

RADIOPLANS

ELECTRONIQUE

Loisirs

ISSN 0033 7668

N° 467 Octobre 1986

16 F

Réalisez :

Synthétiseur de fréquence et
indicateur d'accord pour
station de réception TV sat

Adaptateur télémétrique
pour multimètre

Téléphone : un détecteur « DTMF »

µ-informatique

Carte analyseur logique 16 voies

Journal Radio-Vidéo en basicode



SOMMAIRE



TECHNIQUE

55 *Énergie nucléaire : les détecteurs*

INFORMATIQUE

37 *Journal vidéo en basicode*

DIVERS

34 *Infos*

RÉALISATION

19 *Adaptateur télémétrique à ultra-sons*

29 *Synthétiseur de fréquence pour récepteur TV SAT*

47 *Analyseur logique 16 voies (1)*

67 *Décodeur DTMF*

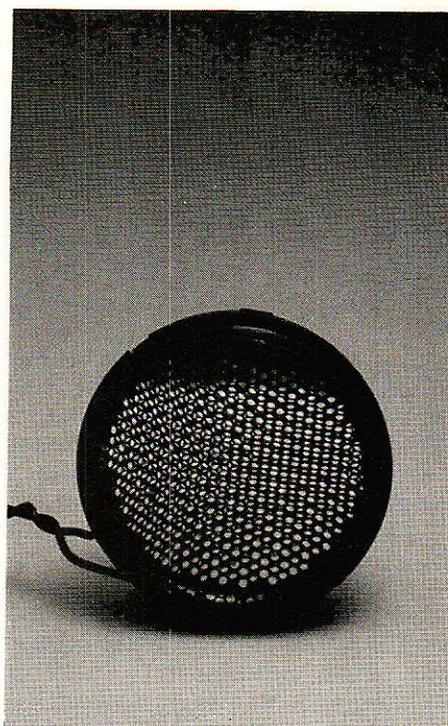
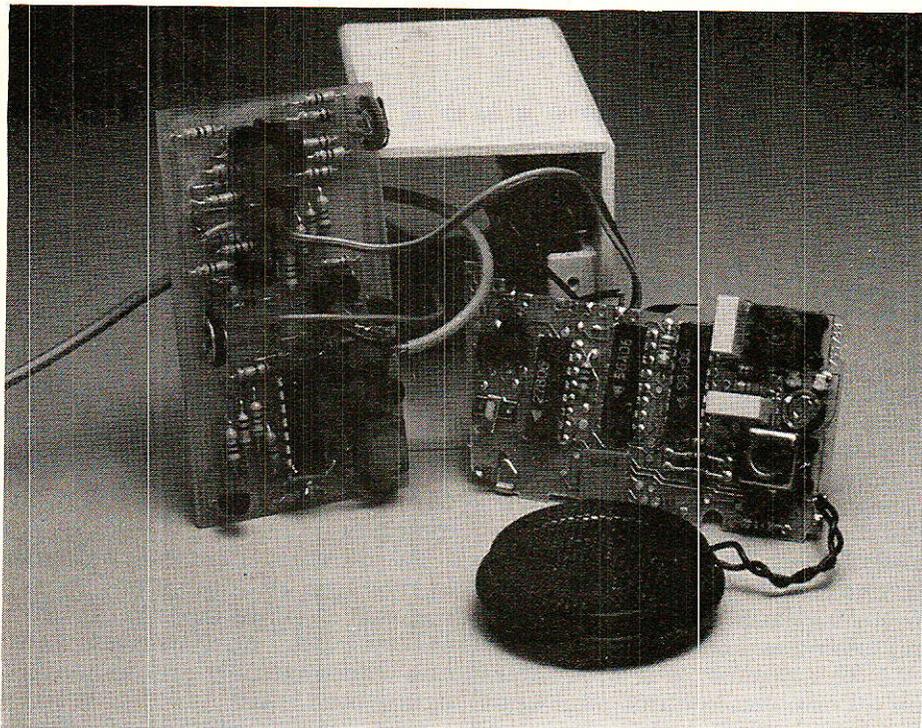
75 *Console AC/oddy : mises au point*

95 *Indicateur d'accord pour récepteur TV SAT*

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, M. Barthou,
S. Bresnu, J. Ceccaldi,
C. Couillec, M.A. de Dieuleveult,
F. de Dieuleveult, P. Gueulle,
E. Lemery, R. Rateau,
P. Wallerich.

N° 467



Adaptateur téléométrique à ultra-sons

De nombreux adaptateurs ou convertisseurs de mesures sont proposés par les fabricants mais à notre connaissance, aucun d'entre eux n'a proposé de système de mesure de distance. Cette lacune valait le coup d'être comblée. Mais, si effectivement l'utilisation téléométrique peut constituer le but ultime de la réalisation, en partant des éléments de base que nous proposons, vous pourrez aussi équiper un robot ou réaliser un système d'alarme.

Les grands principes...

La mesure de distance proposée ici est accessible à tous grâce au système de mise au point développé par Polaroid pour ses appareils de photo instantanée de haut de gamme. L'électronique et le transducteur ultra-sonore peuvent être vendus comme sous-ensembles pour des applications industrielles. Il ne reste donc plus qu'à les exploiter, ce que nous avons fait. Avant d'aborder l'essentiel qui est l'uti-

lisation, nous allons vous faire découvrir l'association module/transducteur, des éléments presque prêts à l'emploi...

En photographie, on utilise deux principes de mesure de distance associés à un asservissement de position d'un objectif photo. L'un utilise une double visée semblable à celle des téléètres de marine, comme il n'y a pas d'œil pour constater la superposition de deux images, on prend un capteur photoélectrique à plusieurs détecteurs et on effectue une corrélation. Lorsque cette dernière est maximale, c'est que le téléètre est correctement réglé, on en déduit une distance.

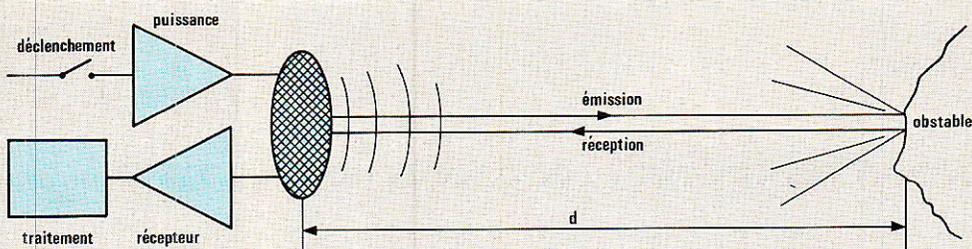


Figure 1 : Principe de la télémétrie US. Le trajet $2d$ s'accomplit à la vitesse du son.

Le second principe est celui adopté par Polaroid, c'est un dérivé du Sonar mais travaillant dans l'air (voir **figure 1**). Simple n'est-ce pas ? Non, pas vraiment, car si le principe lui-même paraît élémentaire, la réalisation se complique dès que l'on passe du principe à l'application. Si bien que Polaroid a développé des circuits intégrés spéciaux pour concrétiser son principe.

Commençons par le transducteur. Il ne s'agit pas d'un dispositif céramique piézo-électrique insuffisamment directif si on ne le place pas dans un réflecteur, mais d'un système électrostatique. Le transducteur est plat, sa grande surface, la conception à rainures concentriques de l'électrode fixe font que tous les points de la membrane de Kapton métallisé sont en phase si bien que l'on bénéficie d'un diagramme polaire d'une directivité élevée. L'angle à -3 dB est de 15° environ à 50 kHz.

Le transducteur électrostatique nécessite une haute tension qui est obtenue par charge de sa capacité par les signaux d'émission issus d'un convertisseur HT alternatif. En fin d'émission, le condensateur reste suffisamment chargé pour un fonctionnement en microphone électrostatique. Ainsi, un seul transducteur peut être utilisé pour l'émission et la réception. Cette configuration est plus difficile à exploiter, quoique possible, avec un système piézo-électrique si ce dernier fait appel à des transducteurs accordés à Q élevé travaillant à la résonance.

Le signal d'émission consiste en un burst de fréquences différentes et consécutives. La raison de ce choix est la suivante :

Les obstacles peuvent avoir n'importe quelle taille. Si, par exemple deux surfaces réfléchissantes sont distantes à quelques longueurs d'onde près d'un quart de longueur d'onde, nous aurons

une onde réfléchie composée de deux signaux en opposition de phase risquant donc de s'annuler au niveau du capteur. Si on fait appel à 4 fréquences différentes, il y aura bien une fréquence pour laquelle cette inopportunité ne se produira pas. Les quatre fréquences choisies sont de 49, 41 ; 52,5 ; 56 et 60 kHz. Elles sont réparties en 8 périodes à 60 kHz, et 56 kHz, 16 à 52,5 kHz et 24 à 49,41 kHz soit 56 périodes en tout pour une durée d'émission de 1 ms.

La fréquence est fixée par un résonateur céramique, composant moins onéreux qu'un quartz.

On notera qu'une petite erreur peut être commise lors de la détection suivant la fréquence détectée, une détection du 60 kHz intervenant avant celle du 49 kHz.

La longueur d'onde à 60 kHz est d'environ 5,5 mm, à 49 kHz, elle est de 6,7 mm.

Le signal émis, il reste à le recevoir, opération effectuée par le même transducteur, puis à l'amplifier. Ça se complique, car notre signal ultrasonore voit son amplitude décroître avec la distance.

Cette décroissance est plus rapide pour les fréquences hautes que les basses si bien qu'à une grande distance, on détectera plus facilement le 49 kHz que le 60 kHz d'où une erreur de distance !

Par ailleurs, il ne faut pas que le système de détection tienne compte d'objets trop petits placés très près du détecteur lorsque l'on vise une grosse masse située plus loin.

Ces considérations ont donc conduit Polaroid à adopter un amplificateur à gain variable dans le temps.

Plus l'objet est distant, plus le temps séparant l'émission de la réception est grand et plus le signal est faible. Avec un gain faible, on ne tiendra pas compte des échos de faible amplitude issus de petits objets proches. En même temps que l'on fait varier le gain, on change la bande passante de l'amplificateur. Plus le gain est élevé, plus on risque de recevoir des bruits pouvant d'être interprétés comme des échos. Nous aurons donc une augmentation du coefficient de surtension d'un filtre passe-

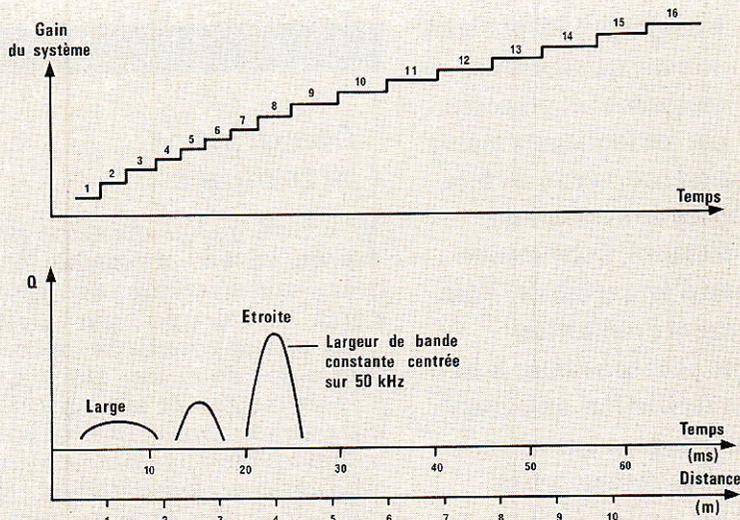


Figure 2 : Evolution du gain et de la largeur de bande dans le temps.

bande dans le temps. (Figure 2)

Etant donné que l'on va mesurer une grande distance avec la plus basse fréquence émise après le début du train d'ondes, nous avons quelques chances d'avoir une erreur dans la mesure d'une distance. Le train d'impulsions durant 1 ms, nous aurons donc une erreur absolue de 20 cm à 10 m ce qui, correspond à 2 % d'erreur (uniquement à 10 m, plus importante pour une distance inférieure). Constatation immédiate : on ne pourra à partir d'un module multifréquences bénéficier d'une très haute précision de mesure si on désire utiliser ces modules pour la réalisation d'un instrument de mesure. Rappelons que le module est conçu initialement pour la prise de vue photographique, il a été optimisé pour limiter les erreurs grossières de mise au point en photo, une prise de vue s'accommode fort bien d'une erreur de quelques pour cent... Pour une mesure précise, une seule fréquence sera nécessaire.

Il existe une autre source d'erreurs mais qui cette fois peut être compensée assez facilement, il s'agit de l'effet de la température. La vitesse de propagation des ondes sonores dans l'air varie de façon importante : à 0 °C, la vitesse de propagation est de 331 m/s, à 40 °C elle passe à 354 m/s ce qui correspond à une variation de vitesse de 7 % environ. Cet effet de la température pourra donc être compensé à l'aide d'une CTN ou d'une CTP, résistance à coefficient de température négatif ou positif.

La formule suivante donne la vitesse du son en fonction de la température :

$$c = 331,4 + 0,607 \theta \text{ m/s.}$$

θ étant la température en degrés Celsius.

La vitesse dans l'air dépend également mais très peu du degré hygrométrique si bien qu'on n'en tiendra pas compte.

Le module

Le module a été conçu pour une installation dans un appareil photographique prévu pour lui ; il doit être modifié pour notre usage, nous verrons plus loin comment.

Il est prévu pour une plage de mesure de 0,9 pieds à 35 pieds (les américains ont du mal à se mettre au métrique) soit 30 cm à 10 m environ avec une résolution nominale de $\pm 0,12$ pouces (3 mm) jusqu'à 3 m et $\pm 1 \%$ sur toute la plage de mesure.

Ce module attaque directement le transducteur électrostatique Polaroid qui a besoin d'un signal à 50 kHz avec une tension de 300 V. Il s'alimente entre 4,9 V et 6,8 V, consomme un courant de 175 à 250 mA en permanence en réception, 37 mA en attente et absorbera une pointe de courant de 2,5 A pendant la milliseconde d'émission.

On l'alimentera donc exclusivement à partir d'une série de 4 piles alcalines. Polaroid propose d'ailleurs des piles plates spécialement conçues pour des applications demandant un fort courant de pointe, mais des piles conventionnelles associées à un conden-

sateur de découplage de forte valeur conviennent parfaitement et ont l'avantage de se trouver.

La figure 3 donne le synoptique et la figure 4 le diagramme de fonctionnement du module.

On lui envoie, sur la borne VSW un ordre d'émission, la transmission (XLG) commence un instant plus tard mais avec un temps indéterminé entre le début de l'ordre et celui de l'émission.

La sortie FLG donne un signal d'écho à l'instant où ce dernier arrive.

Les deux « oscillogrammes » suivants correspondent aux signaux amplifiés et traités délivrés par l'un des circuits intégrés du module.

Physiquement, le module est réalisé sur un circuit imprimé double face et trous métallisés, il comporte trois circuits intégrés faits sur mesure par Texas Instruments., et tous les composants périphériques nécessaires ; ce

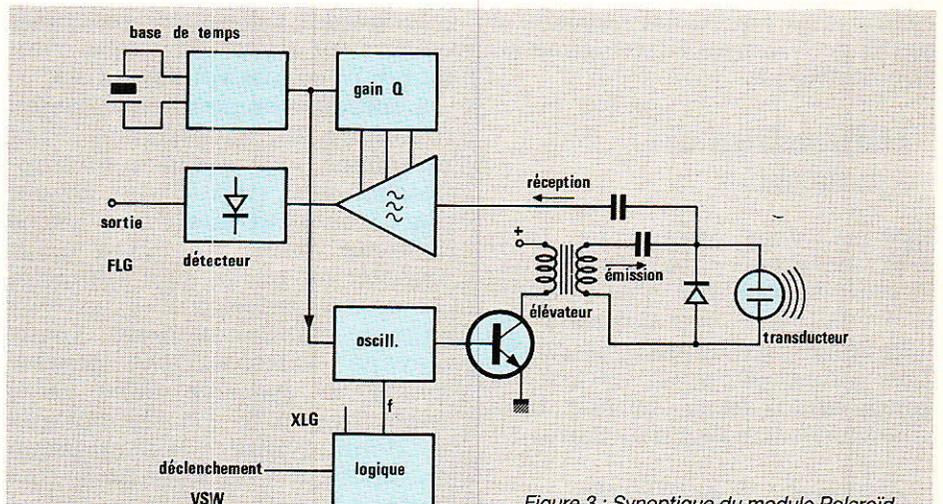


Figure 3 : Synoptique du module Polaroid.

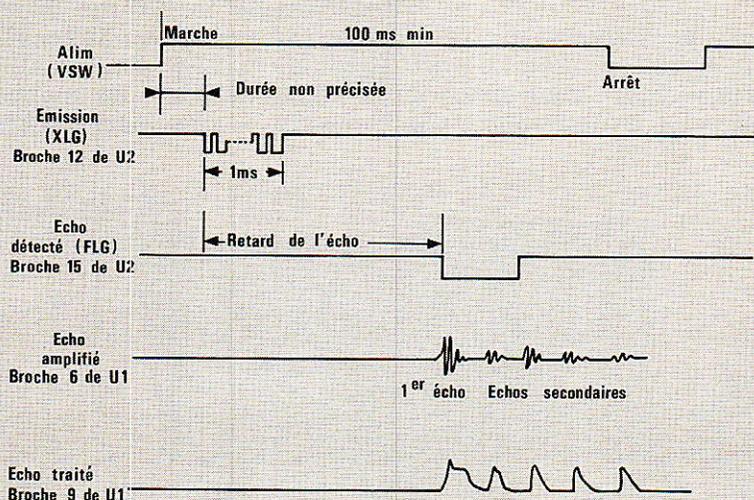


Figure 4 : Diagramme de fonctionnement du module Polaroid.

module doit être transformé pour être utilisé industriellement. Le transducteur mesure environ 4 cm de diamètre pour 8 mm d'épaisseur.

Les modifications

Il n'y en a que deux. La première, **figure 5** consiste à isoler un point de raccordement du circuit imprimé en coupant la piste en deux endroits et à remplacer cette liaison par une autre entre les deux points extrêmes de la liaison d'origine.

La seconde, c'est la coupure de l'interrupteur inutile dans notre cas.

La **figure 6** donne le schéma de branchement du module, il s'alimente sur deux points du circuit imprimé, pour la tension positive, un point va à la masse, un autre sert à envoyer une tension positive déclenchant la mesure. Les signaux XLG (signal transmis) sont pris sur la borne 12 du circuit intégré du milieu tandis que l'écho est exploité à partir de la borne 15 de ce même circuit intégré.

Utilisation du système

Nous vous proposons trois montages expérimentaux. Expérimentaux car, s'ils permettent d'utiliser ces modules de télémétrie, ils ne sont toutefois pas optimisés pour toutes les conditions d'emploi. Il faut bien vous laisser un peu d'initiative !

Alarme à seuil de distance

Le premier montage est celui d'une alarme à seuil. Le principe est le suivant : vous envoyez votre faisceau d'ultra-sons dans

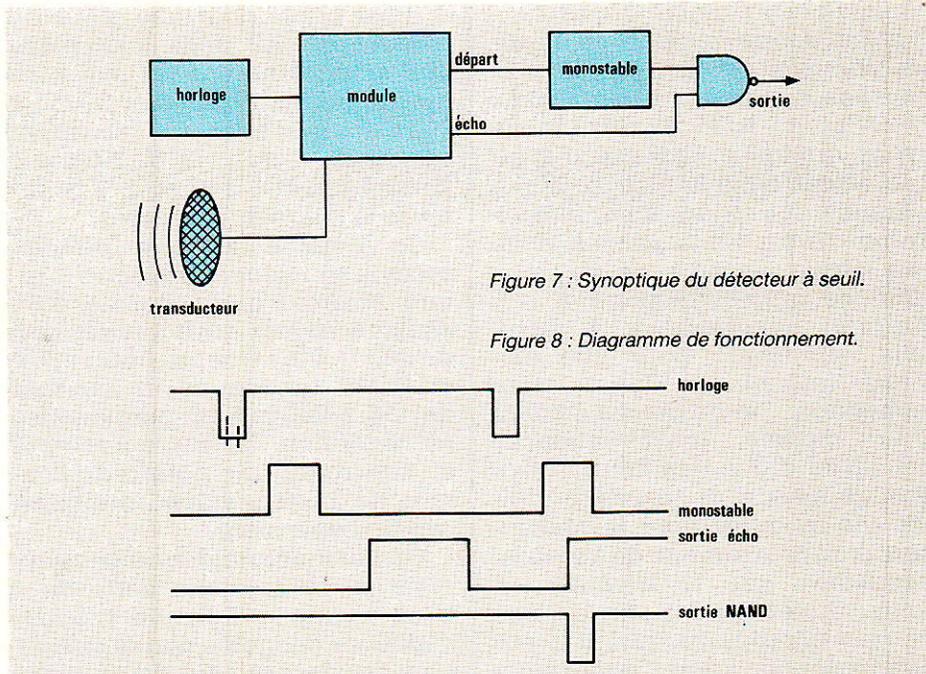


Figure 7 : Synoptique du détecteur à seuil.

