble amplificateur linéaire à large bande passante (de 10 Hz à 3 MHz environ) ; un sous-ensemble détecteur fortement contre-réactionné, qui permet de transformer tout multimètre (ou galvanomètre) en millivoltmètre BF.

de C_1 et de C_2 permet de ne pas se soucier du signe de la tension appliquée, qui ne devra naturellement pas dépasser la tension de service des condensateurs. On remarquera enfin qu'en fermant K_1 , on diminue la constante de temps des circuits d'entrée, ce qui élève à 20 Hz environ la limite inférieure de la bande passante à -3 dB . On n'oubliera pas d'en tenir compte, et nous le rappelons d'ailleurs sur la façade.

Les diodes D_1 et D_2 , associées à R_4 , protègent le FET contre des surtensions accidentelles, grâce à leur seuil de 600 mV environ. Il faut alors compenser leurs capacités parasites, et celle de la porte de T_1 : c'est le rôle du condensateur C_1 . Enfin, R_5 interdit les oscillations à haute fréquence que pourrait provoquer

l'impédance d'entrée négative de T_1 , en HF.

Le FET travaille en drain commun, et on recueille les signaux à faible impédance, sur sa source. La diode zener DZ_1 , découplée par C_4 et polarisée à travers R_{13} , stabilise à $8,2\text{ volts}$ la tension d'alimentation des deux premiers étages.

On confie à T_2 , utilisé en émetteur commun, mais avec contre-réaction par la résistance R_{12} non découplée, le soin d'une première amplification de tension. Compte tenu de l'atténuation qu'introduit T_1 (gain voisin de $0,8$), et du choix des valeurs de R_{11} et de R_{12} , le gain global de l'ensemble T_1, T_2 s'établit à 10 .

La liaison de T_1 vers T_2 s'effectuant à travers le condensateur C_5 , une polarisation continue du deuxième

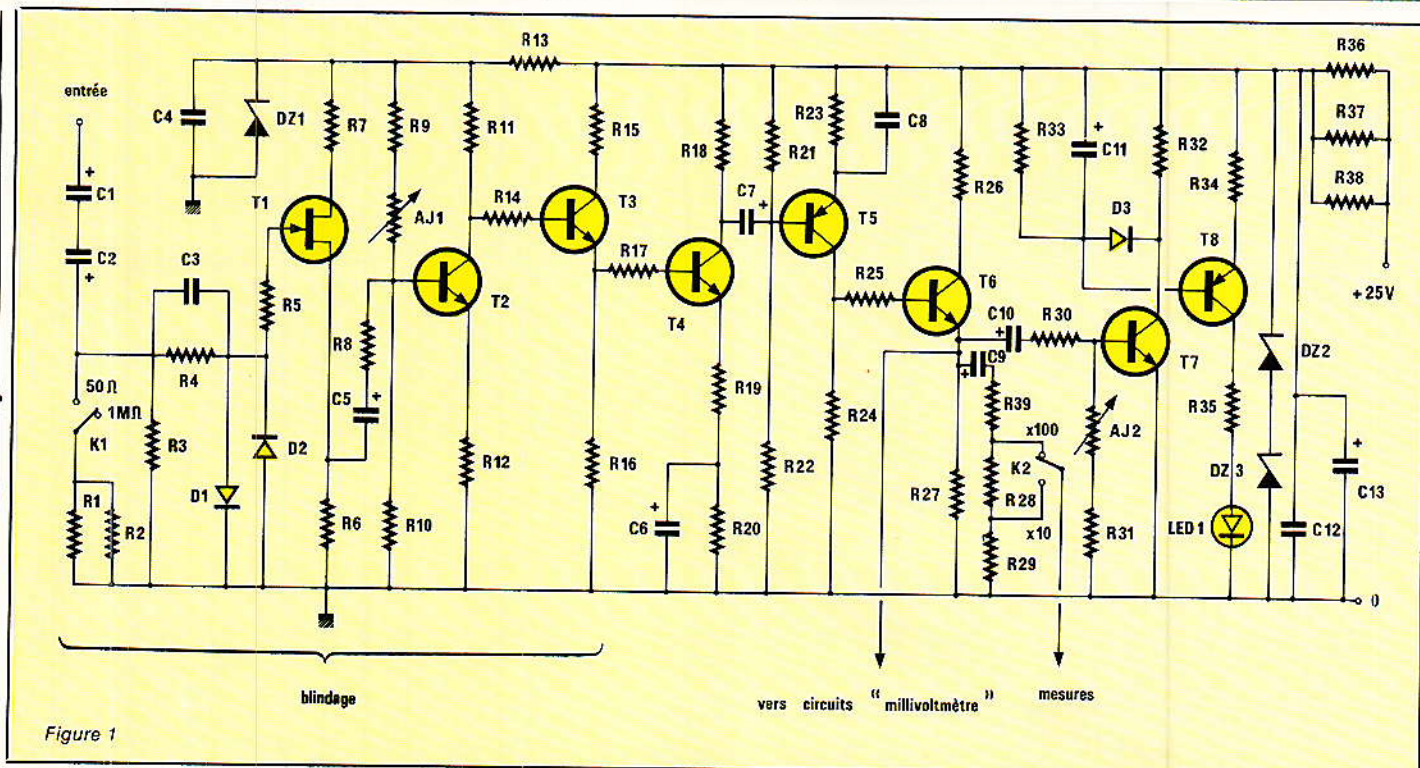


Figure 1

transistor s'impose. Elle est obtenue par un pont de base, et se règle par la résistance ajustable AJ1.