Figure 8 : Diagramme de fonctionnement.

une direction donnée, par exemple un couloir, si un mobile intercepte le faisceau à une distance inférieure à celle autorisée, nous aurons un signal de sortie commandant ce que vous voudrez.

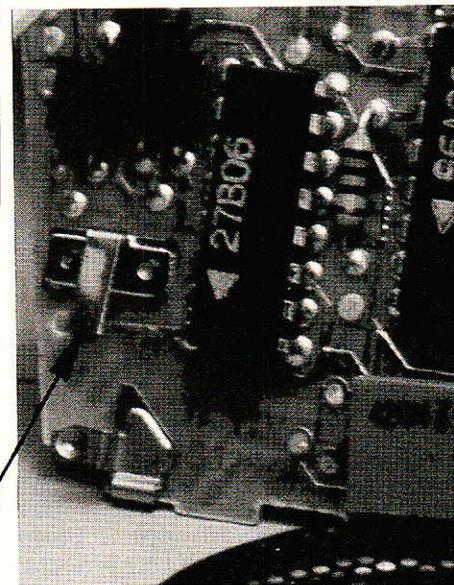
L'information sera exploitée en robotique, en surveillance, dans un musée pour voir si on ne s'approche pas trop d'une œuvre d'art ; on peut aussi installer le système dans un ULM pour signaler au pilote qu'il approche du sol au moment d'un atterrissage de nuit par exemple... (nous n'avons toutefois pas expérimenté le système dans cette configuration !). Le synoptique est donné **figure 7**, le diagramme de fonctionnement **figure 8**. Une horloge envoie au circuit intégré un ordre de départ, cette horloge détermine le rythme de l'envoi des trains d'ondes de mesure. Le module traite l'information et commande alors un monostable associé à une porte NAND. Si

l'écho arrive pendant que le monostable est en position haute, un signal d'alarme sort. C'est tout.

La **figure 9** donne le schéma de principe du montage, l'horloge est constituée de deux éléments d'un NAND monté en oscillateur asymétrique, la sortie commande un transistor de « puissance », un BC 328 délivrant le courant nécessaire à l'ordre (150 mA environ).

Un monostable est commandé par un condensateur, le potentiomètre P1 règle la durée et donc la distance de détection.

Figure 5 : Les modifications du module.



Couper la lame de contact

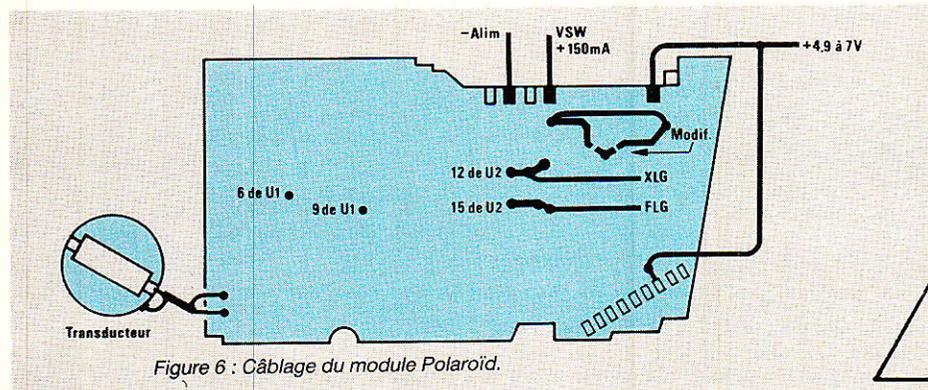


Figure 6 : Câblage du module Polaroid.

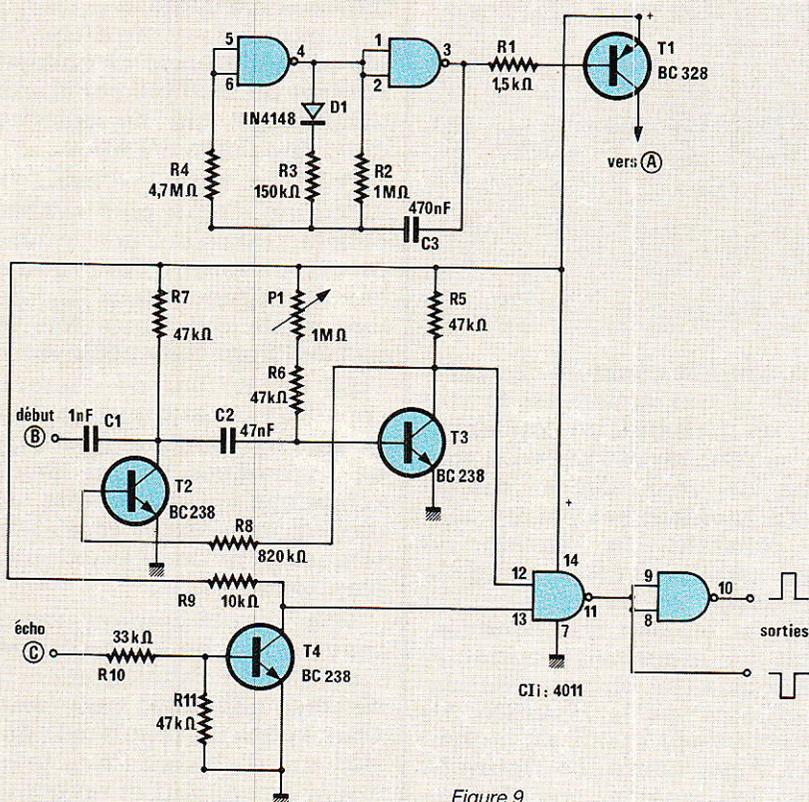
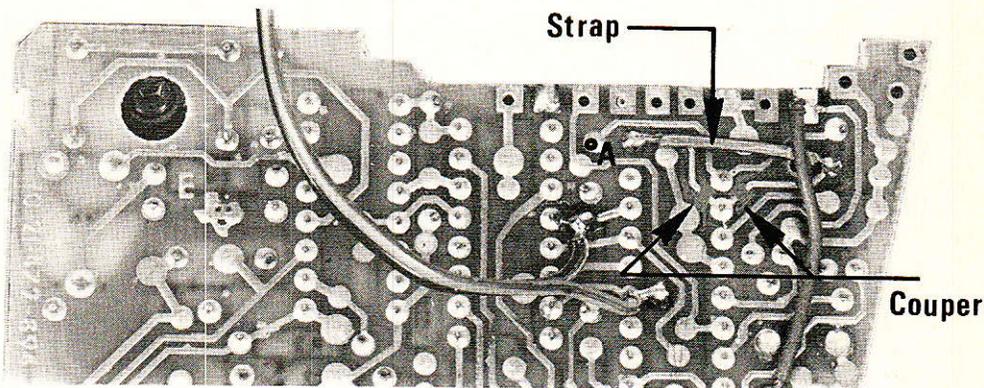
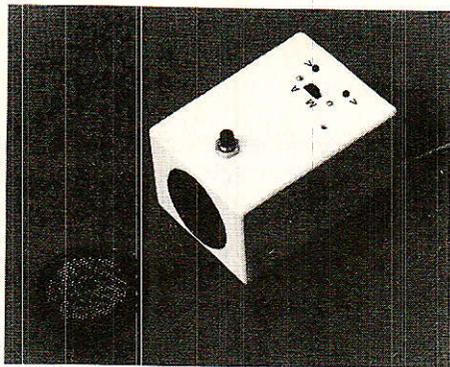


Figure 9

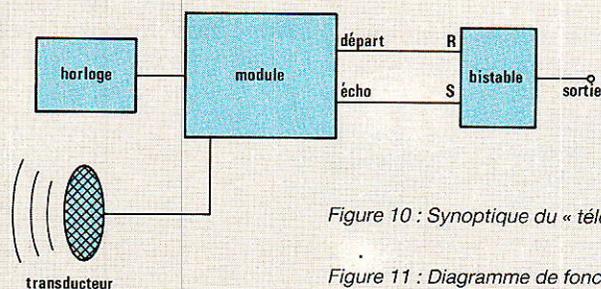
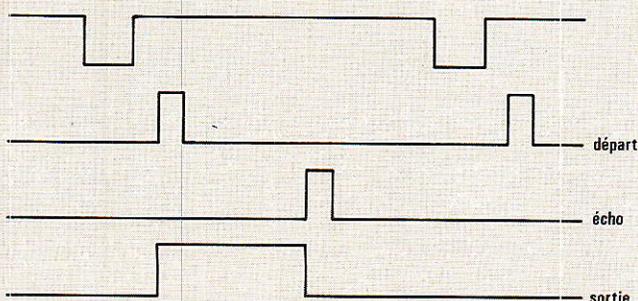


Figure 10 : Synoptique du « télémètre ».

Figure 11 : Diagramme de fonctionnement.



Le signal d'écho arrive sur un conformateur d'impulsions attaquant la porte NAND 4011 avec la polarité convenable. La dernière porte sert uniquement d'inverseur de polarité, elle permet de disposer d'impulsions positives ou négatives. Il restait une porte disponible, nous ne l'avons pas laissée se reposer !

Module télémètre

Nous retrouvons ici un synoptique (figure 10) avec module d'horloge ; cette fois, à la place du monostable, nous avons un bistable. Le montage travaille de la façon suivante : (figure 11) le module délivre un signal de départ et un d'écho, on place le bistable dans un état au départ et l'écho le remet dans l'état d'origine. Résultat, en sortie on obtient une impulsion dont la durée dépend de la distance séparant le transducteur de l'obstacle. Cette durée ne varie pas tout à fait linéairement avec la distance, elle est entachée d'erreurs dont on connait l'origine : température, erreur due pour les grandes distances à la détection du 49 kHz et non du 60 etc...

Le montage est représenté figure 12. L'horloge est identique à celle du détecteur à seuil, deux adaptateurs de niveau alimentent un bistable avec la bonne polarité, ce bistable de type RS est constitué à partir des deux portes restant disponibles dans le 4011. Comme dans le cas précédent, on bénéficie des deux polarités. Cette carte est associée à un périodemètre qui donne directement une distance en mètre ; on devra tenir compte des problèmes d'erreur, ce qu'un microprocesseur pourrait faire. On lui communique la température ambiante, il calcule la dis-

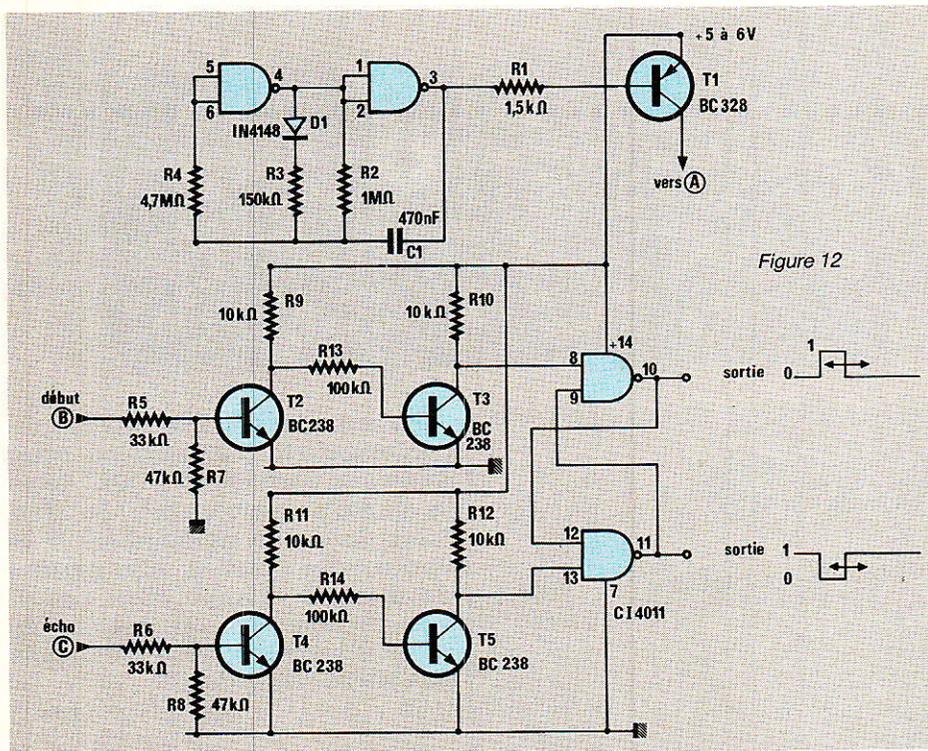


Figure 12

tance en fonction de cette donnée, et pourrait également, pour les distances supérieures à 3 m, là où l'amplificateur a une bande passante étroite centrée sur 49 kHz tenir compte de l'écart d'instant de transmission entre les quatre fréquences.

En installant le transducteur sur une tête orientable mue par un moteur pas à pas, on peut relever le plan d'une pièce par balayage et exploiter le système pour l'auto-guidage et le positionnement d'un robot...

Les applications sont nombreuses, le matériel relativement simple, reste à créer le logiciel.

Adaptateur télémétrique pour contrôleur

Nous n'avons pas tout à fait repris le système de télémétrie pour cet adaptateur. La figure 13 donne le synoptique de l'adaptateur. Le monostable installé ici sert à compenser la position du capteur par rapport à une face d'appui, il est également utilisé pour assurer la décharge du condensateur du convertisseur durée/tension qui permettra d'obtenir la tension continue injectée à l'entrée du contrôleur.

Le bistable donne un créneau de largeur dépendant de la distance et commande un généra-

teur à courant constant. Le principe de la conversion est le suivant : on décharge un condensateur, sa tension est nulle ou très proche de zéro. On le charge ensuite linéairement par un courant constant, la tension de charge sera donc proportionnelle à la durée de la charge. On mesure la tension du condensateur et si l'intensité est correctement réglée, on obtient une lecture directe de la distance, ici nous avons opté pour un facteur de 0,1 V par mètre. La figure 14 donne le schéma complet de l'adaptateur, module Polaroid non compris.

Il s'agit d'une version simplifiée qui ne comporte pas de com-

pensation en température.

Le premier transistor est monté en amplificateur adaptateur, il prend le train d'ondes du signal d'émission (série d'impulsions) et en détecte l'enveloppe. Ce signal commande le monostable de 0,3 ms. Une mise en forme avant commande est nécessaire car la durée du train d'impulsions est plus grande que la période du monostable.

Sans cette mise en forme, nous aurions plusieurs déclenchements consécutifs...

Le signal de sortie du monostable est différencié et envoyé sur l'entrée du bistable par une diode d'aiguillage qui ne sélectionne que l'impulsion négative.

Pour le signal d'écho, nous avons un circuit plus simple, un simple transistor adaptateur de niveau inverseur. On retrouve un circuit différentiateur (C4, R19) et une diode qui, cette fois laisse passer l'impulsion positive.

Le générateur de courant est constitué par le transistor T7 dont la base est alimentée par un pont de résistances et une diode de compensation thermique. Cette diode compense le coefficient de température de la jonction base/émetteur de T7.

Pour que le courant soit constant et ne bouge pas avec la variation de l'alimentation (nous sommes alimentés par une pile), nous avons un régulateur de tension qui n'alimente que le générateur de courant et un pont diviseur, les éléments « sensibles ». Ce régulateur de tension utilise un circuit intégré référence de tension de NS, un LM 385 Z réglé

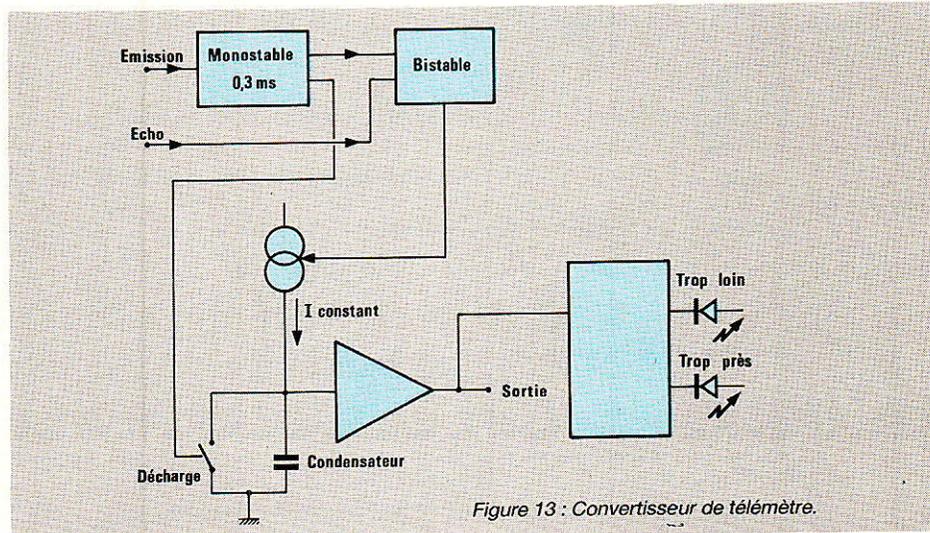


Figure 13 : Convertisseur de télémétrie.

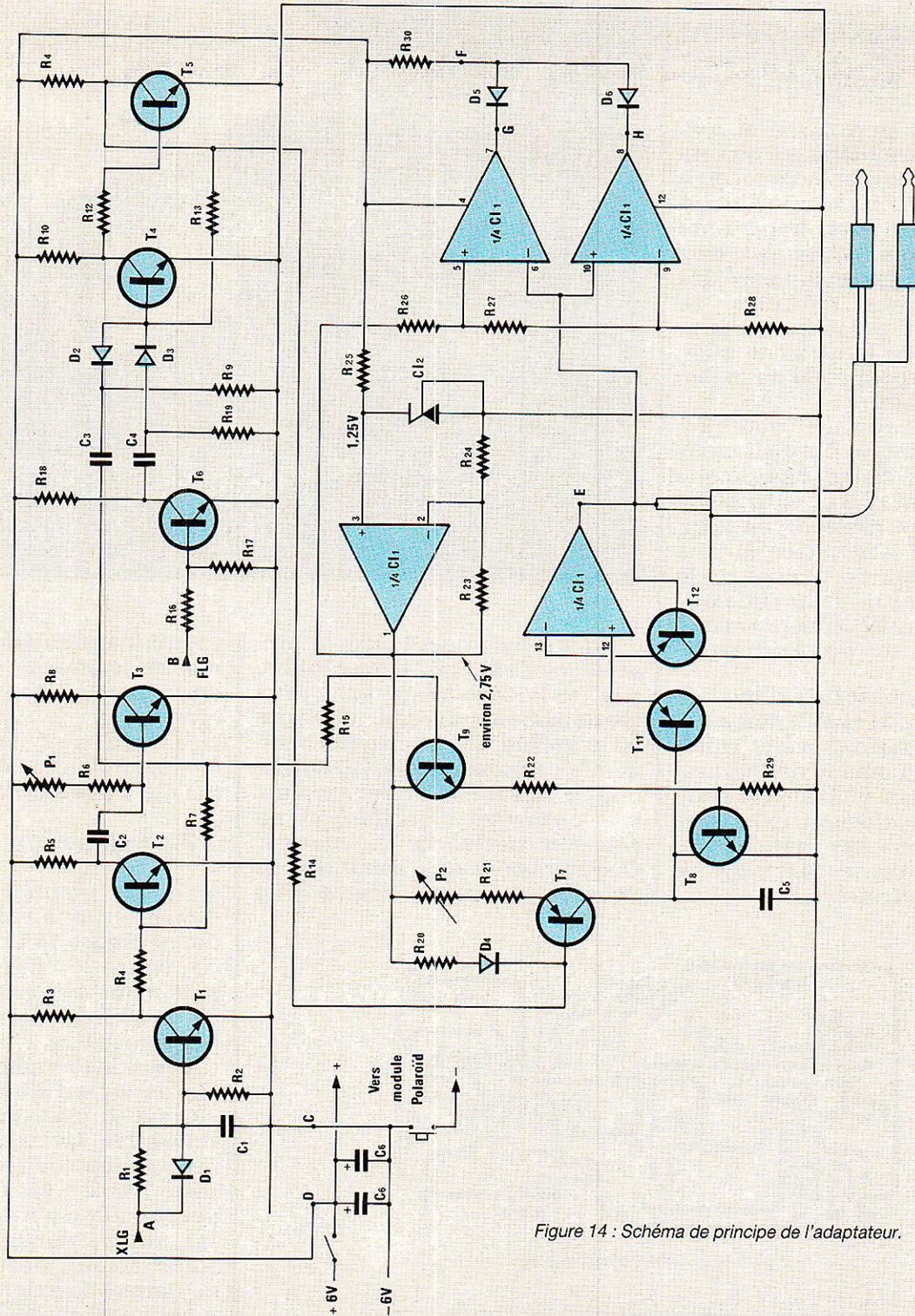


Figure 14 : Schéma de principe de l'adaptateur.

pour 1,2 V environ suivi d'un ampli opérationnel, quart de 324.

Le condensateur d'intégration a une valeur de $1 \mu\text{F}$, il est déchargé par T_8 , un BC 338, transistor capable de commuter 1A. Le transistor T_9 lui donne assez de « pêche » sans trop charger la sortie du monostable.

L'amplificateur opérationnel de sortie, monté en gain unitaire pour bénéficier d'une forte impé-

dance d'entrée, est précédé de deux transistors PNP qui augmentent cette impédance, insuffisante pour notre application. Une impédance trop basse décharge trop rapidement le condensateur et ne permet pas de lecture valable pendant un temps suffisant.

Cette technique, de mémoire analogique, peut être un peu barbare a le gros avantage d'être

simple.

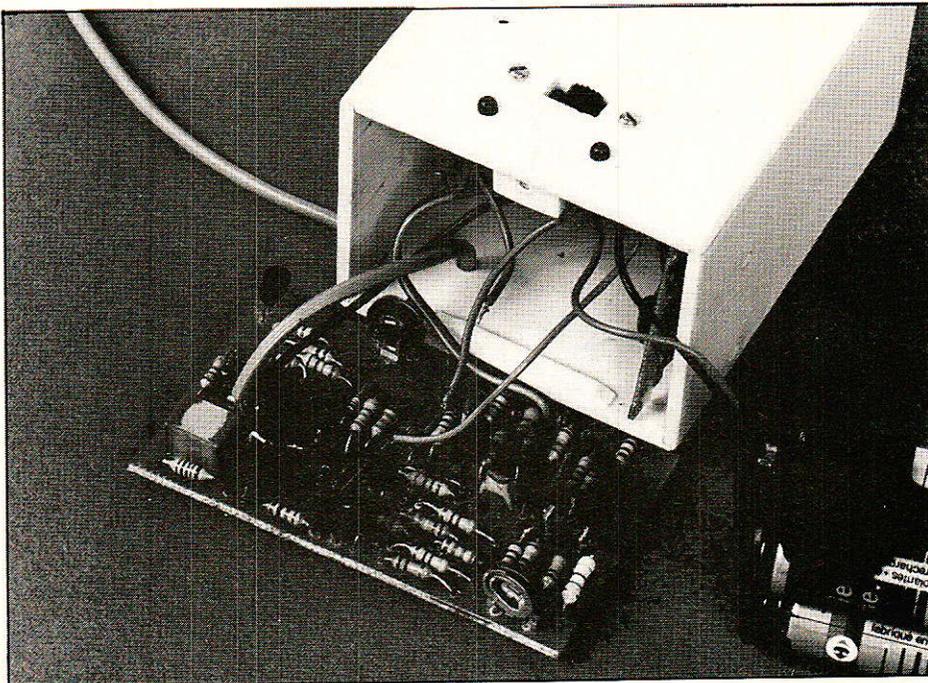
Le transistor T_8 a, entre sa base et son émetteur, une résistance dont la valeur sera ajustée pour obtenir une décharge (ou charge) insensible de la mémoire.

Sans R_{29} , le condensateur se décharge, avec R_{29} trop faible, le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel charge le condensateur. Lentement mais sûrement ! Dernière partie de

l'appareil : un double comparateur, il utilise les deux amplis op restants du 324 et commande deux diodes électroluminescentes, une signalant que la tension de sortie est trop basse et que l'on est en plein dans les erreurs de mesure, l'autre indique qu'il n'y a pas d'écho reçu soit parce la distance est trop importante soit parce que l'écho est trop amorti (par exemple par des rideaux...) Deux éléments de réglages sont présents, un pour le calibrage de la distance minimale, l'autre pour celui de la distance maximale.

Le secret du réglage : vous prenez un décimètre à ruban, vous repérez deux cibles, une proche et l'autre lointaine et vous effectuez les deux réglages en commençant par la distance la plus grande, l'erreur de réglage de la petite distance ne jouant que peu sur la grande. On affinera ensuite en revenant sur les deux réglages...

Pour compenser la variation de la vitesse du son avec la température, vous pourrez revenir sur le réglage au moment de l'utilisation. (Voir aussi un peu plus loin). On pourra également, pour une mesure précise aux grandes distances, changer la constante de temps du monostable.



Nous avons passé jusqu'à présent sous silence l'alimentation, elle est découplée par deux condensateurs de 1000 μ F placés en parallèle. Un interrupteur alimente en permanence l'électronique de mesure, elle ne consomme pas beaucoup d'énergie, et un poussoir déclenche la mesure. Contrairement aux habitudes, le poussoir ne coupe pas le pôle

positif mais le négatif ce qui permet de maintenir, en dehors des mesures, les signaux d'entrée au niveau haut, le niveau bas étant le niveau actif des sorties du module Polaroid. Une explication qui n'est pas inutile.

Fabrication

Il n'y a qu'un seul module à réaliser, le circuit imprimé est donné en figure 15 et l'implantation en figure 16. Pas de problème particulier, on respectera le sens de branchement des diodes et des transistors.

Les modules seront réunis pour les essais en dehors du boîtier suivant le plan de câblage de la figure 17. Le transducteur est relié au module par un câble terminé par 2 cosses. En appuyant sur le bouton poussoir, on entend un petit claquement venu du transducteur, c'est la preuve que ce dernier fonctionne. Ce claquement provient de l'application de la haute tension, les forces électrostatiques déplacent la membrane.

On peut brancher un voltmètre en sortie du montage ; si tout va bien, on relèvera une tension différente suivant l'endroit où on pointe le transducteur.

Plus la distance est grande et plus la tension est élevée. En pressant plusieurs fois de suite le bouton, on obtiendra plusieurs lectures pratiquement identiques

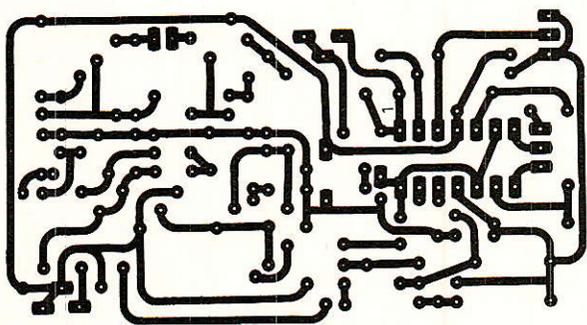


Figure 15 : Tracé du circuit imprimé.

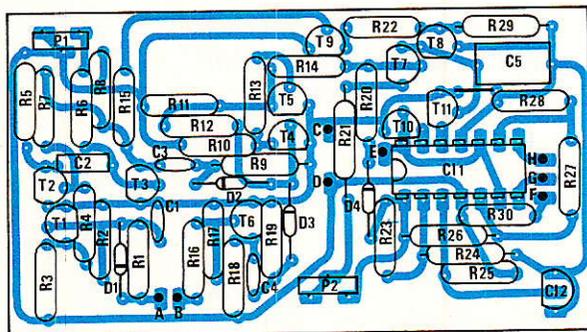


Figure 16 : Implantation des composants.

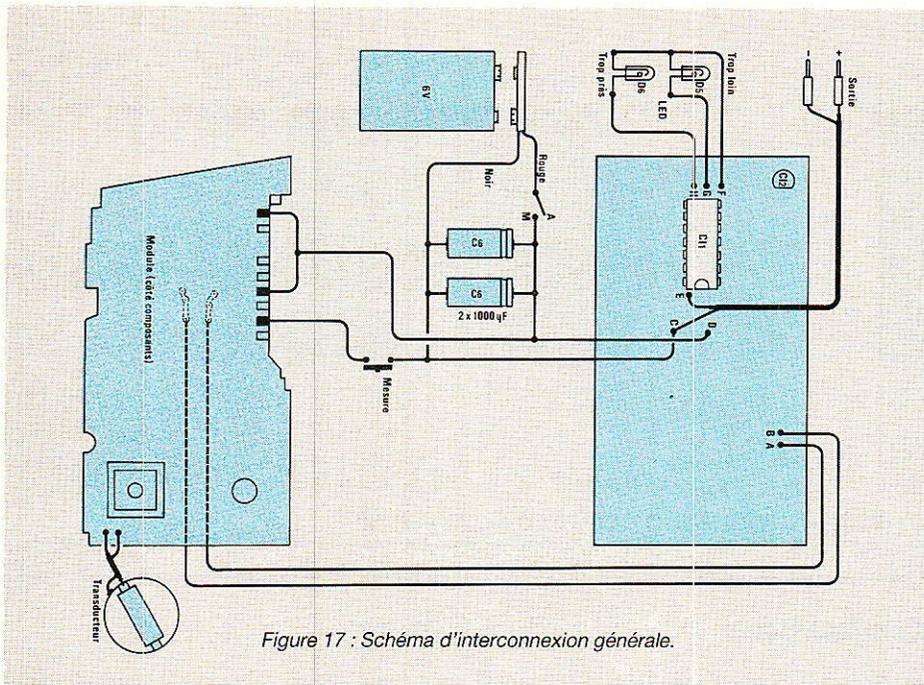


Figure 17 : Schéma d'interconnexion générale.

prouvant la reproductibilité de la mesure. Attention, un faible écart de pointage peut entraîner une erreur de lecture par réflexion sur un petit obstacle. En cas de problème, il vous reste à vous lancer sur votre oscilloscope ou votre contrôleur pour vérifier les tensions présentes aux divers points du circuit.

Compensation en température

Nous avons vu que la vitesse du son dépendait de la température. On peut donc compenser le circuit en installant une thermistance dans le générateur de courant, c'est là que la compensation est la plus facile à mettre en œuvre. La vitesse augmente avec la température. Donc, à haute température, la durée séparant l'émission de la réception raccourcira. On devra pour compenser, augmenter la valeur du courant.

Les résistances au silicium comme les KTY 10 ont un coefficient de température positif mais une faible valeur ohmique incompatible avec notre utilisation étant donnée son coefficient de température réduit. Par contre, les fabricants de CTN offrent des produits dont la résistance nominale va de quelques ohms à quelques centaines de milliers d'ohms. Pour augmenter le cou-

rant du générateur, on peut agir de deux façons différentes : abaisser la résistance d'émetteur constituée d'une partie fixe et d'une variable ou abaisser R_{14} , résistance qui va fixer la tension de base. C'est cette dernière que nous ferons varier en la remplaçant par une association série de deux résistances, une fixe et une variable avec la température. Le coefficient de température d'une CTN est de l'ordre de $-4,5\%$ pour 1500 Ohms, série 642 6 de RTC.

Nous avons besoin d'un coefficient de température de $-0,175$ soit 25 fois moins que celui de la CTN, on prendra donc une CTN de valeur 25 fois plus faible que celle de la résistance à compenser et comme il faut prendre la valeur la plus proche, on obtient 1500 Ohms. On remplacera donc R_{14} par une CTN de 1500 Ohms en série avec une $33\text{ k}\Omega$, la correction ne sera qu'approximative et on n'éliminera pas les erreurs dues à la détection du 49 kHz et à la non linéarité du système imputable aux fréquences détectées différentes avec la distance...

Un boîtier sur mesure

Notre boîtier a été réalisé dans une matière plastique (polystyrène) de 2,5 mm d'épaisseur fraisée à l'aide d'un Mini mobile Appli-craft permettant de réaliser des encastrements. Nous ne détaille-

rons pas le procédé de fabrication, nous utilisons de la colle pour maquette plastique ou une cyanoacrylate avec activateur (c'est ultra rapide mais le produit est industriel et n'est donc pas distribué partout : Loctite 409, Super Glue Xtra, et activateur TAK PAK). Le transducteur est encasté sur l'avant, les deux condensateurs de $1000\text{ }\mu\text{F}$ 6,3 V sont collés à l'intérieur du boîtier, le module Polaroid se glisse d'un côté, notre module de l'autre, un couvercle maintenu par vis ferme le tout. Les diodes, les interrupteurs sont disposés sur un côté de la boîte et la sortie se fait par un cordon terminé par deux fiches banane.

Les cotes de la figure 18 sont un peu justes et demandent presque un « chausse-pied », vous pouvez ajouter quelques mm !

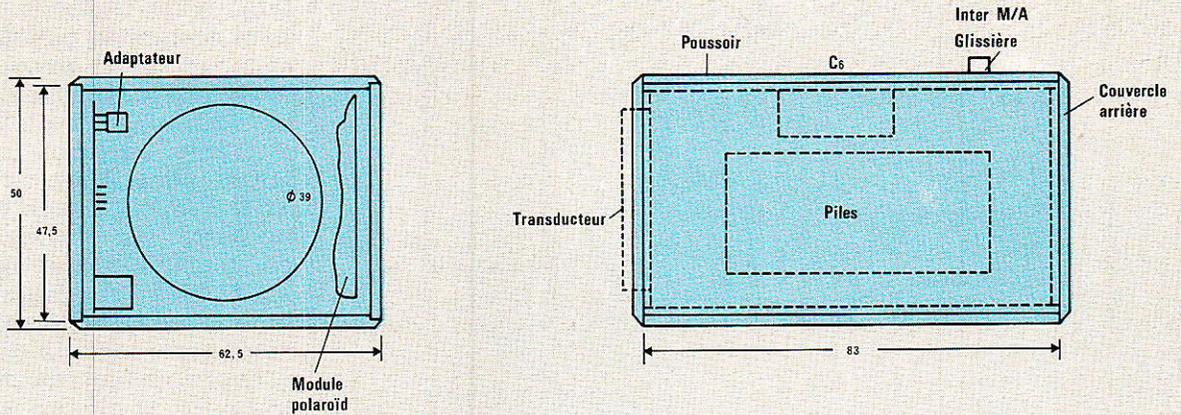
Conclusion

Ce télémètre expérimental souffre de quelques défauts auxquels on peut plus ou moins remédier. Initialement, il est prévu pour la photographie qui ne demande pas une précision extraordinaire. Sachez tout de même qu'un mètre ruban vous assure une précision avoisinant le 1/1000.

Ce type de télémètre vous permet d'effectuer des mesures rapides ou dans des endroits inaccessibles. La version simplifiée où l'on ne sort que la durée, pourra servir en robotique ou encore pour le relevé automatique de plans, de situation, un mobile pourra à tout instant connaître sa position ; en détecteur de distance avec seuil, il servira de radar anti-collision ou simplement de détecteur pour un système d'alarme, bien que sa consommation n'en fasse pas le système idéal. Sachez aussi qu'avec certaines modifications faisant intervenir des lentilles acoustiques, la distance maximale de fonctionnement peut atteindre une trentaine de mètres, une telle portée suppose également une modification du module destinée à inhiber des temporisations internes.

Des notes d'applications ont été publiées à ce sujet, notre propos n'est pas ici de vous les traduire, elles sont en effet rédigées en anglais...

E. Lémery



Un exemple de mise en coffret dans notre boîtier polystyrène.

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

- R1, R4, R14, R15, R20 : 33 kΩ
- R2, R21, R25 : 47 kΩ
- R3, R5, R8, R10, R11, R18, R27 : 4,7 kΩ
- R6 : 150 kΩ
- R7, R12, R13 : 220 kΩ
- R9, R19 : 15 kΩ
- R16, R17 : 22 kΩ
- R22 : 560 Ω
- R23 : 120 Ω
- R24 : 100 kΩ
- R26 : 8,2 kΩ
- R28 : 150 Ω
- R29 : 1 MΩ
- R30 : 470 Ω

- P1 : Pot ajustable 100 kΩ
- P2 : Pot ajustable 47 kΩ

Condensateurs

- C1, C3, C4 : 10 nF céramique
- C2 : 1,5 nF plastique
- C5 : 1 μF MKT
- C6 : 2 x 1000 μF, 6,3 V

Semi-conducteurs

- T1, T2, T3, T4, T5, T6, T9 : BC 238
- T7 : BC 308
- T8 : BC 338
- T10, T11 : BC 560 C
- D1, D2, D3, D4 : 1N 4148
- D5, D6 : Diodes LED rouges, Ø 3,5 mm

Circuits intégrés

- CI1 : LM 324
- CI2 : LM 385 Z

Divers

- P1 : Poussoir unipolaire
- I : Interrupteur unipolaire
- Porte pile, 4 piles R6, 1,5 V
- Boîtier, à faire en polystyrène ou boîtier du commerce, plastique, dimensions internes approximatives : 85 x 65 x 50 mm
- Câble module transducteur 604.789
- Module Polaroid 606 191
- Transducteur Polaroid instrument Grade 38665-605794
- Chez SARELEC 86, av. Jean-Jaurès BP69 - 91560 CROSNE

Prix approximatif unitaire :

- Transducteur : 168 F HT
- Module : 280 F HT
- Câble ≈ 5 F HT

PRODUITS PROFESSIONNELS
 RTC, INTERSIL, NEC, MOTOROLA
 ROCKWEL, G. ELECTRIC, G. INSTRUM.
 Un aperçu de nos tarifs... Comparez

DRIM
 107, Cours Tolstoï - 69100 VILLEURBANNE
 Tél. : 78.85.95.89

VENTE PAR CORRESPONDANCE
 Forfait port : 35 F
REGLEMENT A LA COMMANDE
 CONDITIONS SPECIALES PAR QUANTITE

74 LS (RTC)				C.MOS 4000 (RTC)				MICRO				C.I. DIVERS				QUARTZ			
00	2,50 F	89	12,00 F	175	5,30 F	00	2,50 F	41	6,50 F	93	4,50 F	6502 P	56,00 F	808911 Mhz	49,00 F	32.768 Khz	9,00 F		
01	2,50 F	90	4,80 F	191	6,80 F	01	2,50 F	42	6,50 F	94	7,00 F	65C02 P	80,00 F	8748 D	155,00 F	1.8432 Mhz	40,00 F		
02	2,50 F	92	5,00 F	192	10,00 F	02	2,50 F	43	7,00 F	106	4,00 F	6520 P	68,00 F	8749 D	185,00 F	2.000 Mhz	35,00 F		
04	2,50 F	93	4,80 F	193	6,80 F	06	5,00 F	44	7,00 F	160	7,00 F	6522 P	58,00 F	CA 3130	16,00 F	3.2768 Mhz	9,00 F		
06	11,00 F	95	6,50 F	194	6,70 F	07	3,50 F	46	7,00 F	161	5,50 F	65C22 P	80,00 F	CA 3161	14,00 F	4.6.8 Mhz	18,00 F		
08	2,50 F	96	10,00 F	195	6,70 F	08	5,00 F	47	6,00 F	162	8,00 F	6532 P	85,00 F	CA 3162	63,00 F				
10	3,50 F	112	3,50 F	221	14,00 F	11	2,50 F	49	4,40 F	163	8,00 F	6545 P	85,00 F	LM 311	6,00 F	MULTI. hor	7,00 F		
11	3,50 F	113	3,50 F	240	8,20 F	12	2,60 F	50	4,10 F	174	6,30 F	6551 P	65,00 F	LM 317	15,00 F	MULTI. ver.	15,00 F		
14	4,70 F	114	10,00 F	243	8,20 F	13	3,50 F	51	5,70 F	195	8,00 F	65C51 P	88,00 F	LM 318	24,00 F	AJUST.	3,80 F		
15	5,50 F	121	10,00 F	244	8,20 F	14	5,50 F	52	5,70 F			6765 P	110,00 F	LM 319	24,00 F	RESEAU.	5,00 F		
20	2,50 F	123	10,00 F	245	9,30 F	15	5,50 F	53	5,70 F	03	8,00 F	VERSION A + 15 %		LM 339	15,00 F	RESIST. 1/4 w	0,15 F		
21	2,50 F	125	4,80 F	257	5,30 F	16	3,80 F	59	27,00 F	08	14,00 F	6802 P	37,00 F	MC 1496	15,00 F				
22	2,50 F	126	4,80 F	259	12,00 F	17	5,60 F	60	5,70 F	10	14,00 F	6809 P	62,00 F	MEA 8000	120,00 F	BC 307 b	2,00 F		
26	5,00 F	132	5,00 F	273	8,30 F	18	5,60 F	66	4,10 F	12	8,00 F	6810 P	45,00 F	SA 1043	98,00 F	BC 308 b	2,00 F		
27	2,50 F	133	8,90 F	279	10,00 F	19	5,40 F	67	20,00 F	14	19,00 F	6821/2 Mhz	20,00 F	SQ 41 P	18,00 F	BC 327	2,00 F		
28	2,50 F	138	5,00 F	280	8,80 F	20	5,90 F	68	4,00 F	15	19,00 F	6840 P	40,00 F	TBA 950	48,00 F	BC 337 b	2,00 F		
30	2,50 F	139	5,00 F	283	10,00 F	21	6,00 F	69	4,00 F	16	10,00 F	6850 P	20,00 F	TBA 970	35,00 F	BC 547 b	0,70 F		
32	2,90 F	147	18,00 F	322	10,00 F	22	6,00 F	70	6,00 F	17	21,00 F	68000 P8	160,00 F	TCA 660	40,00 F	BC 548 b	0,70 F		
33	2,90 F	153	5,00 F	365	10,00 F	23	5,00 F	71	4,00 F	18	9,00 F	68705 P	230,00 F	TDA 1034	15,00 F	BC 549 b	0,70 F		
37	2,90 F	154	10,00 F	367	5,00 F	24	5,50 F	72	3,00 F	19	9,00 F	MC 14411	165,00 F	TDA 2576	40,00 F	BC 557 b	0,70 F		
38	2,50 F	155	5,00 F	368	5,00 F	27	4,80 F	73	3,00 F	20	6,00 F	MC 146818	91,00 F	TDA 2593	16,00 F	BC 558 b	0,70 F		
40	3,70 F	156	5,00 F	374	8,50 F	28	5,50 F	75	3,00 F	28	6,40 F	MC 1488.89	11,00 F	TDA 2595	35,00 F	BS 170	9,00 F		
42	4,60 F	157	5,00 F	375	10,00 F	29	5,80 F	77	3,50 F	38	7,40 F	AY 3-1015	80,00 F	TDA 3501	68,00 F	2 N 2222	1,70 F		
51	2,50 F	161	6,00 F	378	10,00 F	30	4,50 F	78	3,50 F	55	7,00 F	2716	35,00 F	TDA 4560	55,00 F	2 N 2369	3,80 F		
73	3,40 F	163	6,00 F	393	6,50 F	31	10,00 F	81	4,00 F	56	7,00 F	2732	62,00 F	TL 074	15,00 F	2 N 4416	17,00 F		
74	3,40 F	164	6,00 F	622	15,00 F	35	6,10 F	82	4,00 F	84	10,00 F	2764	54,00 F	TL 081	11,00 F				
75	4,60 F	165	7,60 F	645	11,00 F	40	5,90 F	85	4,00 F			27128	50,00 F	TL 084	12,00 F				
76	4,60 F	166	7,60 F									7805	5,20 F	ULN 2003	11,00 F				
83	7,00 F	170	12,00 F									7812	5,20 F	ULN 2004	11,00 F				
85	6,00 F	173	6,20 F									317k	28,00 F	ULN 2803	24,00 F				
86	3,70 F	174	5,40 F									337k	28,00 F	Z 80 A	39,00 F				