Une bande passante relativement grande, jointe à un gain suffisant, oblige à minimiser la capacité qui charge le collecteur de T2. Cet impératif justifie l'interposition de l'étage en collecteur commun T3, attaqué par une liaison directe, et qui délivre à son tour les signaux sous faible impédance, pour la commande du deuxième amplificateur de tension T4. Là encore, le découplage partiel de la résistance d'émetteur (C6 en parallèle sur R20) introduit une contre-réaction par R19, et linéarise le fonctionnement.

Les décalages successifs de la polarisation continue, et le souci de ne pas multiplier en cascade les diverses dérives thermique, conduisent à opter pour une liaison capacitive (condensateur C7) vers le dernier étage amplificateur de cette partie du montage, construit autour du PNP T5. Un petit condensateur C8, dans le circuit d'émetteur, apporte un découplage de R23 pour les fréquences élevées seulement, et élargit donc la bande passante. On sort finalement à basse impédance, sur l'émetteur de T6.

Avec les différentes valeurs de résistances choisies, l'ensemble des circuits englobant les transistors T1 à T6 procure un gain en tension de 300. Cette valeur, un peu bizarre, résulte de la recherche d'un signal d'amplitude maximale pour la commande des circuits du milli-voltmètre,

à partir de l'émetteur de T8. Elle peut être appréciée, également, lorsqu'on utilise ce sous-ensemble en préamplificateur linéaire, pour augmenter la sensibilité d'un oscilloscope par exemple. Dans ce cas, la sortie « mesures » sera prise directement sur l'armature négative de C9. Le commutateur K2, associé au diviseur R28 et R29, sélectionnera respectivement des gains de 300 ou de 30.

Notre habitude du système décimal rend plus commode, toutefois, l'utilisation de facteurs multiplicatifs 10 et 100. Ceux qui, pour le préamplificateur, préfèrent sélectionner ces deux valeurs de gain, ajouteront simplement la résistance R39, qui introduit une atténuation supplémentaire de rapport 3. Dans le cas contraire, un strap remplacera R39 sur le circuit imprimé.

Les circuits de préamplification s'alimentent sous une tension de 10 volts, imposée par l'ensemble des zener DZ2 et DZ3 (plus stables en température qu'une unique diode de 10 volts). La résistance de polarisation, qui doit dissiper sans échauffement environ 1/2 watt, résulte de la mise en parallèle de R36, R37 et R38, raccordées au + 25 volts de l'alimentation générale.

Indicateur de surcharge

Revenons à l'hypothèse de l'utilisation du préamplificateur de mesu-

res aux fins d'augmenter la sensibilité d'un oscilloscope : on applique le signal testé sur l'entrée de l'appareil, et on examine sa forme sur l'écran. Le préamplificateur n'offrant d'utilité que pour des signaux de très faible amplitude, ces derniers, n'excédant pas quelques millivolts, voire quelque centaines de microvolts, ne peuvent être visualisés directement. Il faut donc faire toute confiance au traitement subi dans le préamplificateur, et s'assurer que celui-ci n'introduit pas ses propres déformations. Or, de tels incidents risquent de se produire lorsqu'on sature les derniers étages, ce qui n'est directement pas contrôlable.

Pour lever pareille incertitude, nous avons prévu un indicateur de surcharge, qui met en œuvre les transistors T7 et T8. Sa base, en continu, n'étant reliée qu'à la masse, à travers R31 et AJ2, T7 reste normalement bloqué, et aucun courant ne traverse son collecteur.

Toutefois, les tensions alternatives de l'émetteur de T6 parviennent à la base de T7, par le condensateur C1. Elles subissent une atténuation réglable dans le pont R30, R31 et AJ2. Lorsque, au point commun à R30 et R31, les crêtes atteignent environ 600 mV, T7 entre en conduction, et charge le condensateur C11 via la diode D3. La différence de potentiel aux bornes de C11 provoque à son tour la conduction du PNP T8, donc l'allumage de la diode électroluminescente LED1, qui signale la surcharge. La résistance R33 assure la