Conditions spéciales par quantité:
 - 1 000 F - 7 %
 + 1 500 F - 10 %

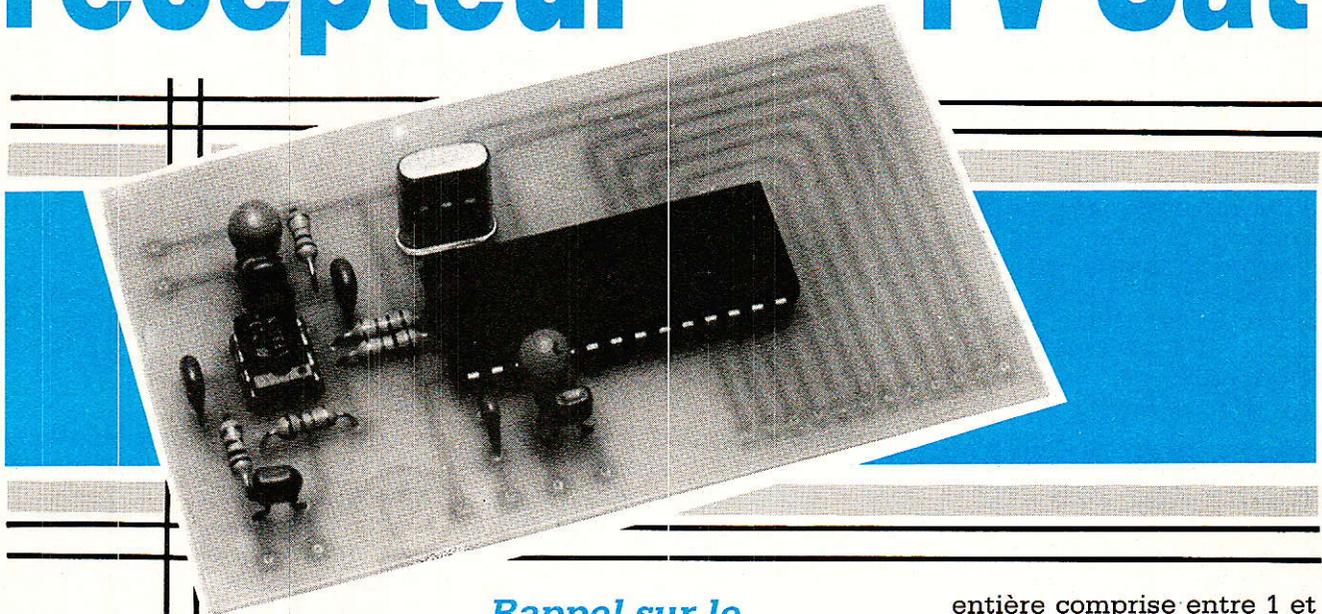
Envoi de liste sur demande

Envoi le jour même du matériel disponible

Enfin disponible
DA 600
LE REMPLAÇANT DU TDA 4560
DANS LE MEME BOITIER
 Doc. technique fournie nous consulter

Ouverture D.R.I.M.
 Lundi 14 h à 19 h
 Samedi 9 h à 12 h
 Semaine : 9/12 h - 14/19 h

Synthétiseur pour récepteur TV Sat



Rappel sur le synthétiseur RTC

Le schéma synoptique du récepteur associé à son synthétiseur de fréquence est représenté à la **figure 1**. L'oscillateur contrôlé en tension est verrouillé en phase et fréquence par une boucle de contre-réaction. Il s'agit d'un PLL dans sa version la plus simple : une boucle unique.

A l'état stable, on a la relation bien connue :

$$f_{VCO} = f_{XTAL} \cdot P \cdot N / M.$$

N étant programmable, le plus petit pas de fréquence vaut : $f_{XTAL} \cdot P / M$ et correspond à l'écart des fréquences de sortie du VCO pour $N + 1$ et N .

Le prédiviseur par P est inclus dans le sélecteur de fréquence et $P = 256$ dans le cas du module Astec AT 1020. Notons que cette valeur est retenue dans d'autres modules sélecteur, par exemple le module Mitsumi TIF5-E31P.

Pour le synthétiseur RTC bâti avec les circuits HEF 4750/4751, M est dû au produit de deux valeurs M1 et M2. M1 peut prendre quatre valeurs différentes : 1, 2, 10, 100, et M2 toute valeur

entière comprise entre 1 et 1024. C'est en général plus qu'il n'en faut, mais laisse au concepteur totale liberté quant au choix de la fréquence de l'oscillateur à quartz. Dans notre cas nous avons choisi $f_{XTAL} = N$ (MHz).

Pour le circuit HEF 4751, N provient de la différence de deux nombres N_A et N_B . Ces deux nombres sont exprimés en BCD. Une horloge interne cadence l'introduction des données N_A et N_B dans le circuit, bits en parallèle et digits en série.

Le soustracteur interne nous permet alors d'afficher, non la fréquence de sortie du VCO : paramètre interne dont la connaissance est inutile à l'opérateur, mais plus utilement la fréquence reçue.

Avantages :

Les multiples possibilités de programmation permettent l'adaptation de ce synthétiseur à d'innombrables cas. La fréquence affichée est directement la fréquence reçue, ce qui évite l'emploi d'un éventuel affichage de fréquence auxiliaire.

D'un point de vue technique, le système est excellent : deux comparateurs de phase, le pre-

Quel que soit l'appareil, il existe toujours, au moment de sa conception, plusieurs options ou solutions techniques répondant au problème posé. Tel est le cas du synthétiseur de fréquence assurant l'accord du récepteur TV SAT décrit dans le numéro 464 de Radio Plans. Nous vous proposons, dans ce numéro, une deuxième solution qui vous permettra de réaliser votre récepteur TV SAT d'une façon modulaire : sélecteur RP, Astec ou autre, synthétiseur RTC ou Motorola;

REALISATION

mier à faible gain dégrossit l'accord, le deuxième à très grand gain stabilisant parfaitement la boucle.

Inconvénients :

Malheureusement ces circuits classés plutôt dans la catégorie professionnelle sont d'un coût important.

Leur mise en œuvre nécessite, dans la plupart des cas, la présence d'un prédiviseur extérieur : dans notre application un prédiviseur par 10 ou 11 conçu à partir d'un circuit LOC MOS.

Finalement la solution retenue pour l'introduction des données : roues codeuses, s'apparente souvent à un récepteur professionnel et non un appareil grand public. Les données peuvent provenir d'une mémoire morte ou d'un microprocesseur mais nous démontrerons que dans ce cas les circuits HEF 4750/4751 perdent tout leur intérêt.

Rappel sur le circuit Motorola MC 145151

Bien que ce circuit soit d'une conception relativement ancienne, il est aujourd'hui très employé dans les réalisations d'amateur ou même professionnelles. Nous ne reviendrons, ni sur la description, ni sur le mode de fonctionnement que les lecteurs de Radio-Plans connaissent parfaitement.

Il a été utilisé, par le passé, dans de nombreux types de récepteurs ou d'émetteurs, de télécommande ou de phonie.

Le diviseur par M peut prendre huit valeurs différentes : 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192. Ces valeurs offrent moins de liberté qu'une programmation continue, mais dans la pratique, avec les quartz les plus courants, permettent de résoudre la totalité des problèmes. Le diviseur programmable par N est un diviseur binaire 14 bits et est adressé en mode parallèle.

Les entrées de programmation des diviseurs M et N sont maintenues à l'état haut au moyen de résistances internes. Ceci permet, sur une maquette ou un prototype de faire les premiers essais avec un simple jeu d'interrupteurs DIL.

A l'équilibre, la relation liant les divers paramètres de la bou-

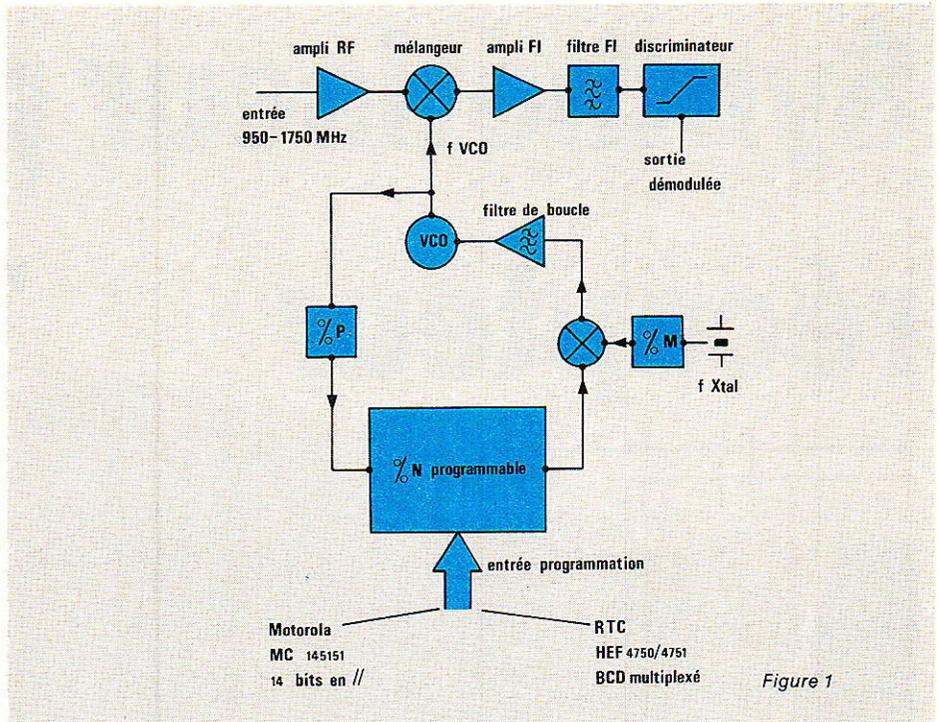


Figure 1

cle reste la même que précédemment. Nous avons choisi $f_{XTAL} = 4\,000\text{ MHz}$ et $M = 1084$ en positionnant l'entrée RA_2 au 1 logique — broche 7 — et les entrées RA_1 et RA_0 au zéro — broches 6 et 5.

Ainsi l'égalité $f_{VCO} = N$ (MHz) est conservée.

Avantages :

La simplicité du schéma de principe représenté à la figure 2 est un atout majeur en faveur du circuit Motorola. Deux circuits intégrés, cinq résistances, dix condensateurs et un quartz suffisent. Notons que l'emploi d'un amplificateur opérationnel externe est impératif puisque la tension d'accord devant être

appliquée au VCO dépasse largement les 5 V de la tension d'alimentation du PLL.

En conclusion, ce circuit permet une diminution du nombre de composants d'où un encombrement moindre et une réduction du coût.

Inconvénients :

Le seul reproche que l'on puisse faire au schéma de la figure 2 réside dans le procédé de gestion du diviseur programmable.

Supposer que l'on veuille recevoir CNN.

- fréquence à recevoir : $f = 11\,155\text{ MHz}$.
- addition de la moyenne fré-

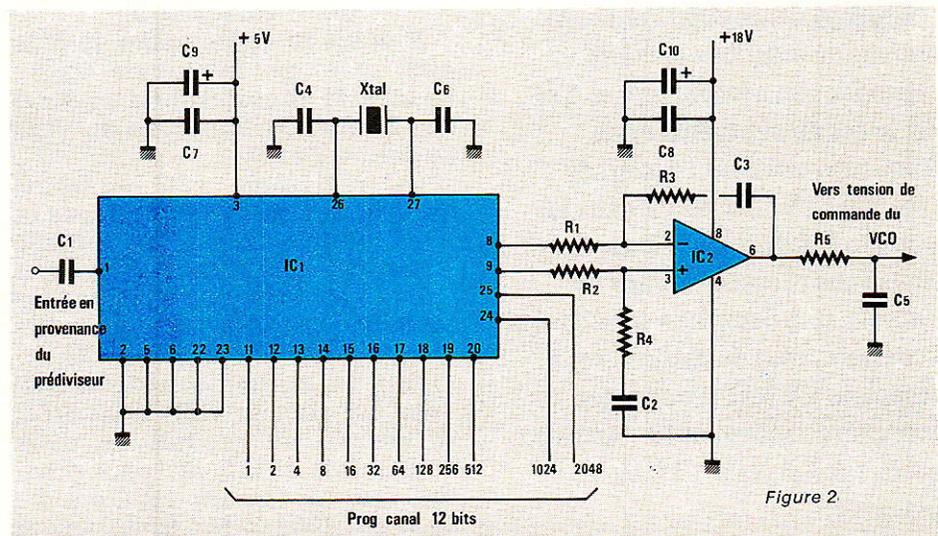


Figure 2

quence (480 MHz) : $f_{vco} = 1\ 635\ \text{MHz}$,

— soustraction de la fréquence d'OL du LNC, $f_E = 1155\ \text{MHz}$;

— Soit finalement le mot de 12 bits : 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1 (MSB vers LSB).

On imagine mal un utilisateur effectuant une telle gymnastique à chaque changement de programme.

Il est donc évident que le synthétiseur doit être complété par une circuiterie ad.hoc servant d'interface. Cette circuiterie complémentaire doit être aussi réduite que possible si l'on veut préserver l'avantage de réduction du nombre de composants et du coût apporté par le circuit MC 145 151.

Nous donnerons quelques exemples d'interfaces que nous aurons l'occasion de concrétiser dans un proche futur.

Brève description du synthétiseur

Le schéma de la figure 2 n'appelle que peu de commentaires. Le signal de sortie du prédiviseur inclus dans le module sélecteur a en général une amplitude voisine du Volt crête à crête. Ce niveau est largement suffisant pour assurer un fonctionnement correct au diviseur. Seules les 12 bits de poids faibles sont nécessaires à la programmation du VCO. Pour

une plage d'entrée de 950 à 1750 MHz, le VCO balaie la plage 1430 à 2230 MHz dans le cas d'une FI à 480 MHz et 1762 à 2362 MHz dans le cas d'une FI à 612 MHz.

Les essais ont montré que les sorties Φ_V et Φ_R — broches 9 et 8 — du comparateur de phase donnaient de meilleurs résultats que la sortie $P_D\ out$ — broche 4.

L'établissement de la fonction de transfert du système bouclé ne pose pas de problème majeur si l'on prend $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ et $C_2 = C_3$.

Pour la valeur de C_5 , on doit tenir compte d'un éventuel condensateur placé à l'intérieur du sélecteur et dont la valeur n'est jamais mentionné par le fabricant.

Si $F(p)$ est la fonction du transfert du filtre de boucle seul, la fonction de transfert du système bouclé s'écrit classiquement ; en posant $F(p) = A(p)/B(p)$

$$H(p) = \frac{A(p)}{N \cdot B(p) / k + A(p)}$$

où K représente le produit du gain du VCO en HzV^{-1} par le gain du comparateur de phase VDD dans le cas présent. Exprimé en Hz V^{-1} . Pour simplifier le calcul, il est préférable de choisir les gains en HzV^{-1} et non en rd. V^{-1} , N représente le diviseur moyen entre la tension de sortie du VCO et l'entrée du comparateur de phase : environ $460 \cdot 10^3$.

La connaissance de ces paramètres aboutit au choix suivant : $R_1 = 15\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 22\ \text{k}\Omega$, $C_3 = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_5 = 10\ \Omega$ et $C_5 = 10\ \text{nF}$. La faible valeur de R_5 est due à la présence d'un condensateur de forte valeur dans le sélecteur.

Réalisation pratique

Tous les composants du schéma de principe de la figure 2 sont implantés sur une carte simple face de faible dimensions : 90×55 dont le tracé des pistes est représenté à la figure 3 et l'implantation des composants à la figure 4.

Table de programmation

Pour les satellites dits de télécommunication, la bande TV s'étend en fait de 10 950 à 11 200 MHz puis de 11 450 à 11 700 MHz.

La bande intermédiaire est en fait réservée à d'autres applications. Le tableau de la figure 5 rend compte de cette séparation en deux demi-bandes et donne, pour les 19 programmes, la fréquence reçue, la fréquence d'entrée du récepteur, la fréquence d'oscillateur local et finalement la valeur du mot de 12 bits correspondant.

Ce tableau peut être utilisé pour programmer par exemple une mémoire morte, comme nous allons le voir dans le dernier chapitre.

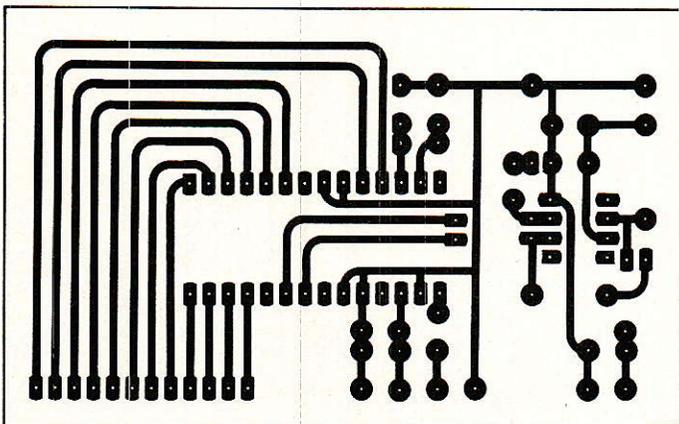


Figure 3

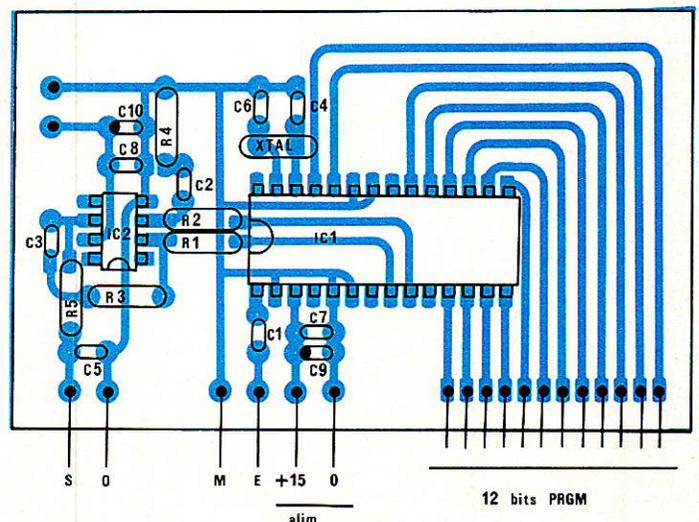


Figure 4

REALISATION

Quelques exemples de gestion du synthétiseur

Nous avons choisi trois solutions totalement différentes tant d'un point de vue coût que d'un point de vue confort d'utilisation. Aucune de ces trois solutions ne donne lieu à une concrétisation par une réalisation pratique. Nous aurons l'occasion de revenir, dans un prochain numéro, sur au moins une des solutions proposées.

La première des solutions est représentée à la **figure 6**. C'est sans doute la solution la plus simple et la moins coûteuse. Il s'agit d'un compteur binaire borné entre les limites décimales 1430 et 2230. Trois compteurs du type 4516 peuvent parfaitement convenir, la détection des limites et le répositionnement peut être assurée par deux circuits 4081 et 4082.

Certes la solution est simple mais l'emploi n'est pas des plus pratiques : aucune visualisation de la position du compteur, aucune mémorisation.

Ce type de montage est juste satisfaisant pour un montage sur table permettant la vérification du bon fonctionnement du système. C'est en effet une solution de mise en œuvre extrêmement rapide donc pratique pour tester

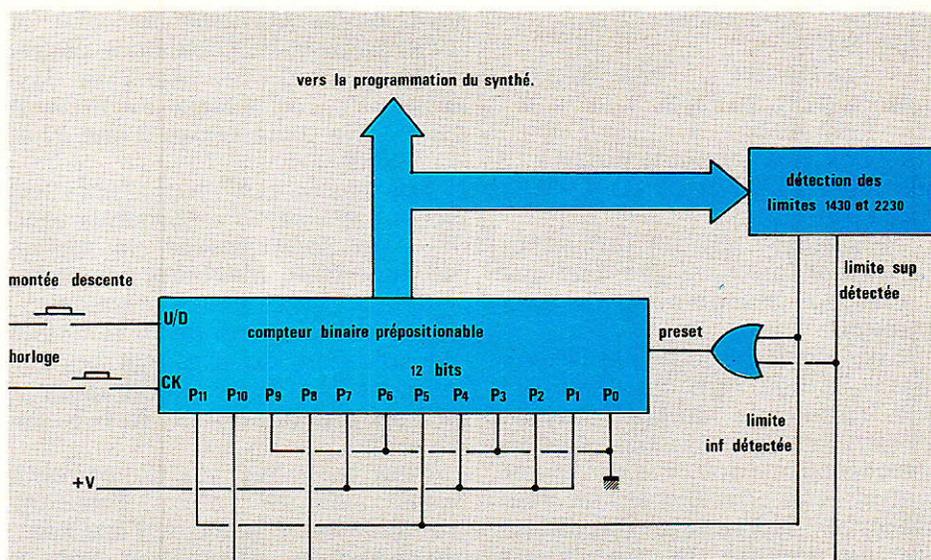


Figure 6a

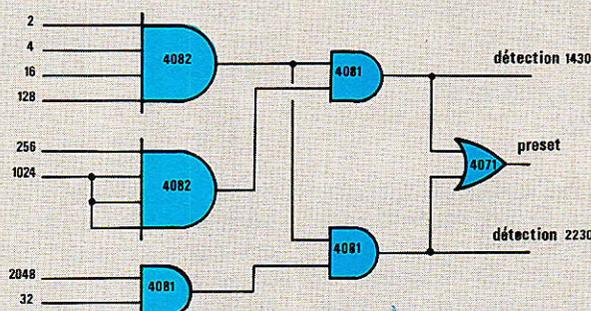


Figure 6b

Programme	Fréquence	Fréquence d'entrée avec 1 OL 10 000	Fréquence de l'oscillateur local F 1480 Mhz	Programmation du synthétiseur (2048)	
				A ₁₁	A ₀
Teleclub	1 0 9 8 6	9 8 6	1 4 6 6	0 1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 0	1 0
Rai Uno	1 1 0 0 5	1 0 0 5	1 4 8 5	0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 1 0	1
Première	1 1 0 1 5	1 0 1 5	1 4 9 5	0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 1 1	1
3 SAT	1 1 0 5 5	1 0 5 5	1 5 3 5	0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1
RTL plus	1 1 0 9 1	1 0 9 1	1 5 7 1	0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1 1	1
Screen Sport - musicbox	1 1 1 3 5	1 1 3 5	1 6 1 5	0 1 1 0 0 1 0 0 1 1 1 1	1
Filmmet	1 1 1 4 0	1 1 4 0	1 6 2 0	0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0	0
CNN	1 1 1 5 5	1 1 5 5	1 6 3 5	0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1	1
Europa TV	1 1 1 7 0	1 1 7 0	1 6 5 0	0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0	0
BR 3	1 1 1 7 5	1 1 7 5	1 6 5 5	0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1 1 1	1
Sveriges 1	1 1 4 7 0	1 4 7 0	1 9 5 0	0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0	0
TV 5	1 1 4 7 1	1 4 7 1	1 9 5 1	0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1	1
SAT 1	1 1 5 0 7	1 5 0 7	1 9 8 7	0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1	1
Worldmet	1 1 5 0 8	1 5 0 8	1 9 8 8	0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0	0
Sveriges 2	1 1 6 4 8	1 6 4 8	2 1 2 8	1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0	0
Sky Channel	1 1 6 5 0	1 6 5 0	2 1 3 0	1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0	0
Music box	1 1 6 7 4	1 6 7 4	2 1 5 4	1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1 1 0	0
NRK	1 1 6 7 6	1 6 7 6	2 1 5 6	1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0	0

Figure 5 : Tableau de programmation du synthétiseur.

le récepteur avant de se lancer dans une solution plus complexe comme celle de la **figure 7** : système de gestion à microprocesseur.

Il est clair que pour que l'emploi du récepteur soit le plus agréable possible toutes les tâches fastidieuses doivent être confiées à un microprocesseur.

La figure 7 ne représente qu'une faible partie du schéma qui devra être adoptée, en l'occurrence les entrées-sorties.

Un clavier d'introduction des données autorise le rappel d'une case mémoire, numérotée de 0 à 15 par exemple, dans laquelle on a préalablement stocké la fréquence à recevoir. Le microprocesseur se charge du calcul : soustraction de la fréquence d'OL du LNE, addition de la FI, codage en binaire. Le schéma de la figure 7 ne représente que le cas le plus simple, en multipliant les entrées-sorties, on peut penser à :

- un affichage de fréquence.
- une télécommande infrarouge.
- une recherche des stations avec arrêt automatique sur image.

Nous aurons très certainement l'occasion de décrire un système **complet** bâti à partir de cette structure.

Finalement le schéma de la **figure 8** est le schéma qui doit être retenu si l'on cherche avant tout un faible coût et une solution simple. Les deux circuits SGS M190 et M192 se prêtent particulièrement bien à ce type d'application. M190 encodeur de clavier 16 contacts et M192 décodeur 4 bits vers deux afficheurs sept segments.

Les quatre bits de l'encodeur M190 sont envoyés simultanément au décodeur et sur les entrées d'adresse d'une mémoire morte.

Pour un cas simple une matrice à diodes suffit parfaitement d'autant plus que l'organisation 12 bits \times N se rencontre assez rarement. L'inconvénient majeur du circuit se détecte facilement grâce au tableau de la figure 5 qui comporte 19 fréquence alors que la capacité de l'encodeur n'est que de 4 bits donc un maximum de 16 fréquences. Il faut dans un premier temps sélectionner 16 programmes parmi 19, le

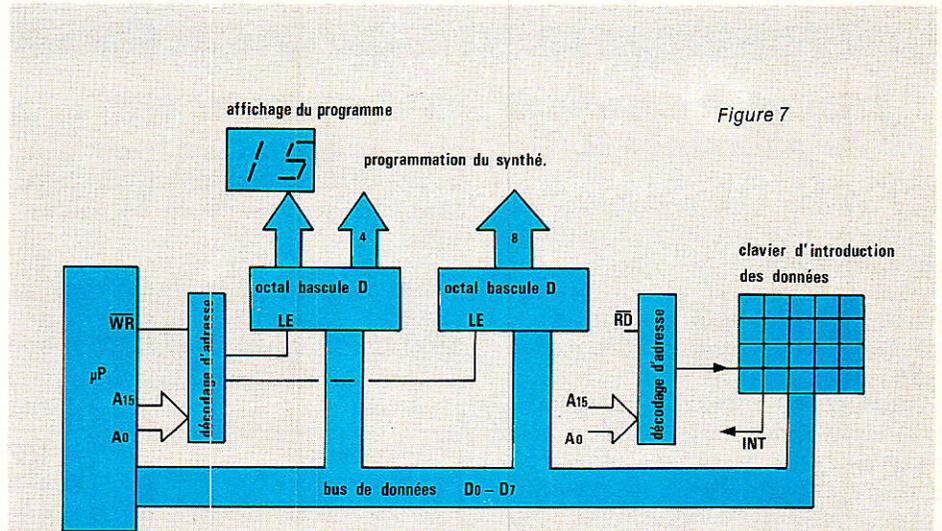


Figure 7

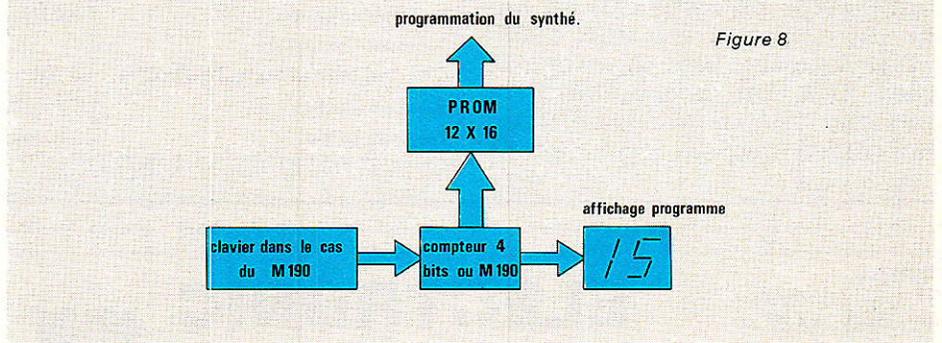


Figure 8

système est ensuite figé et ne peut évoluer : nouveaux programmes et nouveaux satellites ne seront pas pris en compte.

Le MC 145 151 Motorola, régulièrement approvisionné par vos distributeurs, d'un prix abordable, réduit sérieusement le coût

de construction d'un récepteur TV SAT à condition de lui ajouter l'interface approprié, et ceci constituera l'objet d'une prochaine réalisation.

François de Dieuleveult

Nomenclature		C ₅ : 10 nF
Résistances 1/4 W, 5 %		C ₆ : 33 pF
R ₁ : 15 kΩ		C ₇ : 10 nF
R ₂ : 15 kΩ		C ₈ : 0,1 µF
R ₃ : 22 kΩ		C ₉ : 10 µF, 35 V
R ₄ : 22 kΩ		C ₁₀ : 10 µF, 35 V
R ₅ : 10 Ω		Circuits intégrés
Condensateurs		IC ₁ : MC 145 151
C ₁ : 33 pF		IC ₂ : LF 351
C ₂ : 0,1 µF		Divers
C ₃ : 0,1 µF		XTAL : 4 000 MHz
C ₄ : 33 pF		

Nouveaux modules de puissance ILP

ILP anciennement distribué en France par Tradelec a changé d'importateur.

Désormais, les produits ILP seront disponibles auprès de la société **Williamson Electronique**.

Rappelons qu'outre les modules amplificateurs BF bien connus, la gamme comporte aussi des transformateurs toriques et des semi-conducteurs de puissance.

La série des modules hybrides de puissance s'est d'ailleurs enrichie de trois amplificateurs MOS. En fait, il s'agit d'amplificateurs dont l'étage de sortie classée en AB est doté de transistors MOS de puissance. Les caractéristiques déjà fort honorables des hybrides ILP s'en trouvent encore améliorées tant au plan distor-

sion que vitesse de réponse.

Tous les produits ILP sont délivrés avec une notice détaillée évitant tout tâtonnement à l'utilisateur.

Des alimentations adaptées à chaque module de puissance figurent au catalogue de l'importateur.

Nous rappelons ci-dessous les caractéristiques des amplis MOS.

ILP : Williamson Electronique ZA de la Bougrière, 6 rue de la Guillonnière BP 13 44470 Sainte-Luce-sur-Loire. Tél. : 40.25.89.99

Références	MOS 128	MOS 248	MOS 364
Puissance de sortie	60 W RMS sous 8 Ω	120 W RMS sous 8 Ω	180 W RMS sous 4 Ω
Bande passante (-3 dB)	15 Hz - 50 kHz	15 Hz - 50 kHz	15 Hz - 50 kHz
Distorsion harmonique typique à 1 kHz	0,005 %	0,005 %	0,005 %
Distorsion d'intermodulation	< 0,006 %	< 0,006 %	< 0,006 %
Rapport signal/bruit (DIN AUDIO)	100 dB	100 dB	100 dB
Vitesse de balayage	20 V/μs	20 V/μs	20 V/μs
Temps de montée	3 μs	3 μs	3 μs
Sensibilité d'entrée	500 mV rms	500 mV rms	500 mV rms
Impédance d'entrée	100 kΩ	100 kΩ	100 kΩ
Impédance de charge	4 - ∞	4 - ∞	3 - ∞
Coef. d'amortissement (8 Ω à 100 Hz)	> 400	> 400	> 400
Tension d'alimentation	± 45 V (± 50 V max)	± 55 V (± 60 V max)	± 55 V (± 60 V max)
Valeur du fusible	2 A rapide	2,5 A rapide	3,15 A rapide

Boutique
231, av. Léon-Bollée
Tél. : 43.85.87.87

72000 LE MANS

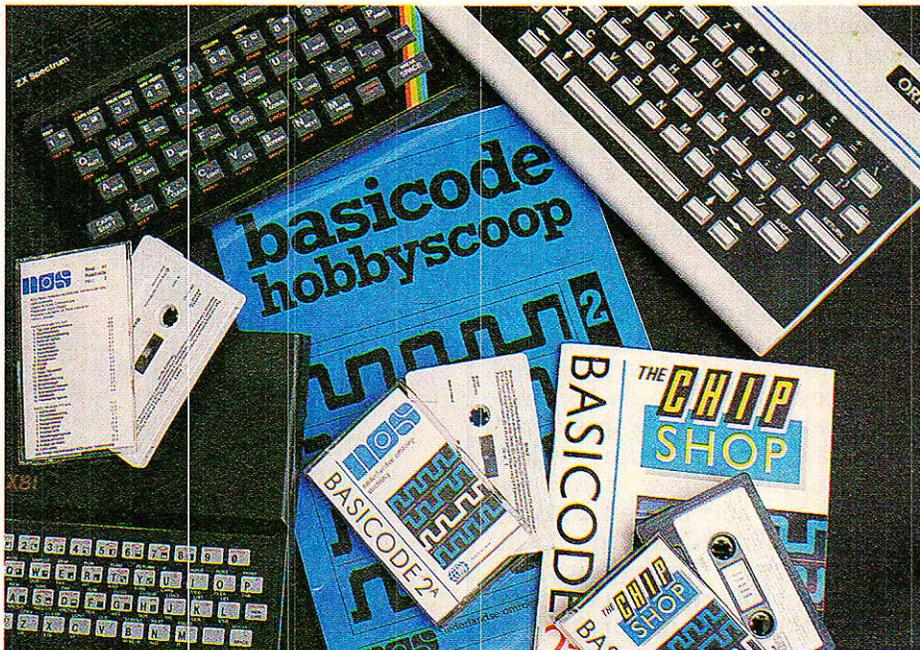
ELECTRONIC LOISIRS 49100 ANGERS

Magasin
11-13, rue Beaurepaire
Tél. : 41.87.66.02

Vente par correspondance
Frais de port 45 F contre-remboursement
25 F recommandé - urgent

CATALOGUE 15 F FRAIS COMPRIS

KITS		FUSIBLES		CIRCUIT INTEGRE	
PL 8 Alimentation réglable 1 à 12 V	100 F	100 mA à 15 A Rapide	1 F pièce en T 20 2 F pièce en T 32	UAA 170 29,50 F UAA 180 29,50 F SO 41 P 22,00 F SO 42 P 22,00 F AY 3-8500 88,50 F L 121 15,00 F CA 3161 22,00 F CA 3162 69,50 F TDA 1006 25,50 F TDA 1010 19,50 F TDA 1100 35,50 F TDA 2003 16,50 F TDA 2004 28,00 F TDA 2005 32,50 F TDA 2030 19,50 F TDA 2630 29,00 F TDA 3300 62,50 F TDA 3500 77,00 F TDA 3560 69,50 F TDA 3810 39,50 F TDA 4565 61,00 F TDA 4610 35,50 F TEA 2026 30,50 F 74 LS 00 3,80 F 74 LS 01 3,80 F 7402 2,20 F 74 LS 02 3,80 F 7407 8,50 F 74 LS 11 3,80 F 74 LS 12 3,80 F 74 LS 13 6,90 F 74 LS 14 6,00 F 74 LS 26 3,80 F 74 LS 38 3,80 F 74 LS 47 9,80 F 74 LS 48 12,20 F 74 LS 51 3,80 F 74 LS 73 4,30 F 74 LS 75 6,00 F 74 LS 98 113,00 F 74 LS 109 190,00 F 74 LS 122 230,00 F 74 LS 124 7,30 F 74 LS 125 6,40 F 74 LS 145 11,50 F 74 LS 157 6,50 F 74 LS 158 6,50 F 74 LS 161 7,50 F 74 LS 164 7,50 F 74 LS 166 9,50 F	74 S 169 14,50 F 74 LS 175 6,80 F 74 LS 182 18,50 F 74 LS 191 13,70 F 74 LS 240 10,50 F 74 LS 241 10,50 F 74 LS 244 10,50 F 74 LS 245 11,80 F 74 LS 247 9,30 F 74 LS 257 6,20 F 74 LS 273 11,50 F 74 LS 280 15,60 F 74 LS 365 11,00 F 74 LS 366 5,00 F 74 LS 368 6,50 F 74 LS 374 11,80 F 74 LS 386 15,50 F 74 LS 390 7,50 F 74 LS 393 8,50 F TIL 111 7,50 F TBA 810 9,50 F TBA 820 8,50 F TBA 850 16,50 F LM 311 4,00 F LM 324 10,50 F LM 335 Z 18,50 F LM 336 8,50 F LF 351 6,00 F LM 387 29,50 F 555 5,50 F 741 5,50 F 1458 5,20 F 1459 8,50 F 4082 9,50 F 4085 6,30 F 4086 14,00 F 4093 18,50 F 4098 49,90 F 4099 49,90 F 4501 3,50 F 4502 3,50 F 4521 3,50 F 4522 8,80 F 4532 11,30 F 4538 9,50 F 4553 16,50 F 4558 12,50 F 4566 16,50 F 4581 18,50 F 4584 6,50 F 40106 7,50 F
PL 9 Modulateur 3 voies micro	120 F				
PL 10 Antivol maison	100 F				
PL 11 Graduateur	40 F				
PL 13 Chenillard 4 voies	120 F				
PL 15 Strobo 40 notes	120 F				
PL 16 Ampli BF 2 W	50 F				
PL 20 Serrure codée	120 F				
PL 21 Double clignotant	140 F				
PL 22 Télécommande secteur	170 F				
PL 24 Chenillard modulé 6 voies	150 F				
PL 28 Sirene de puissance	70 F				
PL 29 Thermostat	90 F				
PL 30 Clap interrupteur	90 F				
PL 31 Préampli guitare	50 F				
PL 32 Interphone moto	160 F				
PL 35 Emetteur 3 W FM	140 F				
PL 37 Modulateur chenillard	180 F				
PL 40 Convertisseur 12/220 V	100 F				
PL 41 Hortage auto	160 F				
PL 42 Variateur 6/12 V	100 F				
PL 43 Thermomètre 0/99°C	210 F				
PL 45 Thermostat 0/99°C	180 F				
PL 46 Convertisseur 6/12 V 2A	170 F				
PL 47 Antivol pour auto	110 F				
PL 50 Récepteur FM 88-104 MHz	160 F				
PL 51 Carillon 24 airs	160 F				
PL 52 Ampli BF 2 x 15 W	180 F				
PL 54 Tempo alarme	160 F				
PL 56 Voltmètre 0/999 V	180 F				
PL 61 Capacimètre 1/999 μF	220 F				
PL 63 Ampli ant. 1 M à 1 000 MHz	110 F				
PL 64 Programmeur domestique	500 F				
PL 66 Alimentation 3/24 V 2A	280 F				
PL 67 Télécommande 27 MHz	320 F				
PL 70 Ampli-préampli 15 W	140 F				
PL 71 Chenillard 8 voies (20 48 fonc.)	400 F				
PL 72 Barrière télécommande ultrason	150 F				
PL 73 Préampli K7	50 F				
PL 74 Strobo musical 40 J	170 F				
PL 75 Variateur 220 V/1 000 W	100 F				
PL 76 Allumage électronique	270 F				
PL 77 Booster auto 15 W	100 F				
PL 78 Antivol villa	160 F				
PL 79 Tuner FM 88-108 MHz	260 F				
PL 83 Compte-tours digital	150 F				
PL 85 Barrière télécommande infra-rouge	200 F				
PL 87 Chenillard 8 voies	160 F				
PL 89 Mixeur 2 platines	190 F				
PL 91 Ampli préampli 2 x 30 W	330 F				
PL 92 Strobo auto moto	140 F				
PL 93 Ampli préampli 2 x 45 W	450 F				
PL 94 Tempo 0/999 s	250 F				
PL 95 Ampli préampli 2 x 20 W	270 F				
PL 96 Chargeur automatique	140 F				
PL 97 Ampli BF 80 W	290 F				
Alimentation (sans transfo.)	140 F				
PL 99 Ampli guitare 80 W	150 F				
Batterie électronique	850 F				
Fréquence 0,1 Ghz	850 F				
Chambre écho 256 K	140 F				
RT 1 Alarme auto	150 F				
RT 2 Convertisseur 3A 24 V 12 V	140 F				
CH 1 Clap télécommande secteur	150 F				
CH 2 Clap télécommande secteur	250 F				
CH 3 Emetteur FM 5 W	140 F				
CH 4 Thermostat 4 mémoires	260 F				
CH 5 Emetteur FM instrument	86 F				
FM 101 Récepteur FM mono	138 F				
TC 256 Télécommande 27 MHz émetteur	399 F				
RC 256 Télécommande 27 MHz récepteur	199 F				
DB 100 Batterie électronique	323 F				
KN 65 Récepteur FM	168 F				
KN 71 Régulateur perceuse	498 F				
TSM 122 Préampli ANT 200B	135 F				
DM 10 Beckman	446 F				
DM 15 Beckman	599 F				
DM 20 Beckman	698 F				
DM 25 Beckman	799 F				
DM 40 Beckman	725 F				
819 Centrad	498 F				
Banana Pantec	333 F				
MT 505 Monacor	615 F				
QUARTZ 30 F pièce					
1,843 Mhz - 2 Mhz - 2,4576 Mhz					
3 Mhz - 3,2768 - 3,5795					
4 Mhz - 4,433 - 4,915					
5 Mhz - 5,008 - 6 Mhz					
8 Mhz - 8,867 - 10 Mhz					
11 Mhz - 12 Mhz - 14,318					
15 Mhz - 16 Mhz - 18 Mhz - 20 Mhz					
REGULATEURS					
5 V - 6 V - 8 V - 12 V - 15 V - 18 V					
24 V - Positif ou négatif	7,50 F pièce				
RESISTANCES					
de 1 Ω à 10 M Ω Série E 24					
1/4 W ou 1/2 W	0,30 F pièce 2,50 F les 10				
Pompe Safico	66,00 F				
Fer JBC Panne L D 14 W	126,00 F				
Fer JBC Panne L D 30 W ou 40 W	113,00 F				
Perceuse 70 W Ref 65000	190,00 F				
Support Ref. 50700	230,00 F				
Foret carbure de stungtène 0 0.7-1.2 1.5	10,00 F pièce				