25 V / 1^{ers} étages

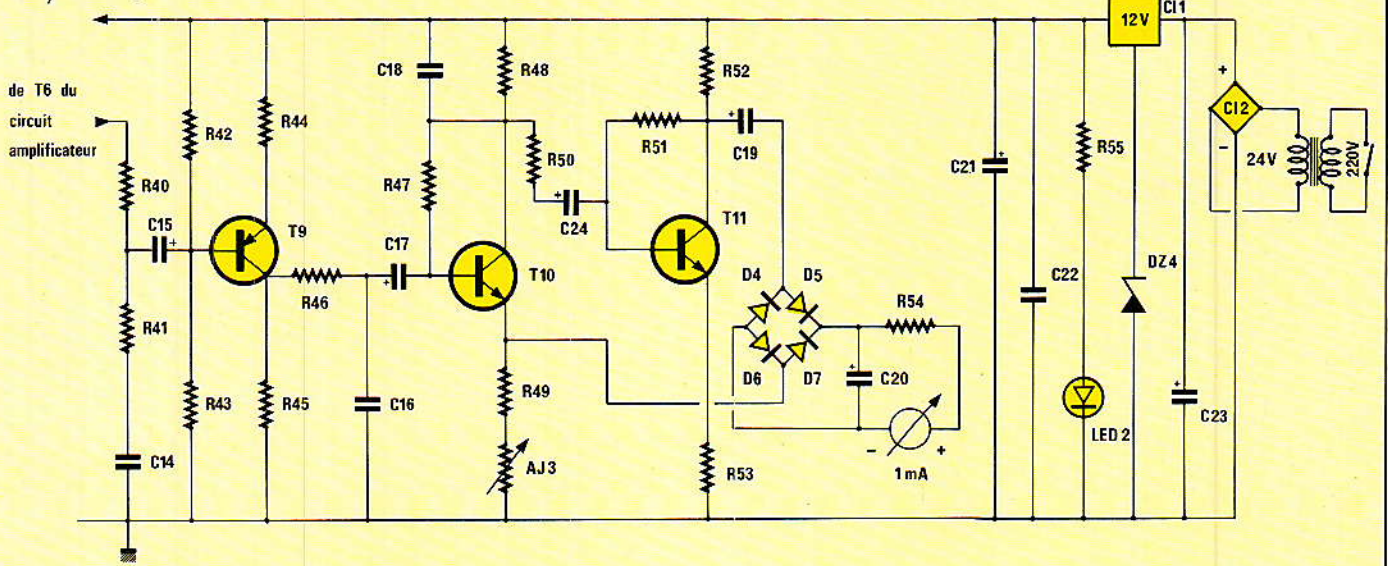


Figure 2

décharge de C₁₁, pour qu'une brève surcharge n'entraîne pas un allumage trop prolongé de la LED : on a choisi une constante de temps voisine de 1,5 seconde.

Au moment de la mise au point, on réglera le seuil d'indication par l'intermédiaire de la résistance ajustable AJ₂ ; nous reviendrons, plus loin, sur cette opération.

La section millivoltmètre

On connaît les difficultés inhérentes à la mesure des très faibles tensions alternatives, par le biais d'un galvanomètre. Cette mesure, qui nécessite un redressement préalable, se heurte au seuil de détection des diodes : 0,6 volt pour le silicium, et 0,3 volt pour le germanium. Une simple amplification préalable ne résout pas le problème, car elle n'élimine pas le seuil, et ne compense pas le manque de linéarité de la caractéristique.

La solution depuis longtemps classique, consiste à englober le détecteur, et l'appareil de mesure, dans une boucle de contre-réaction établie sur l'amplificateur. Nous avons d'ailleurs, dans ces colonnes, déjà proposé un montage de ce genre. Mais l'appareil cité, voulu très simple, souffrait encore d'un manque de linéarité dont se sont plaints quelques lecteurs.

Ici, le problème trouve sa solution dans la présence, en amont du millivoltmètre, du préamplificateur de

mesures qui apporte déjà un gain de 300. L'amplitude du signal qu'il délivre permet d'appliquer, au millivoltmètre proprement dit, un taux de contre-réaction très élevé. On atteint alors une linéarité meilleure que 2 % dès que sont franchies les premières divisions de l'échelle (5 % de la déviation totale), et meilleure que 1 % en fin d'échelle. Nous espérons, par ces performances, satisfaire les plus exigeants. Ajoutons, pour eux, que la bande passante à - 1 dB, s'étend au-delà de 50 kHz, et suffit donc très largement au besoins de la basse fréquence.

Le schéma de la section millivoltmètre est proposé en figure 2. A partir de l'émetteur de T₆, les signaux préamplifiés parviennent sur R₄₀, puis, à travers le condensateur C₁₅, sur la base du PNP T₉, qui polarise le pont R₄₂, R₄₃. On peut s'interroger sur l'utilité de T₉ qui, chargé par des résistances égales dans son émetteur et dans son collecteur, ne fournit aucun gain en tension. Pourquoi, alors, n'avoir pas utilisé un traditionnel étage en collecteur commun ?

Le principal écueil auquel se heurte la conception d'un appareil comme celui que nous décrivons, réside dans la coexistence de gains élevés (près de 100 000 en boucle ouverte pour l'ensemble de la chaîne), de déphasages successifs dus à la multiplicité des étages, et d'inévitables tensions de bruit, ne serait-ce qu'à cause de l'alimentation. T₉ fait partie des éléments destinés à lutter contre l'entrée en oscilla-

tions : l'espace base-collecteur y joue le rôle d'un tampon contre les tensions de bruit.

On notera d'ailleurs l'abondance des précautions prises à cette fin : C₁₄, C₁₆ et C₁₈ entrent dans la composition de filtres successifs qui éliminent les fréquences élevées (d'où limitation de la bande passante), et, par leurs déphasages propres, compensent ceux des circuits amplificateurs.

Les techniques de polarisation de T₁₀ et de T₁₁ paraîtront familières à ceux qui ont connu les transistors à leurs débuts. Les résistances R₄₇ et R₅₁ commandent les bases en courant, mais à partir de chaque collecteur. On cumule ainsi une stabilisation du point de fonctionnement, et une réaction négative vis-à-vis des signaux alternatifs.

Le redressement à double alternance par les diodes D₄ à D₇, et la lecture par le galvanomètre G (1 mA à pleine déviation), s'insèrent dans la boucle de contre-réaction établie entre le collecteur de T₁₁ et l'émetteur de T₁₀. En réglant le taux de cette contre-réaction, l'ajustable AJ₃ dose la sensibilité.

L'alimentation générale, très classique, comprend un redresseur en pont (C₁₂), un filtrage par C₂₂, et une stabilisation par régulateur intégré (C₁₁). L'expérience nous a montré que trop de revendeurs ne tenaient pas en stock les régulateurs de 24 volts. Pour éviter les difficultés d'approvisionnement, nous avons alors choisi un régulateur 12 volts,

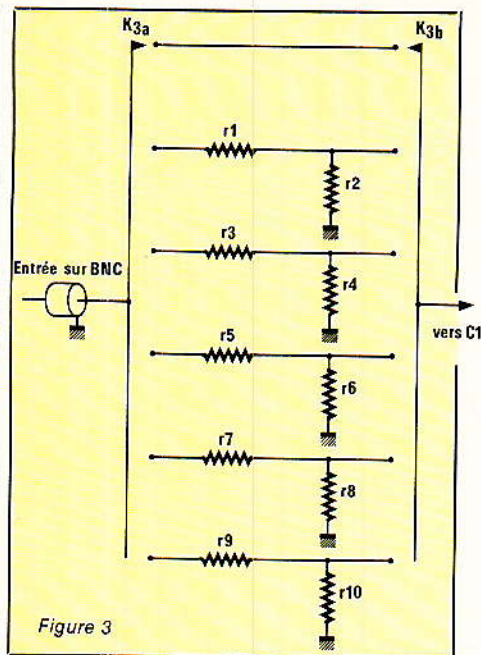


Figure 3

dont la tension de sortie est élevée à 24 ou 25 volts grâce à la diode zener DZ_4 .