Un journal Radio-Vidéo en basicode

Véritable « espéranto » des ordinateurs développé sous l'égide d'une grande station de radiodiffusion (la NOS de Hilversum en Hollande), le BASICODE sert depuis des années à diffuser des logiciels sur les ondes.

Une nouvelle application très prometteuse commence à se développer : la transmission de bulletins d'informations écrits qui, captés à l'aide d'un récepteur radio normal, sont décodés par l'ordinateur du foyer et affichés sur l'écran du téléviseur familial !

Plus rapide et plus simple à exploiter que les procédés utilisés par les radio-amateurs (RTTY, AMTOR, etc.), la méthode est tout à fait à la portée du grand public « informatisé ».

Les moyens nécessaires côté émission sont extrêmement réduits, et donc à la portée de n'importe quelle radio locale...

Des images à la radio !

Si la transmission d'images de télévision nécessite de gros moyens techniques et une importante largeur de bande HF, en revanche la distribution d'images informatiques est possible au moyen des circuits de communication employés pour le son. Le meilleur exemple est celui des images de MINITEL, qui voyagent fort bien sur les lignes téléphoniques.

De la même façon, programmes et « écrans » informatiques peu-

vent être enregistrés sur cassettes audio, et donc diffusés par téléphone ou par radio.

Seulement, le « standard » ou « format » de codage diffère fondamentalement d'un ordinateur à un autre. Pour diffuser des données informatiques à un public forcément très varié, il est pratiquement indispensable d'adopter une norme universelle. Il est possible de transmettre par radio des images de MINITEL, mais la création de ces images nécessite des moyens matériels et logiciels non négligeables (voir nos articles consacrés à ce sujet).

Pour ce qui est de la diffusion

de logiciels BASIC, nos lecteurs savent bien que le BASICODE est largement reconnu au niveau international, et utilisé par les grandes stations de radio de nombreux pays (dont la France ne fait hélas pas partie...). Si l'on sait diffuser correctement des programmes informatiques auprès d'un large public, on sait du même coup diffuser des textes d'information : il suffit que le programme soit conçu pour imprimer des textes sur l'écran de l'ordinateur, c'est aussi simple que cela !

C'est ainsi que la radio néerlandaise diffuse une fois par semaine sur son réseau FM, un programme BASICODE qu'il suffit de charger et lancer sur n'importe quel ordinateur rendu compatible, pour voir apparaître les toutes dernières nouvelles, à la manière d'un « télex » de presse.

Il ne faut que deux ou trois minutes d'antenne pour diffuser le programme, mais le « radiospectateur » peut ensuite passer un bon quart d'heure à faire défiler les « pages vidéo » ainsi reçues.

L'équipement de l'auditeur

Le matériel et le logiciel nécessaires pour profiter de ce type de transmission sont fort simples :

- un récepteur radio approprié (AM ou FM selon la station),
- un ordinateur BASIC muni de son écran vidéo,
- un magnétophone à cassettes (ou un radio-cassette),
- un logiciel adaptateur BASICODE pour l'ordinateur utilisé.

A l'heure actuelle, on peut se procurer auprès de la radio hollandaise (par correspondance en anglais) la cassette BASICODE-2A utilisable sur les machines suivantes :

Apple II et Iie
BBC
Colour Genie
Commodore 64, 3000,4000, 8000
VIC 20
Exidy Sorcerer
Microprofessor
New Brain
Philips P 2000
Sharp MZ 60A, 80B, 80K
Sinclair SPECTRUM
Tandy TRS 80



Certains de nos lecteurs possèdent sans doute déjà l'édition précédente, dans laquelle figure un logiciel pour ZX 81, mais dont le programme pour SPECTRUM est infiniment moins bon.

Une cassette a également été diffusée par la BBC, permettant en plus l'adaptation des DRAGON 32 et 64, ORIC 1 et ATMOS, et MSX sans distinction de marque.

En ce qui concerne les machines plus récentes, il faut laisser aux programmeurs le temps d'écrire les logiciels nécessaires, ce qui est très délicat.

La cassette de la NOS peut être commandée à cette adresse :
NOS HOBBYSCOOP
Postbus 1200
NL-1200 DE HILVERSUM
PAYS-BAS

Après confirmation du prix et des frais de port (écrire en anglais ou néerlandais), un mandat international ou un simple chèque postal suffira pour passer la commande.

L'équipement de la station

Pour le technicien des stations de radio, faire passer un programme ou des images informatiques revient simplement à lire une cassette fournie par le « producteur » de l'émission. Tout au plus doit-il respecter quelques consignes particulières pour ses réglages de console.

Pour enregistrer cette cassette, il faut évidemment un magnétophone, un ordinateur capable d'écrire du BASICODE, et donc de développer les logiciels voulus, journaux d'information plus détaillés par exemple.

En pratique, il faut faire appel à deux logiciels bien distincts :

— le programme adaptateur BASICODE pour l'ordinateur disponible (voir paragraphe précédent),

— le programme de diffusion de textes.

En principe, ce dernier logiciel pourrait fort bien n'être qu'une longue suite d'instruction PRINT.

En pratique, comme les écrans des ordinateurs ne sont pas tous organisés de la même façon, comme certaines machines « scrollent » automatiquement lorsque l'écran est plein, il faut prendre un certain nombre de précautions pour assurer une « mise en page » impeccable chez tous les utilisateurs.

Par ailleurs, il faut évidemment respecter à la lettre les contraintes imposées par la norme BASICODE (en particulier, pas plus de 60 caractères par ligne BASIC).

La figure 1 montre quelques exemples d'écrans obtenus sur différents matériels, à partir d'un seul et unique programme d'origine hollandaise (vous l'aviez sans doute remarqué...).

Le rôle essentiel de ce programme est de veiller à ce que les mots ne se trouvent pas cou-

Hallo HOBBIYSCOOPVRIENDEN !

De redactie van HOBBIYSCOOP wordt gewoon overstromd met brieven en programma's en we komen er niet aan toe om alles binnen redelijk korte tijd te beantwoorden.

We hopen dus op enig begrip bij U allen !

Daarom nu deze bijzondere vorm van algemene kennisgeving.

VERVOLG: <return>

Hallo HOBBIYSCOOPVRIENDEN !

De redactie van HOBBIYSCOOP wordt gewoon overstromd met brieven en programma's en we komen er niet aan toe om alles binnen redelijk korte tijd te beantwoorden.

We hopen dus op enig begrip bij U allen !

Daarom nu deze bijzondere vorm van algemene kennisgeving.

BASICODE-2 wordt nu al weer meer dan een jaar gebruikt en we hebben er inmiddels de nodige ervaring mee opgedaan.

VERVOLG: <return>

Hallo HOBBIYSCOOPVRIENDEN !

De redactie van HOBBIYSCOOP wordt gewoon overstromd met brieven en programma's en we komen er niet aan toe om alles binnen redelijk korte tijd te beantwoorden.

We hopen dus op enig begrip bij U allen !

Daarom nu deze bijzondere vorm van algemene kennisgeving.

VERVOLG: <return>

Hallo HOBBIYSCOOPVRIENDEN !

De redactie van HOBBIYSCOOP wordt gewoon overstromd met brieven en programma's en we komen er niet aan toe om alles binnen redelijk korte tijd te beantwoorden.

We hopen dus op enig begrip bij U allen !

Daarom nu deze bijzondere vorm van algemene kennisgeving.

VERVOLG: <return>

Hallo HOBBIYSCOOPVRIENDEN !

De redactie van HOBBIYSCOOP wordt gewoon overstromd met brieven en programma's en we komen er niet aan toe om

VERVOLG: <return>

Hallo HOBBIYSCOOPVRIENDEN !

De redactie van HOBBIYSCOOP wordt gewoon overstromd met brieven en programma's en we komen er niet aan toe om alles binnen redelijk korte tijd te beantwoorden.

We hopen dus op enig begrip bij U allen !

Daarom nu deze bijzondere vorm van algemene kennisgeving.

BASICODE-2 wordt nu al weer meer dan een jaar gebruikt en we hebben er inmiddels de nodige ervaring mee opgedaan.

VERVOLG: <return>



pés en fin de ligne, et à attendre l'appui sur « retour chariot » lorsque l'écran est plein, ou lorsque cela a été prévu lors de l'écriture des pages vidéo. Le temps nécessaire à ce logiciel pour faire son travail ramène la vitesse de lecture d'un individu moyen, soit bien moins que les 1200 bauds de la transmission BASICODE !

Le résultat est une visualisation extrêmement agréable pour l'utilisateur, comme vous allez maintenant pouvoir vous en convaincre, ami lecteur !

Le logiciel BASICODE

Le logiciel de la **figure 2** est dérivé de celui utilisé par la radio hollandaise NOS pour ses émissions. Nous lui avons apporté un certain nombre de transformations tenant compte des spécificités de l'utilisation en France.

Comme tout programme BASICODE, **il ne peut pas fonctionner seul.**

Il a non seulement besoin des **routines normalisées** BASICODE GOSUB 100, 110, 120 et 210, mais également des routines en langage machine permettant la lecture et surtout l'enregistrement de cassettes en **format BASICODE.**

Ne cherchez donc pas à entrer ce programme si vous ne disposez pas de la cassette de la NOS ou de celle, plus rare, de la BBC. Il est rappelé que les copies de la cassette BASICODE-2 et de son manuel sont autorisées pourvu que ce ne soit pas dans un but commercial.

Nous savons que beaucoup de nos lecteurs en sont déjà munis, aussi ne devrait-il se poser aucun problème. Éventuellement, nos petites annonces pourront être utilisées pour établir des contacts entre lecteurs équipés et non-équipés (cela s'est déjà fait...)

```

1000 A=500:GOTO20:REM JOURNAL BASICODE
1010 GOTO2500:REM MESURE D'ECRAN
1020 READR#
1030 IFR$(<)"***" THEN1070
1040 GOSUB1240
1050 IFAR<>0 THEN1040
1060 STOP
1070 BK=1
1080 IFBK>LEN(R#) THEN1020
1090 AK=0
1100 AK=AK+1
1110 IFBK+AK>LEN(R#) THEN1130
1120 IFMID$(R#,BK+AK,1)<>" " THEN1100
1125 REMSUR SPECTRUM, ADAPTER LES MID#
1130 W#=MID$(R#,BK,AK)
1140 BK=BK+LEN(W#)+1
1150 IFPL+LEN(W#)>=RL THENGOSUB1240
1160 IFW#="&" THENW#="":GOSUB1240:GOTO1200
1170 IFW#(">)"# THEN1200
1180 GOSUB1240:IFAR<>0 THEN1180
1190 GOTO1080
1200 PRINTW#;
1210 PL=PL+LEN(W#)+1
1220 IFPL<RL-1 THENPRINT" ";
1230 GOTO1080
1240 PRINT
1250 AR=AR+1
1260 IFAR<SH-2 THEN1320
1270 PRINT
1280 PRINT" PRESSER: <RET.CH>";
1290 GOSUB210:IFIN#(<)>CHR$(13) THEN1290
1295 REMSUR SPECTRUM, ATTENTION A IN#
1300 AR=0
1310 GOSUB100
1320 PL=0
1330 RETURN
1340 REM
2500 GOSUB100
2510 PRINT" JE M'ADAPTE A"
2515 PRINT"CET ORDINATEUR"
2517 PRINT"UN INSTANT SVP"
2520 SH=14:VE=14:RL=16
2530 HO=RL:GOSUB110:GOSUB120
2540 IFHO=RL THENRL=RL+1:GOTO2530
2550 VE=SH:GOSUB110:GOSUB120
2560 IFVE=SH THENSH=SH+1:GOTO2550
2580 GOSUB100
2590 PL=0:AR=0
2600 GOTO1020
2610 REMNOS BASICODE-2
2620 REMTEXTE EN DATA
2630 REM& POUR ALLER A LA LIGNE
2640 REM# POUR EFFACER L'ECRAN
2650 REMDERNIERE DATA: "***"
3000 DATA"ESSAI JOURNAL BASICODE & &"
3010 DATA"& LIGNE 1"
3020 DATA"& LIGNE 2"
3025 DATA"# NOUVEL ECRAN"
3030 DATA"***"
3031 DATA

```

Figure 3

```

1000 A=500:GOTO20:REM JOURNAL BASICODE
1010 GOTO2500:REM MESURE D'ECRAN
1020 GOTO5000
1030 IFR#<>"***" THEN1070
1040 GOSUB1240
1050 IFAR<>0 THEN1040
1060 STOP
1070 BK=1
1080 IFBK>LEN(R#) THENRETURN
1090 AK=0
1100 AK=AK+1
1110 IFBK+AK>LEN(R#) THEN1130
1120 IFMID$(R#,BK+AK,1)<>" " THEN1100
1125 REMSUR SINCLAIR, ADAPTER LES MID$
1130 W#=MID$(R#,BK,AK)
1140 BK=BK+LEN(W#)+1
1150 IFPL+LEN(W#)>=RL THENGOSUB1240
1160 IFW#=">" THENW#="":GOSUB1240:GOTO1200
1170 IFW#<>"<" THEN1200
1180 GOSUB1240:IFAR<>0 THEN1180
1190 GOTO1080
1200 PRINTW#;
1210 PL=PL+LEN(W#)+1
1220 IFPL<RL-1 THENPRINT" ";
1230 GOTO1080
1240 PRINT
1250 AR=AR+1
1260 IFAR<SH-2 THEN1320
1270 PRINT
1280 PRINT" PRESSER: <RET.CH>";
1285 REMSUR SINCLAIR, ATTENTION A IN$
1290 GOSUB210:IFIN#<>CHR$(13) THEN1290
1295 REMSUR ZX81, REMPLACER CHR$(13)PAR CHR$(118)
1300 AR=0
1310 GOSUB100
1320 PL=0
1330 RETURN
1340 REM
2500 GOSUB100
2510 PRINT" JE M'ADAPTE A"
2515 PRINT"CET ORDINATEUR"
2517 PRINT"UN INSTANT SVP"
2520 SH=14:VE=14:RL=16
2530 HQ=RL:GOSUB110:GOSUB120
2540 IFHQ=RL THENRL=RL+1:GOTO2530
2550 VE=SH:GOSUB110:GOSUB120
2560 IFVE=SH THENSH=SH+1:GOTO2550
2580 GOSUB100
2590 PL=0:AR=0
2600 GOTO1020
2610 REMNOS BASICODE-2
2630 REM> POUR ALLER A LA LIGNE
2640 REM< POUR EFFACER L'ECRAN
2650 REMDERNIERE CHAINE: "***"
5000 R#="ESSAI JOURNAL BASICODE > >":GOSUB1030
5010 R#=" LIGNE 1 >":GOSUB1030
5020 R#="< LIGNE 1 >":GOSUB1030
5025 R#="LIGNE 2 >":GOSUB1030
5026 R#="LIGNE 3 " :GOSUB1030
5030 R#="***":GOSUB1030

```

Figure 2

L'utilisation est extrêmement simple : côté réception, il suffit de faire RUN une fois le programme chargé.

Côté émission, il faut évidemment « documenter » le programme en écrivant le texte à diffuser dans autant de lignes DATA que nécessaire (pas plus de 60 caractères de long, numéro de ligne et espaces compris).

En l'absence d'indication particulière, le logiciel met bout à bout toutes les lignes DATA successives.

Lorsqu'il rencontre un signe & encadré par des espaces il déclenche un retour à la ligne. S'il en rencontre plusieurs, toujours séparés par des espaces, il saute des lignes et aère donc la présentation.

Un signe # déclenche un changement de page anticipé : l'utilisateur est invité à presser la touche « retour chariot » pour effacer l'écran et attaquer la page suivante.

Naturellement, le changement de page intervient aussi de façon automatique lorsque l'écran est plein.

Il est indispensable de prévoir une dernière ligne DATA contenant exactement trois astérisques entre guillemets, sans espaces : ce repère indique la fin du texte et permet donc au programme de s'arrêter.

Quelques répétitions permettront de bien prendre en main ce petit logiciel, et d'éviter par la suite certaines erreurs : par exemple, on évitera d'insérer un espace entre un mot et le signe de ponctuation qui peut le suivre (voir l'effet produit sur certains échantillons de la **figure 1**).

Le programme contenant le texte à transmettre peut maintenant être « sauvé » sur cassette en **format BASICODE**, dans l'attente de sa diffusion à l'antenne sous cette forme normalisée.

Sinclairistes attention !

Le programme de la **figure 2** peut être frappé directement sur la plupart des ordinateurs convertis au BASICODE, et notamment sur tous ceux munis d'un BASIC genre MICROSOFT.

Sur machines SINCLAIR, il faut prendre quelques précautions, comme ajouter des LET, ou des

GOTO entre THEN et un numéro de ligne.

Pour les autres adaptations (MID\$, IN\$ notamment), on se reportera au manuel accompagnant le logiciel adaptateur BASICODE, car les remèdes dépendent de la version utilisée.

Au prix de quelques transformations mineures, donc, ce programme tourne fort bien sur SPECTRUM.

Il est par contre incompatible avec le ZX 81, qui ne dispose pas de l'instruction DATA, ni des signes & et #.

Comme des centaines de milliers de ZX 81 sont en circulation en France, et que l'on ne souhaite pas forcément les ignorer, nous avons étudié une variante du logiciel, reproduite à la figure 3.