La diode électroluminescente LED_2 , polarisée par R_{65} , sert de témoin de mise sous tension.

Le problème de l'atténuateur d'entrée

Nous distinguerons, pour discuter ce problème, les différentes utilisations possibles : préamplificateur pour oscilloscope, millivoltmètre BF à haute impédance d'entrée, et millivoltmètre AF à basse impédance d'entrée.

Aucun oscilloscope moderne n'offre, sur son entrée verticale, une sensibilité inférieure à 30 millivolts crête à crête par division, et la majorité d'entre eux descendent à 10 millivolts crête-à-crête. A partir de signaux présentant cette amplitude, et à fortiori des amplitudes plus élevées, l'usage du préamplificateur devient sans intérêt, et on attaquera directement l'oscilloscope.

Pour des signaux de moins de 10 millivolts crête-à-crête, le préamplificateur, d'un gain maximal de 300, délivre des signaux de sortie de 3 volts d'amplitude, sans atteindre encore l'écrêtage par saturation des derniers étages. Il apparaît donc inutile de prévoir un atténuateur d'entrée, de type obligatoirement compensé en fréquence, donc de réalisation délicate. Remarquons que dans la position « $\times 30$ » (ou $\times 10$ si on a choisi cette option), les signaux d'entrée ne dépassent pas 100 mV crête-à-crête : ils restent très

au dessous de l'écrêtage de sécurité introduit par les diodes D_1 et D_2 , qui n'entre en action qu'au delà d'une amplitude de 1 volt crête-à-crête.

Dans le cas de l'utilisation en millivoltmètre BF, différentes sensibilités à pleine échelle deviennent nécessaires, on pourra choisir soit l'échelonnement 1, 2, 5, 10, etc, soit, mieux encore, l'échelonnement 1, 3, 10 etc., qui nécessite moins de cellules d'atténuation, et correspond aux sensibilités successives de la plupart des multimètres. La lecture, sur ces derniers, en sera facilitée, puisqu'elle ne demande plus qu'une conversion dans des rapports multiples de 10.

Comme on se contente, alors, d'une bande passante inférieure à 100 kHz à -3 dB (environ 50 kHz à -1 dB), l'atténuateur ne présente plus les mêmes exigences : on pourra se dispenser des capacités de compensation. Sa structure devient alors celle de la figure 3. Les valeurs des diverses résistances tiennent compte de deux facteurs :

- La résistance d'entrée de $1\text{ M}\Omega$ (R_3 du schéma de la figure 1) de l'amplificateur.

- La nécessité de conserver, sur toutes les gammes, une impédance d'entrée constante, elle-même fixée à $1\text{ M}\Omega$, en amont de l'atténuateur.

Les valeurs de r_1 à r_{10} qui satisfont ces conditions, sont données dans la nomenclature. A chaque fois, nous avons donné la valeur exacte obtenue par le calcul, pour une tolérance de 1 %, puis la valeur approchée de la série à 5 %, qui nous semble largement suffisante. Dans certains cas, et toujours pour une précision de 5 %, il sera nécessaire d'effectuer des groupements de résistances : nous les avons signalés.

Compte-tenu de la bande passante traitée, un commutateur double de qualité courante suffit pour K_{3a} et K_{3b} . Il s'agit d'un modèle à six positions, et deux circuits, grâce auquel on obtient (en valeurs efficaces pour des tensions sinusoïdales) les sensibilités suivantes à pleine échelle : 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV et 1 V (valeurs efficaces).

Les faibles tensions véhiculées nécessitent des précautions de blindage. On effectuera l'entrée sur une prise BNC. La liaison entre BNC et K_{3a} , puis entre K_{3b} et le circuit imprimé, se fait par de courts morceaux de câble coaxial. Toutes les masses seront ramenées sur le point de masse d'entrée du circuit imprimé (voir les figures 4 et 5).

Reste enfin le cas de l'entrée à

basse impédance, sur $50\ \Omega$. Il aurait fallu, pour elle, un autre atténuateur. Mais, dans la pratique, l'emploi de cette impédance réduite ne s'applique qu'aux faibles tensions et, là encore, on pourra se passer d'atténuateur.

Le circuit imprimé et son câblage

Tout le montage : pramplificateur, millivoltmètre et alimentation (sauf le transformateur) prend place sur le circuit imprimé dessiné en figure 4. Il est impératif, si on veut éviter de se battre avec des accrochages persistants, de respecter scrupuleusement ce dessin, en conservant notamment la largeur des pistes, et en particulier de la piste de masse. Cette dernière n'entoure pas complètement le circuit : dans l'hypothèse contraire, elle formerait une boucle avide de tous les rayonnements électromagnétiques voisins.

La bande de cuivre perpendiculaire à la piste de masse, et qui sépare les premiers étages du reste du montage, constitue un blindage plan, lui aussi indispensable.