Ce programme est plus lourd à manier, notamment lors de l'introduction du texte, mais il est compatible avec tous les ordinateurs capables de lire le BASICODE.

DE, ZX 81 compris, sous réserve bien sûr des mêmes aménagements que dans le cas du SPECTRUM.

Pour gagner de la place en longueur, on pourra évidemment intercaler les GOSUB 1030 entre les lignes de chargement de RS. On pensera aussi que le logiciel « récepteur » aura à décomposer les lignes contenant plusieurs instructions. Nous les avons laissées sous cette forme puisque, jusqu'à nouvel ordre, le ZX 81 est incapable d'écrire en BASICODE.

Conclusion

Voici donc décrite une méthode finalement fort simple permettant de diffuser des informations écrites en direction d'un public réputé posséder un ordinateur adaptable au BASICODE. Ce qui est un succès sur la

radio nationale d'un pays comme la Hollande devrait être possible en France, où existent de très nombreuses stations FM locales, infiniment moins lourdes à manier et généralement en quête d'innovations.

Et n'oublions pas non plus la diffusion téléphonique, facile à mettre en œuvre avec un simple répondeur !

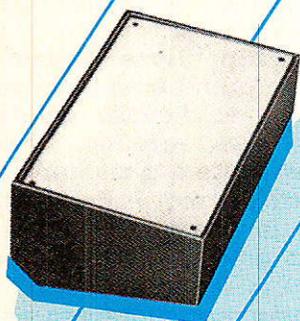
Patrick Gueule

BIBLIOGRAPHIE

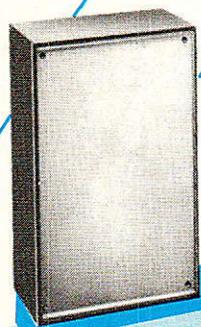
P. Gueule : votre ordinateur et la télématique (ETSF éditeur) (transmissions par radio et téléphone : montages pratiques).

« T'AS LE LOOK

TEKO »

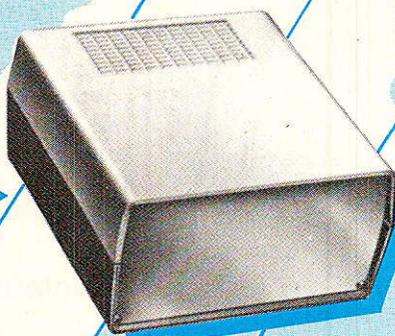


← **SÉRIE PULT-BOX**
(3 modèles)

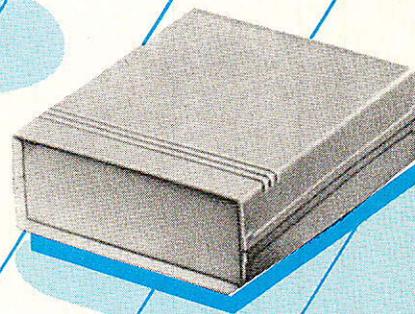


← **SÉRIE OPTATIVE PLASTIC**
(4 modèles)

SÉRIES KL et AUS
(18 modèles)



▼ **SÉRIE CAB**
(6 modèles)

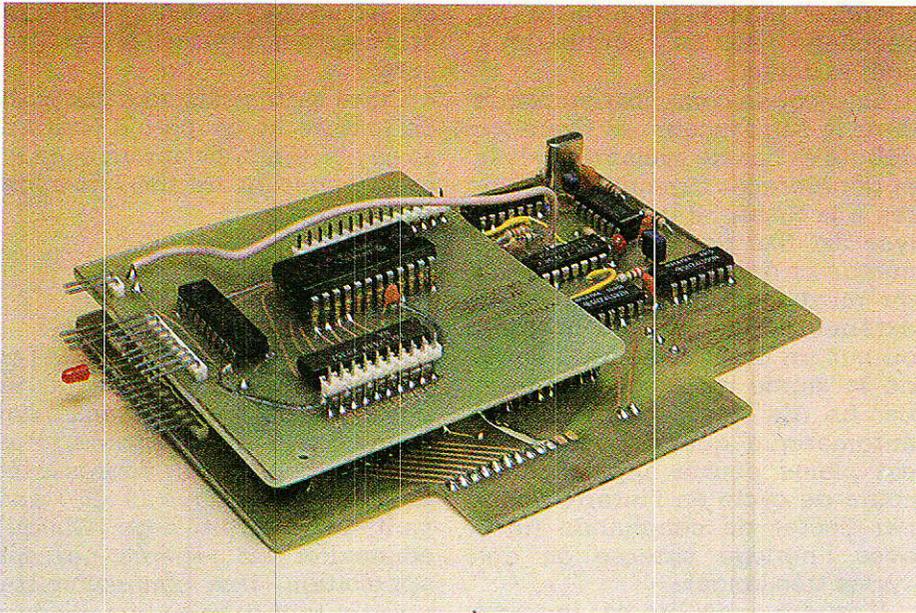


PLUS de **160** modèles de coffrets plastique ou métal...

EN VENTE chez votre revendeur habituel...

CATALOGUE COULEUR contre l'envoi de trois timbres-poste...

FRANCLAIR ÉLECTRONIQUE - B.P. 42 - 92133 ISSY-LES-MOULINEAUX



Carte analyseur logique 16 entrées

Rôle d'un analyseur logique

Par l'appellation même, on comprendra que le rôle d'un tel appareil sera d'analyser des signaux logiques. Pour les modèles courants et se limitant au mode trace, la visualisation ressemble à un examen oscilloscopique mais sur huit canaux au minimum et qui ne discernent que les seuils logiques («0» ou «1»). Grâce à sa mémoire interne, mille

cycles au minimum sont mémorisés et visualisables par l'emploi d'une « fenêtre » munie d'un curseur de position et d'une « loupe ». L'utilisation d'un système d'exploitation interne, permet aussi de visualiser la suite d'octets correspondant et parfois même de désassembler ces informations pour en présenter les mnémoniques d'assemblage ! La synchronisation pourra se faire sur un octet connu et permettra donc de visualiser ce qui se passe après pour déterminer un sys-

Ce mois-ci, nous nous attaquons à une extension plus complexe que d'habitude : un analyseur logique. N'ayez crainte, les explications vous guideront tout au long de l'étude et de sa réalisation ! Cette complexité nous a obligé à séparer cet article en deux parties : l'étude théorique et la réalisation pratique, pour ne pas surcharger la revue.

Voici quelques-unes des possibilités de la carte :

- Trois modes d'analyse (synchrone, asynchrone,...).
- Deux modes de déclenchement (interne, externe).
- Extension déclenchement sur octet.
- Analyse sur 8 ou 16 bits selon la version.
- Vitesse d'échantillonnage 1 ou 10 MHz selon la version.
- Mémoire de 2048 échantillons.
- Visualisation mode trace ou mode octet.
- Gestion par ordinateur → possibilités illimitées, entre-autres : fenêtre de visualisation, désassembleur incorporé, détecteur de code d'erreur, etc...

tème en cours de réalisation.

Les caractéristiques de tels appareils sont actuellement très performantes ce qui explique leur prix élevé ! Notre système sera un bon compromis dans ses différentes versions, et pourrait même être amélioré (32 voies...). Notre gros avantage par rapport aux systèmes autonomes est d'être connecté à un micro-ordinateur qui se chargera du système d'exploitation et ceci pour un coût minimum (500 à 800 F). Les limites de votre logiciel fixeront les

limites de l'appareil en restant conscient des limites du matériel (fréquence d'échantillonnage, nombre de canaux...).

Le schéma synoptique

Maintenant que le principe de cet appareil est donné, on peut se reporter à la **figure 1** qui présente le schéma synoptique. Les signaux logiques d'entrée sont échantillonnés et mémorisés temporairement dans des « latches » à la cadence d'horloge du système. Cette post-mémorisation est nécessaire pour garantir l'écriture correcte dans la mémoire. A cette dernière, est associé un compteur d'adresse qui est incrémenté à chaque échantillonnage. On mémorise donc temporairement les signaux, et c'est aussi simple que cela !

La première complication est l'horloge qui dicte la fréquence d'échantillonnage car elle acceptera plusieurs modes de fonctionnement. Elle sera soit asynchrone — quartz 1 ou 10 MHz —, soit asynchrone mais de cadence d'échantillonnage programmée par le micro, soit enfin synchrone — entrée horloge externe. Ces modes seront fixés par le micro. Il faut alors un octet de commande pour mémoriser le(s) mode(s) choisi(s). D'où un

« latch » supplémentaire et un décodage de ce périphérique pour le micro.

La seconde complication réside dans le séquenceur qui fixera les débuts et fins de cycles d'analyse et générera les signaux nécessaires à la RAM. Le début de l'analyse est fixé par l'octet de commande et donc, soit par un ordre du micro, soit par une synchro extérieure qui agira sur un front ou sur un octet reconnu à l'aide de la sonde de reconnaissance. La fin de cycle normalement automatique quand la mémoire est pleine pourra apparaître en cours de cycle en l'interrompant par l'octet de commande (utile avec l'horloge externe ou des cycles très longs).

Il faudra aussi lire par le micro cette mémoire pour interpréter la mesure et effectuer le traitement correspondant. Comme le micro est un modèle 8 bits, deux ports sont nécessaires (buffers tri-states associés à un décodage de sélection). Le séquenceur gèrera dans ce cas encore le compteur d'adresse de la RAM pour en assurer la lecture complète. En plus, il renverra les bits de « status » par un port de lecture (multiplexeur qui évite un port de lecture supplémentaire !). Ce « statut » précisera l'état de l'analyseur par un flag « BUSY » (occu-

pé) et un flag « Valid » dont les états seront précisés ultérieurement.

Cette carte utilisera deux ports de lecture et un port d'écriture, et se placera donc sur un connecteur disposant de deux décodages de port !

Schéma de principe

Il est présenté en **figure 2**. Les traits larges symbolisent un bus. Lorsqu'il y a une union entre une connexion d'un circuit intégré et ce bus, celle-ci est représentée par un trait oblique (à 45°) arrivant sur le trait large. Chaque connexion est repérée par son appellation. Une connexion traversant tout droit ce bus n'y aura donc aucune liaison. Cette représentation simplifie la représentation du schéma qui serait très embrouillé sinon !

IC₁, IC₂, R₁, C₁ se chargent du décodage des ports internes à la carte en générant les signaux \$WR₁, \$RD₁ et \$RD₂. \$WR₁ mémorise les données du bus de la carte d'interface dans IC₄ pour créer l'octet de commande. Le rôle des différents bits est rappelé en **figure 3**. \$RD₂ permettra la lecture de la mémoire par le tampon IC₃, et \$RD₁ de même avec IC₅. Dans ce dernier cas,

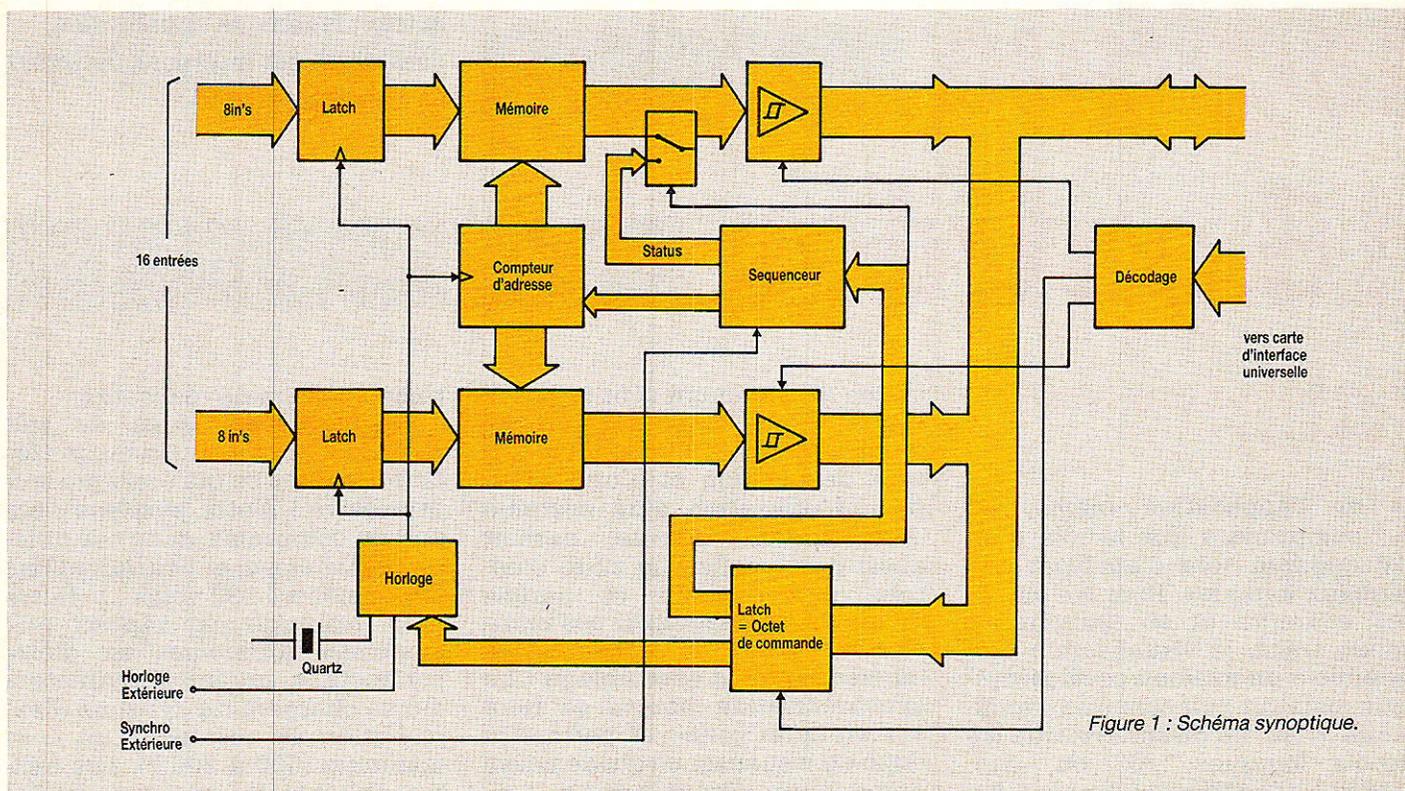


Figure 1 : Schéma synoptique.

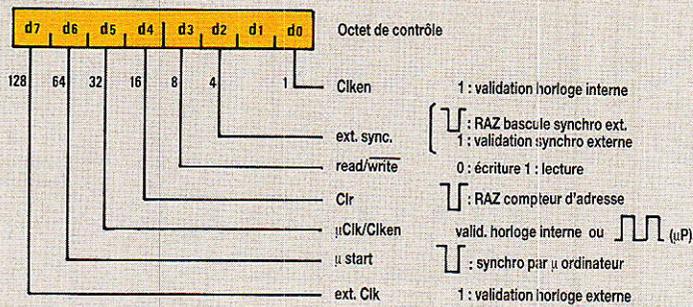


Figure 3 : Bits de contrôle de l'octet de contrôle (d1 est libre)

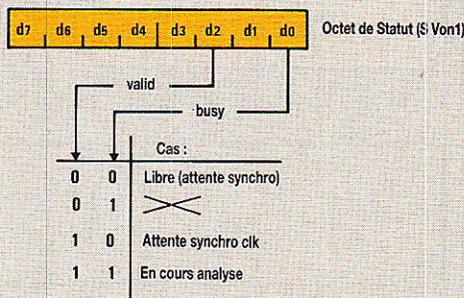


Figure 4 : Bits du registre de statut.

grâce au multiplexeur IC₁₆, on lira la mémoire ou le statut.

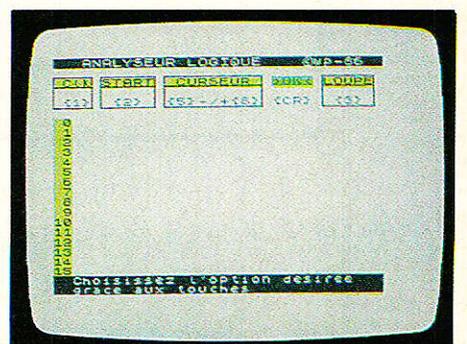
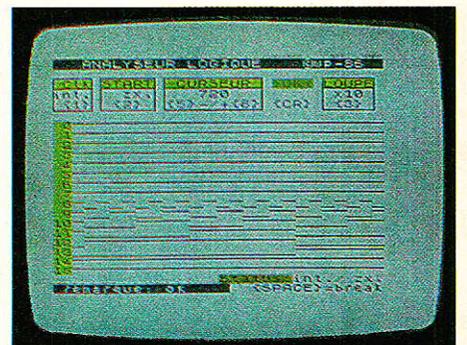
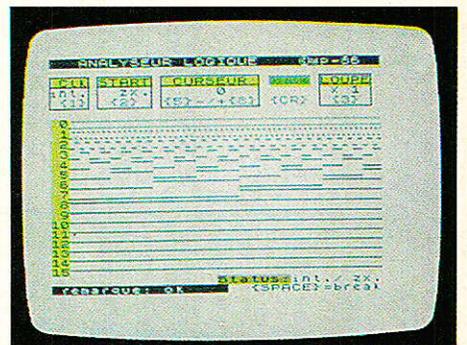
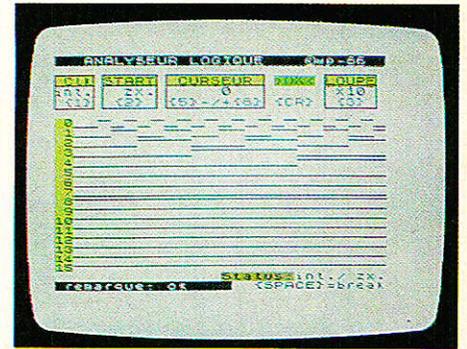
Les mémoires seront des RAM statique 2Kx8, IC₆ pour le port 1 et IC₉ pour le port 2. La sélection lecture/écriture se fera en agissant sur l'entrée WR grâce au signal Read/Write. Ce signal permettra aussi la commutation du multiplexeur car il importe de ne connaître l'état du statut qu'en mode écriture. Ainsi les bits 0 et 2 sont remplacés, conformément à la figure 4, en écriture uniquement. Les autres bits seront ignorés dans ce cas (lecture aléatoire d'une partie de la RAM).

Une porte de IC₃ associée à R₂, R₃, C₂, C₃, Q_z assurera la génération de l'horloge interne. Seule la technologie HC-MOS autorise cette configuration. Les valeurs sont prévues pour la version 1 MHz. Pour celle à 10 MHz, Q_z sera un quartz 10 MHz et il sera nécessaire de retoucher les composants associés. Les signaux ext. clk, μclk/clken et clk_n assurent les différents modes d'horloge. Les résistances de polarisation R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₂ sont nécessaires pour garantir la commande des portes de type HC-MOS par du TTL-LS. Si des modèles HCT (moins facilement disponibles) sont utilisés, ces résistances sont facultatives sauf R₉ qui immunise l'entrée horloge des bruits parasites.

Cette entrée est d'ailleurs à hystérésis (IC₁₅) et toujours en technologie Q-MOS (HC ou HCT). La figure 5 présente les différents signaux selon les trois modes. La figure 6 souligne le temps de stabilisation de l'horloge à quartz. Noter que ce temps diminue quand le cycle se répète mais il faudra en tenir compte pour le logiciel d'application !

Pour générer le signal d'écriture de la RAM et aussi sa lecture, on agira sur sa broche CS. Le rôle de R₅-C₅ est de générer cette impulsion conformément à la figure 7. T₂ est le délai de stabilisation des adresses de la RAM et T₅ le retard du signal valid au démarrage. Le retard de l'impulsion d'écriture T₁ devra donc être supérieur aux deux cités, mais aussi à T₄ (détection de fin de cycle) pour éviter une écriture « parasite ». La condition est donc d'obtenir T₁ > T₄. Suivant la version d'horloge, la RAM sera de type courant (T_{acc} < 500 ns) ou de type rapide (T_{acc} < 50 ns) ! Ce dernier modèle sera difficile à approvisionner d'où la version standard 1 MHz, extensible à 10 MHz le cas échéant. En mode lecture, il ne faudra pas oublier de porter valid à « 1 ».