La figure 5, et nos photographies, guideront la mise en place des composants. Ne pas oublier que les condensateurs C_1 et C_2 sont montés en opposition. Précisons, enfin, qu'une réalisation où, comme nous le voyons trop souvent, les composants s'avachissent dans les positions les plus invraisemblables, serait irrémédiablement vouée à l'échec. Le soin apporté au câblage est un facteur essentiel de réussite, quand on joue avec les gains élevés, et les signaux faibles.

Le montage final

La maquette a été installée dans un coffret ESM, de référence EC 20/08 FA (façade en aluminium). Pour éliminer tout problème de reproductibilité, nous conseillons vivement de respecter ce choix, et d'adopter, pour l'emplacement des composants de la façade, la disposition de la maquette originale.

Le circuit imprimé prend place sur le fond du boîtier, où il est maintenu par quatre vis, et des entretoises de 8 mm de hauteur. On fixera le transformateur d'alimentation contre la face arrière, tout à fait sur la droite, pour l'éloigner des étages d'entrée.

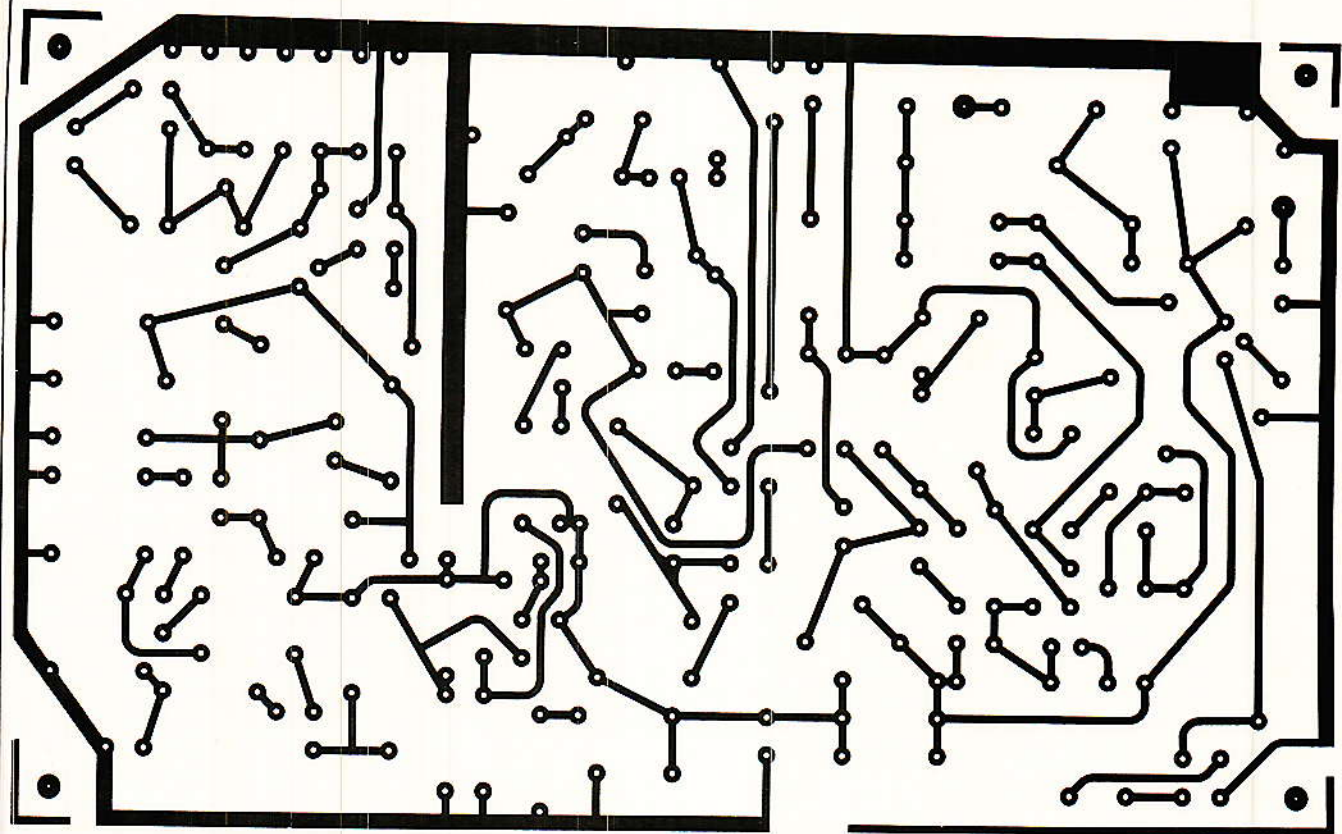


Figure 4

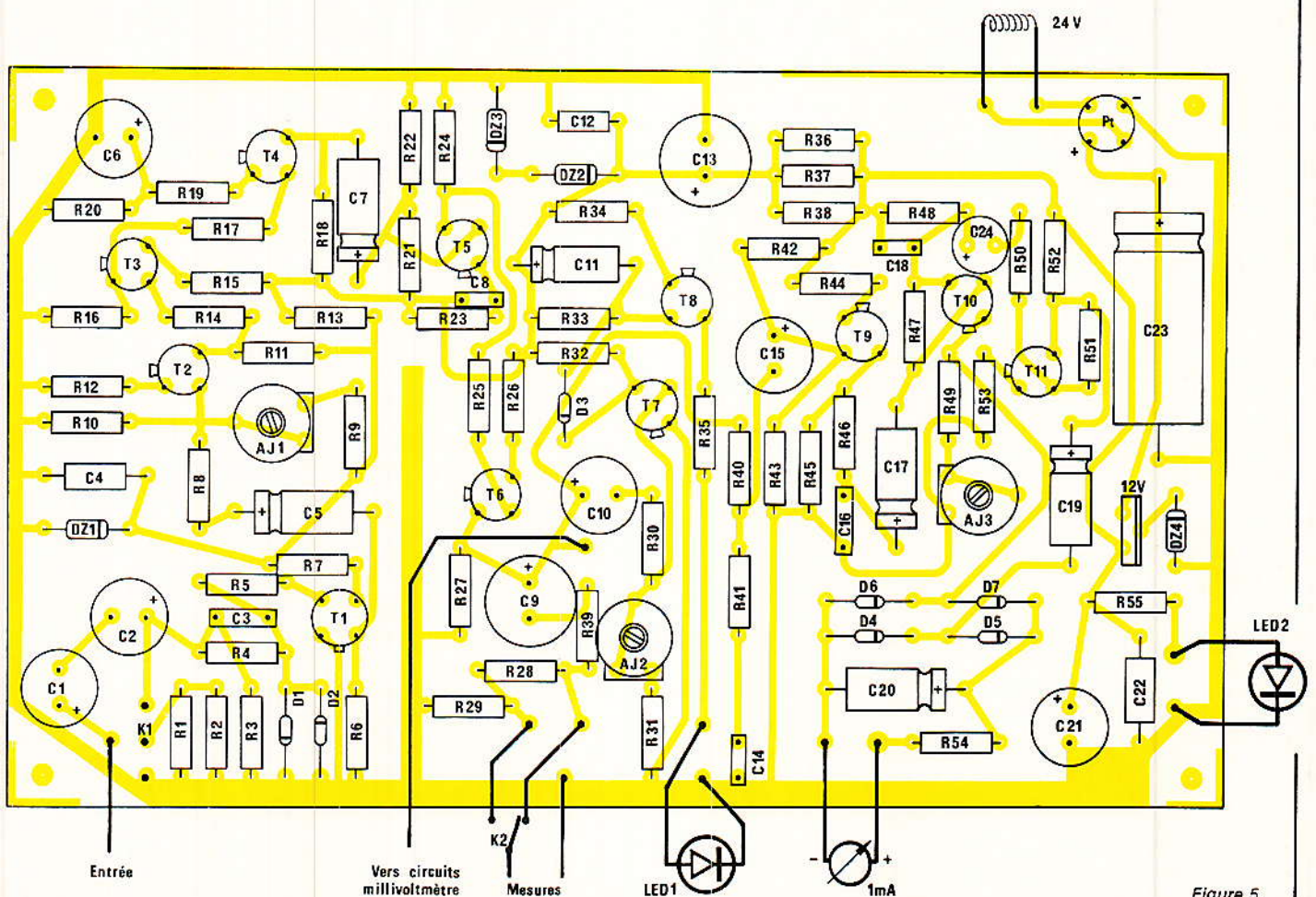


Figure 5

Réalisation

Le dessin de la figure 6 indique le plan de perçage de la face avant, et celui de la figure 7 montre la disposition à adopter pour les différentes interconnexions. Sur nos photographies, on remarquera la présence d'un blindage autour de l'atténuateur. On pourra le construire dans de la tôle mince, conformément aux indications de la figure 8.

La mise au point de l'étalonnage

Après une ultime vérification du câblage, on commencera par contrôler les tensions d'alimentation : 24 à 25 volts pour l'alimentation générale, 10 à 11 volts aux bornes de l'ensemble des zener DZ_2 et DZ_3 , et enfin 8,2 volts sur DZ_1 .

En l'absence de signal d'entrée, il faut maintenant régler la polarisation de l'ensemble T_2, T_3, T_4 , en agissant sur la résistance ajustable AJ_1 . On doit obtenir, sur l'émetteur de T_4 , une tension continue de 7 volts.

On applique maintenant un signal sinusoïdal à 1 000 Hz environ sur l'entrée, et on règle son amplitude pour obtenir 3 volts crête-à-crête sur l'émetteur de T_6 . On contrôlera à l'oscilloscope la qualité de ce signal, qui ne doit pas manifester d'écrêtage. Si un tel écrêtage apparaissait de façon unilatérale (sur les pointes positives ou sur les pointes négatives), il faudrait retoucher légèrement AJ_1 .

Toujours en présence d'un signal sur l'entrée, l'étape suivante consiste à régler le seuil d'entrée en action de l'indicateur d'écrêtage. Pour cela, on augmente légèrement l'amplitude (3,3 volts environ sur l'émetteur de T_6), et on agit sur l'ajustable AJ_2 pour que la diode électroluminescente LED_1 commence juste à s'allumer.

Le réglage des circuits du millivoltmètre porte sur le taux de contre-réaction, et s'effectue par AJ_3 . Pour cela, on branche en sortie un galva-

Nomenclature

Résistance 0,5 watt à $\pm 5\%$

R_1 et R_2 : 100 Ω	R_{23} : 270 Ω
R_3 : 1 M Ω	R_{24} : 1,2 k Ω
R_4 : 100 k Ω	R_{25} : 33 Ω
R_5 : 220 Ω	R_{26} : 10 Ω
R_6 : 470 Ω	R_{27} : 820 Ω
R_7 : 15 Ω	R_{28} : 1 k Ω (ou 330 Ω)
R_8 : 22 Ω	R_{29} : 100 Ω (ou 33 Ω)
R_9 : 56 k Ω	R_{30} : 3,3 k Ω
R_{10} : 22 k Ω	R_{31} : 470 Ω
R_{11} : 1 k Ω	R_{32} : 3,9 k Ω
R_{12} : 82 Ω	R_{33} : 150 k Ω
R_{13} : 100 Ω	R_{34} : 18 Ω
R_{14} : 100 Ω	R_{35} : 820 Ω
R_{15} : 10 Ω	R_{36} : 820 Ω
R_{16} : 1 k Ω	R_{37} : 820 Ω
R_{17} : 47 Ω	R_{38} : 820 Ω
R_{18} : 1 k Ω	R_{39} : strap (ou 1 k Ω)
R_{19} : 100 Ω	R_{40} : 2,7 k Ω
R_{20} : 820 Ω	R_{41} : 1,5 k Ω
R_{21} : 22 k Ω	R_{42} : 47 k Ω
R_{22} : 82 k Ω	R_{43} : 100 k Ω

R_{44} : 1 k Ω	R_{48} : 2,7 k Ω	R_{52} : 3,3 k Ω
R_{45} : 1 Ω	R_{49} : 330 Ω	R_{53} : 10 Ω
R_{46} : 3,9 k Ω	R_{50} : 22 Ω	R_{54} : 1 k Ω
R_{47} : 220 k Ω	R_{51} : 100 k Ω	R_{55} : 2,2 k Ω

Résistances de l'atténuateur

	Valeur exacte	Valeur approchée
r_1	700 k Ω	680 k Ω
r_2	428 k Ω	390 k Ω + 39 k Ω
r_3	900 k Ω	910 k Ω
r_4	111 k Ω	100 k Ω + 10 k Ω
r_5	970 k Ω	1 M Ω
r_6	30,9 k Ω	27 k Ω + 3,9 k Ω
r_7	990 k Ω	1 M Ω
r_8	10,1 k Ω	10 k Ω
r_9	997 k Ω	1 M Ω
r_{10}	1 k Ω	1 k Ω

Résistances ajustables (Piher horizontales)

AJ_1 : 47 k Ω	AJ_2 : 1 k Ω
	AJ_3 : 1 k Ω

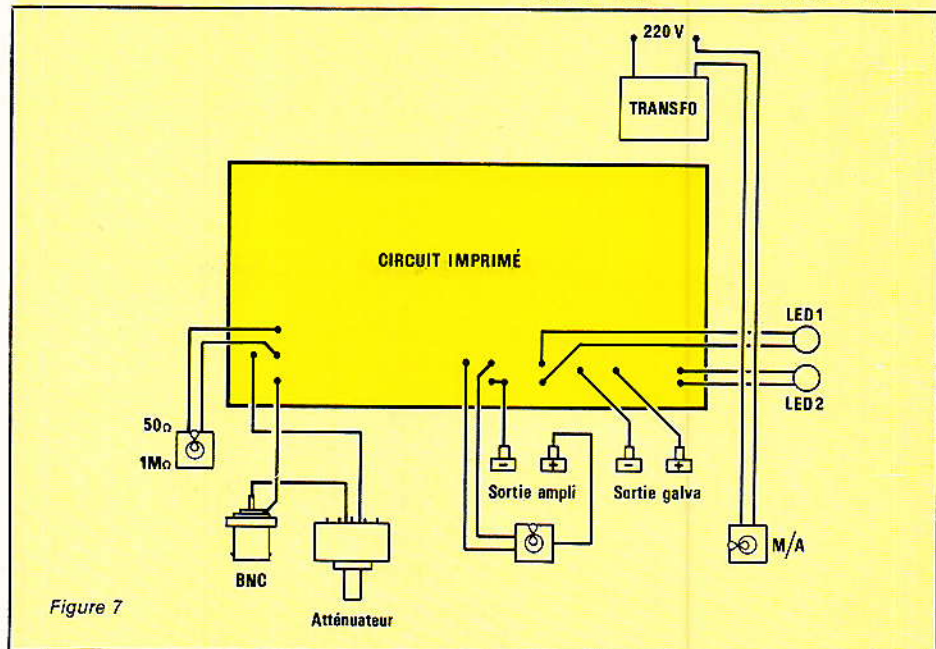


Figure 7

nomètre de 1 mA à pleine déviation, qui sera le plus souvent le contrôleur universel utilisé en milliampèremètre continu. Toujours pour une fréquence d'environ 1 000 Hz, on ajuste la tension d'entrée à 1 volt efficace (2,828 volts crête-à-crête), en commutant l'atténuateur sur ce calibre.

On règle alors AJ_3 pour obtenir la pleine déviation du galvanomètre.

L'adaptateur amplificateur est maintenant prêt à vous rendre de nombreux services, et vous en apprécierez rapidement l'universalité.

R. RATEAU

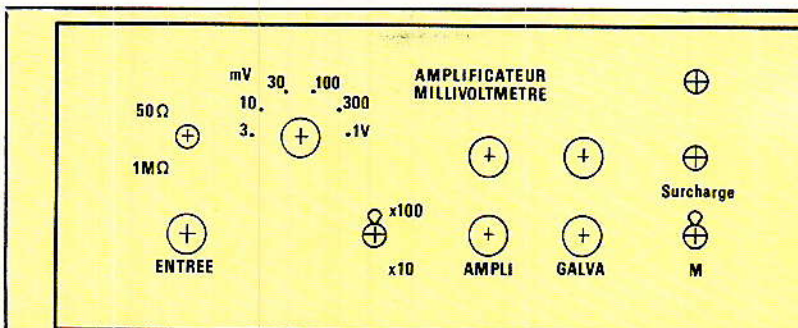


Figure 6

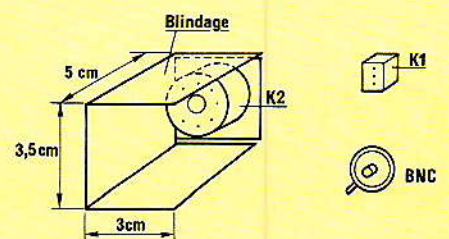
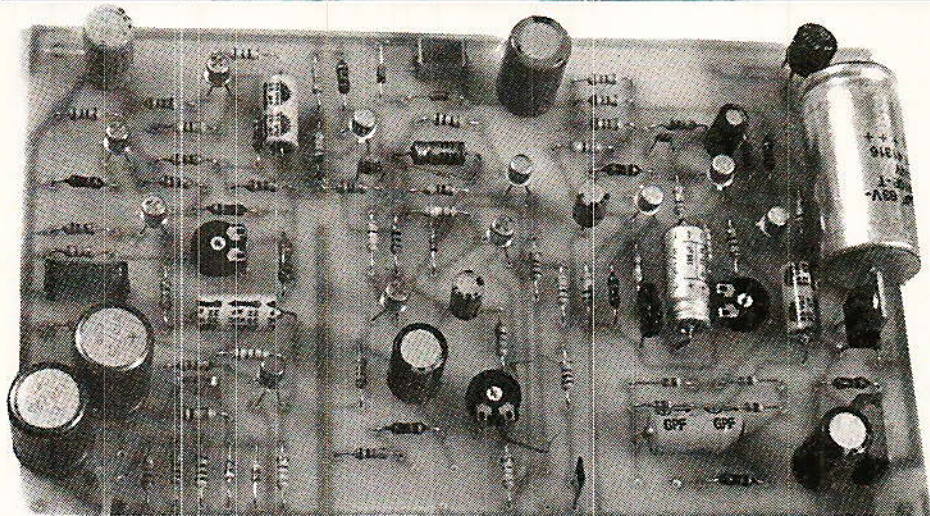


Figure 8



Diodes

D1 à D7: 1 N 4148
 DZ1: Zener 8,2 volts (400 mW)
 DZ2, DZ3: Zener 5,1 volts (400 mW)
 DZ4: Zener 12 volts (400 mW)
 LED1, LED2: diodes électroluminescentes rouges

Transistors

T1: 2 N 4416
 T2, T3, T4, T6, T7: 2 N 2369
 T5, T8, T9: 2 N 2907
 T10, T11: 2 N 2222

Circuits intégrés

CI1: régulateur 12 volts
 CI2: pont redresseur 100 volts 500 mA

Transformateur

220 V → 24 V / 10 VA

Coffret

ESM référence EC 20/08 FA

Divers

1 prise BNC
 2 douilles femelles 4 mm
 1 commutateur 2 circuits 6 positions
 1 inverseur miniature
 2 interrupteurs miniatures

Condensateurs

C1 et C2: 470 μ F (électrolytiques 25 volts) vertical
 C3: 4,7 nF
 C4: 1 μ F
 C5: 22 μ F (électrolytique 25 volts)
 C6: 100 μ F (électrolytique 25 volts)
 C7: 22 μ F (électrolytique 25 volts)
 C8: 220 pF
 C9: 220 μ F (électrolytique 25 volts)
 C10: 47 μ F (électrolytique 25 volts)
 C11: 10 μ F (électrolytique 25 volts)

C12: 220 nF
 C13: 470 μ F (électrolytique 25 volts)
 C14: 33 pF
 C15: 47 μ F (électrolytique 25 volts)
 C16: 330 pF
 C17: 100 μ F (électrolytique 25 volts)
 C18: 22 pF
 C19: 22 μ F (électrolytique 25 volts)
 C20: 100 μ F (électrolytique 25 volts)
 C21: 100 μ F (électrolytique 40 volts)
 C22: 1 μ F
 C23: 1 000 μ F (électrolytique 40 volts)
 C24: 22 μ F (électrolytique 25 volts)

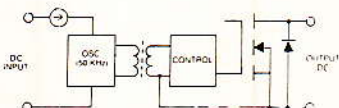
Relais statique, continu, sortie « HEXFET » à performances exceptionnelles

INTERNATIONAL RECTIFIER vient d'introduire une nouvelle gamme de relais, la série CRYDOM 1-D.C., faisant appel à un étage de sortie HEXFET* pouvant commuter des courants continus jusqu'à 40 Ampères.

Cette nouvelle série étend les domaines d'application des relais statiques aux alimentations ininterrompibles, par exemple, ainsi qu'aux commandes de moteurs à courant continu de forte puissance, aux alimentations d'ordinateurs et au contrôle d'ascenseurs.

L'utilisation d'un transistor HEXFET de puissance dans l'étage de sortie contribue à l'amélioration des caractéristiques, et ce de manière considérable, en ce qui concerne une très faible résistance directe, une absence de tension secondaire de claquage, une facilité de montage en parallèle et enfin une grande stabilité en fonction de la température.

The HEXFET[®] Relay



La puissance de coupure des relais standard est de 40 A, sous 100 Vcc et de 12 A sous 200 Vcc. Des modèles utilisables sous 500 Vcc peuvent être réalisés sur demande. La tension d'isolement est de 2,5 kV eff, entre entrée et sortie ainsi qu'entre circuit et embase.

Le circuit d'entrée de ces nouveaux relais peut être commandé à partir de la plupart des circuits logiques et il ne requiert pas plus de 1,6 mA sous 5 Vcc. Le signal continu de commande active un oscillateur de 50 kHz, couplé au moyen d'un transformateur avec le circuit de sortie.

Ces relais sont fournis dans les boîtiers industriels standard de la série CRYDOM et sont équipés de connexions à vis.

*HEXFET est une marque déposée de « INTERNATIONAL RECTIFIER », constructeur de semiconducteurs MOSFET de puissance.

INTERNATIONAL RECTIFIER
 17, bd Arago, Z.I. de Villemilan,
 91320 WISSOUS. Tél. : (6) 920.70.50