Les « latches » d'écriture sont constitués par IC₇ et IC₁₀. Ils seront échantillonnés au rythme



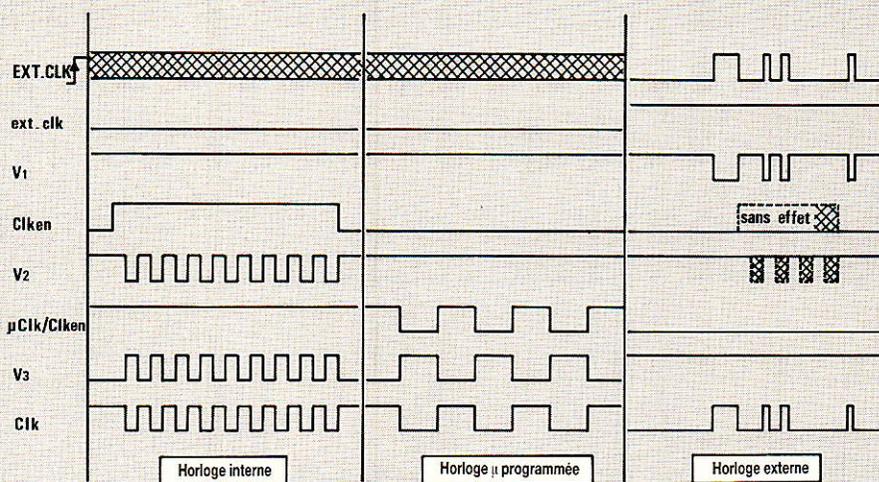


Figure 5 : Chronogrammes mettant en évidence les sélections d'horloge

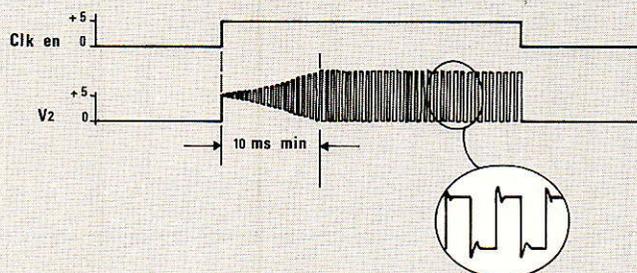


Figure 6 : Démarrage de l'horloge (et arrêt).

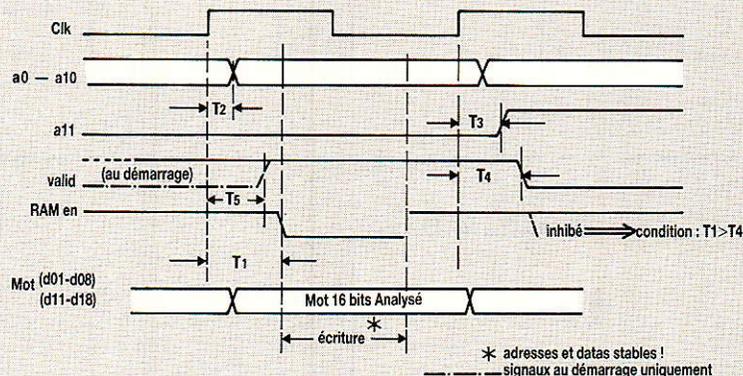


Figure 7 : Commande d'écriture de la RAM.

de l'horloge (LE = Clk) et leur sortie tri-state ne sera valide qu'en mode écriture ($\overline{OC} = \overline{write}$).

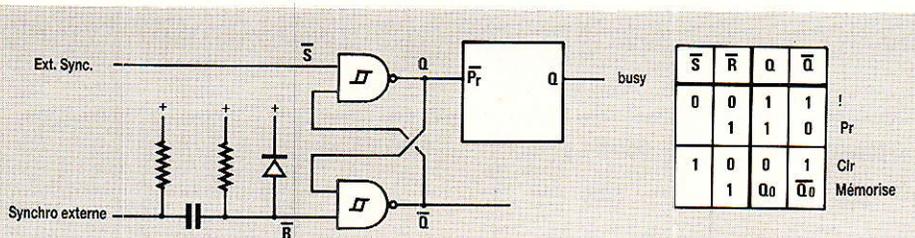
Le compteur d'adresse est réalisé par un compteur 10 bits, constitué par la mise en cascade de trois compteurs binaires de quatre bits (IC₁₁, IC₁₂ et IC₁₃). Vu les fréquences mises en jeu, ceux-ci doivent être synchrones pour garantir un temps d'établissement des adresses rapide !

IC₁₄ et diverses portes permettront d'assurer la synchronisation de l'ensemble et tout particulièrement du compteur précédent. Si le micro démarre l'analyse, le

front montant de μ start positionnera la première bascule D à « 1 », qui allumera la DEL D2 et positionnera BUSY à « 1 ». Si ext. Sync valide la bascule R-S, la synchro extérieure procédera de même conformément à la **figure 8**. Le logiciel devra être suffisamment rapide pour détecter la synchronisation et inhiber cette entrée avant la fin du cycle qui redémarrerait si les impulsions de synchro étaient répétitives. Un circuit différentiateur est nécessaire en entrée (C₁₂-R₁₃). D₁ protège l'entrée HC-MOS et R₈ polarise l'entrée et assure la décharge de C₁₂.

La seconde bascule synchronise le démarrage sur le front montant de l'horloge pour garantir l'écriture correcte du premier échantillonnage. Il suffit donc que l'entrée D soit reliée à BUSY et l'entrée H à Clk. La sortie Valid sera donc synchronisée par rapport à l'horloge et validera le signal RAMEN et inhibera le Clr du compteur synchrone. Dans ce cas, il suffit donc de relier l'entrée du compteur directement à Clk. Les signaux valid et Busy permettront de différencier certains cas (figure 4).

La fin de cycle est déterminée par le dépassement du compteur



\bar{S}	\bar{R}	Q	\bar{Q}	
0	0	1	1	!
0	1	1	0	Pr
1	0	0	1	Clr
1	1	Q_0	\bar{Q}_0	Mémoire

Figure 8 : Déclenchement externe.

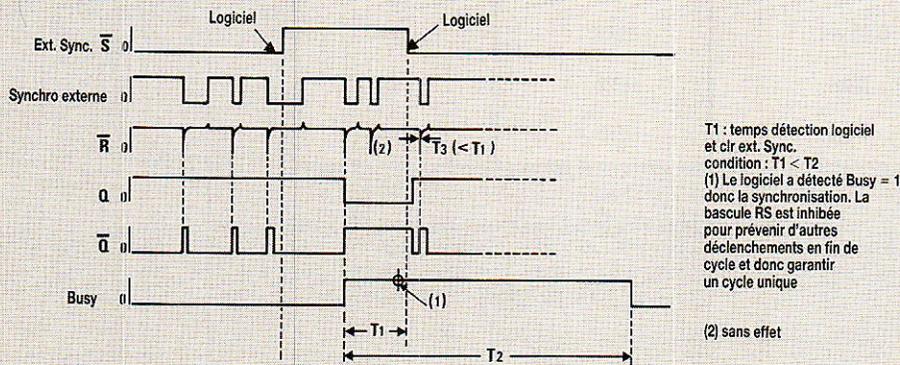


Figure 9 : Chronogrammes mettant en évidence la synchronisation.

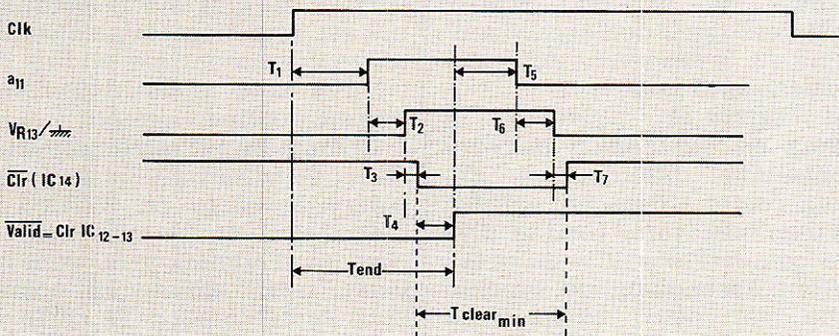
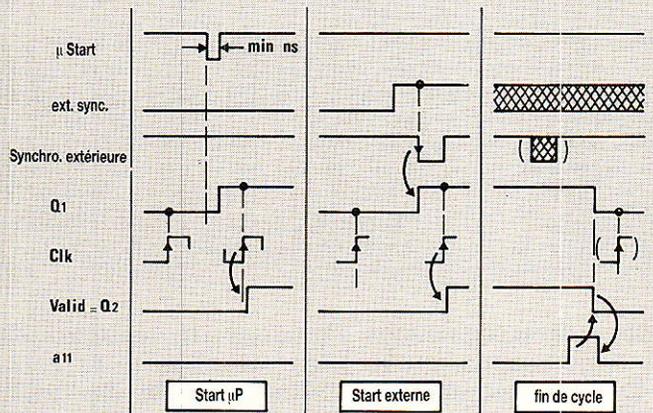


Figure 10 : Conditions sur choix des circuits IC2, IC3, IC11, IC12, IC13, IC14

IC11-IC13	74LS193	74F193	ou 74ALS193
IC2	74LS32	74S32	ou 74F32
IC3	74HC00	74HC00	ou 74HC00
IC14	74LS74	74S74	ou 74F74

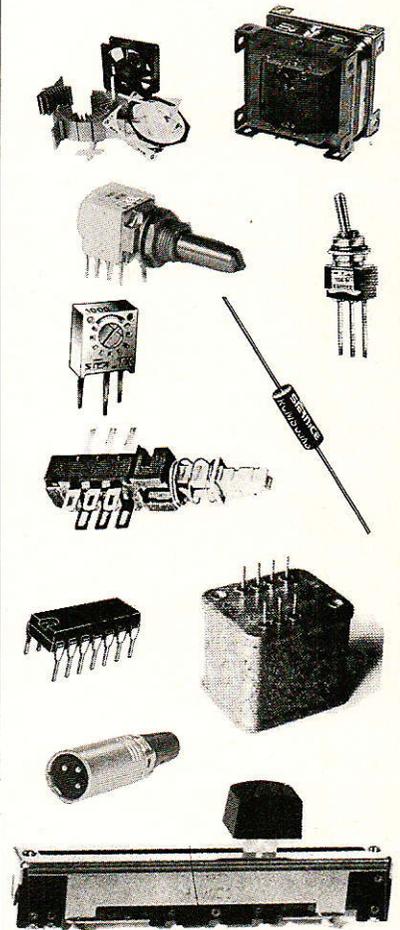
SONEREL

33, rue de la Colonie 75013 PARIS

45.80.10.21

UN APPROVISIONNEMENT
SÉRIEUX
Pour votre console

"AC ODDY"



LE club **Ac**

VOUS OUVRE SES PORTES

Il a pour but de faire le lien entre les amateurs, l'auteur et les fournisseurs engagés dans la "VERSION PRO".

Ouvert à tous gratuitement envoyez-nous votre adresse.

DEMANDE DE
DOCUMENTATION SPÉCIALE
AC ODDY

Nom :

Adresse :

Code postal :

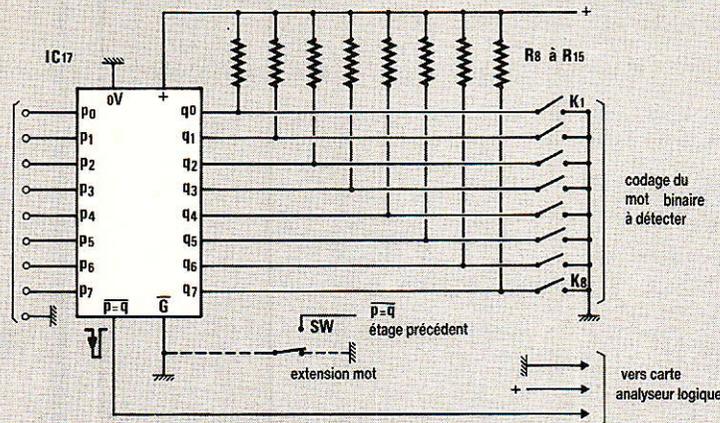
		ns	
		Typ/Max	Typ/Max
T1	[Clk → Q (IC11-13)] × 3	(25/47) × 3	(4/10) × 3
T2	Delai	14/22	4/8
T3	Delai	7/13	7/13
T4	Clr → Q (IC14)	13/25	4/13
T5	Clr → Q (IC13)	22/35	6/16
T6	Delai	14/22	4/8
T7	Delai	7/13	7/13
		1 MHz	10 MHz

Figure 10

Tclear min = T4min + T5min + T6min + T7min
 à 1MHz = 13 + 22 + 14 + 7 = 42 ns min (>25ns nécessaire)
 à 10MHz = 4 + 6 + 4 + 7 = 21ns min (>6ns nécessaire)

Retard RAM en (T1, fig. 6) > Tend max = T1max + T2max + T3max + T4max
 à 1MHz ≈ 3 × 47 + 22 + 23 + 25 = 211ns
 à 10MHz ≈ 3 × 10 + 8 + 13 + 13 = 64ns max.
 3 × 4 + 4 + 7 + 4 = 27ns typ. ⇒ tri nécessaire

Figure 11 : Extension synchronisation extérieure sur octet de commande



(bit 11), mais est possible par le signal Clr qui a le double rôle d'initialisation et d'interruption de cycle. R13 est facultative dans le cas où IC3 est de type HCT. On se reportera à la **figure 9** pour un récapitulatif des signaux de synchronisation.

Les capacités C6 à C11 assureront le découplage de certains circuits et seront disposées à des positions « stratégiques » lors de l'implantation. Noter C12 qui est réservée au découplage de l'oscillateur et qui sera de type tantale goutte !

A noter les détails de la **figure 10** qui permettront le choix de certains composants suivant la fréquence d'horloge. On propose donc les circuits intégrés, mais les composants passifs seront déterminés pratiquement sauf pour la version 1 MHz (nomenclature). Un rapport de 10 est une valeur approchée pour la détermination des éléments de la version 10 MHz, car la valeur exacte

dépendra des caractéristiques des circuits. A ce propos, un tri des circuits sera nécessaire pour obtenir des caractéristiques proches des valeurs typiques, sinon les timings ne seront pas respectés et la mesure serait entachée d'erreurs, la version 10 MHz demandera donc des expérimentations qui la réservent aux électroniciens confirmés !

La **figure 11** présente le schéma de l'extension de synchronisation différenciée ! On codera l'octet à détecter par des switches miniatures (boîtier DIP) et le comparateur IC17 délivrera un front descendant de synchro quand cet octet choisi sera reconnu sur les entrées. Si une synchro sur un mot (16 bits) est désirée, il suffira de mettre deux étages de synchro en série. Le premier étage validera le second par l'entrée \bar{G} . On pourra mettre un strap de sélection ou un inverseur. Les résistances R8-R15 assurent la polarisation des

entrées du comparateur quand les switches K1-K8 sont ouverts. Si au lieu de ces switches, un « latch » contrôlait le comparateur, ce serait une amélioration utile mais qui nécessiterait un port de plus et en fait quatre circuits de plus sur la maquette qui est déjà bien peuplée comme en témoignent les photos des circuits que nous détaillerons dans le prochain numéro.

Comme un bit reste libre sur la carte, on aurait pu l'utiliser pour placer la carte en STAND-BY, c'est-à-dire en attente mais en cessant d'alimenter certains circuits pour limiter le courant consommé lorsque la carte est inutilisée mais connectée. En fait, le jeu n'en valait pas la chandelle mais vous pourrez effectuer vous-même cette amélioration le cas échéant !

(A suivre)
 P. Wallerich

Énergie nucléaire :

3^e volet : les détecteurs

Voici la fin de notre déjà longue - nous la souhaitons complète sinon exhaustive - étude consacrée à l'énergie nucléaire. Rappelons que le premier volet (RP-EL n° 465) traitait des mécanismes fondamentaux de la radioactivité et de la fission, avant d'aborder le principe de fonctionnement des réacteurs. Dans la deuxième partie (RP-EL n° 466), nous avons décrit les différents types de centrales, puis analysé les effets des rayonnements sur la matière, et notamment la matière vivante : ce dernier aspect nous a conduit à définir des normes de sécurité.

Tant pour des objectifs de pure physique (recherche ou industrie), que pour la protection des personnes, il apparaît indispensable de déceler la présence éventuelle de rayonnements, de mesurer l'activité des sources, et d'étudier leur distribution énergétique : c'est le rôle des différents types de détecteurs, objets du présent volet.

Tous ces détecteurs, quels que soient les phénomènes physiques mis en jeu, délivrent finalement des impulsions électriques, que doit traiter l'électronique associée. Le régime de fonctionnement des sondes captrices, et les caractéristiques des circuits de traitement, conditionnent la nature et la précision des renseignements apportés. Nous commencerons par examiner cet aspect, avant de passer en revue les principaux types de détecteurs.

LE TRAITEMENT DES IMPULSIONS

Soit directement, lorsqu'elle ionise des atomes du milieu constituant le détecteur, soit indirectement (transformation d'un phénomène lumineux en un phénomène électrique, détection des neutrons), une particule incidente déclenche un écoulement bref de charges électriques. Son passage se matérialise donc par l'apparition d'une impulsion de courant, aisément transformable, d'ailleurs, en une impulsion de tension.

La radioactivité se manifeste par la répétition, aléatoire mais plus ou moins rapide, de l'émission de particules plus ou moins énergétiques. La possibilité de discerner des particules successives, se ramène à celle de séparer les impulsions correspondantes. Voilà qui nous mène à définir certains paramètres communs à tous les dispositifs.

Définitions générales relatives aux impulsions

La figure 26 représente, en fonction du temps, les variations instantanées de tension, ou de courant, des impulsions induites. On prend, comme origine des temps, l'instant du passage d'une première impulsion dans le

volume sensible du détecteur. La montée de tension ne peut, naturellement, s'effectuer qu'en un temps fini. Comme l'électronique offre inévitablement un seuil de sensibilité, l'impulsion ne peut être perçue qu'après un délai T_L nommé **temps de latence**, généralement très court devant les autres durées que nous définissons.

L'impulsion passe par un maximum qui caractérise son amplitude, puis décroît. A partir de l'instant origine, ou de l'issue de T_L (ce qui revient sensiblement au même d'après notre remarque précédente), on définit un **temps mort** T_M , pendant lequel, pour des raisons inhérentes à sa nature, le détecteur reste insensible au passage d'une autre particule.

Ainsi, dans la figure 26, la particule n° 2 n'est pas détectée.

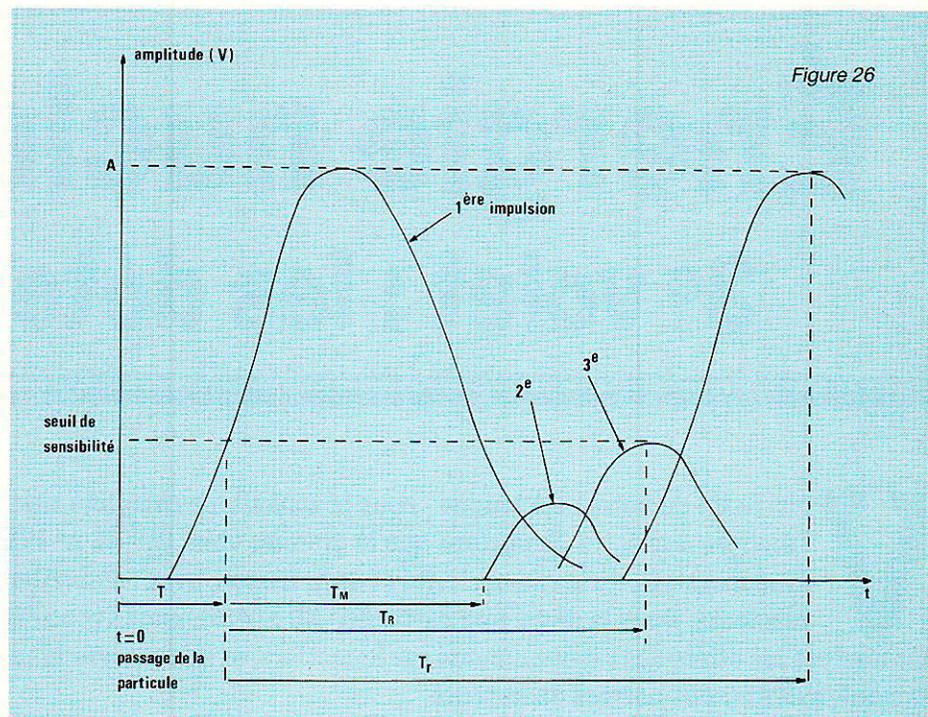
Le **temps de résolution** T_R est alors celui qui permet l'enregistrement d'un nouveau signal (particule n° 3 de la figure), compte tenu du seuil de sensibilité des circuits. Toutefois, le détecteur n'a pas encore totalement récupéré ses facultés, et l'amplitude délivrée n'atteint pas celle qui correspond à l'énergie cédée (ou aux caractéristiques de la sonde, comme dans les compteurs de Geiger Müller). Pour qu'il en soit ainsi, il faut attendre un nouveau délai, dit **temps de restitution** T_r .

On voit ainsi que, lorsqu'on souhaite simplement compter des particules, celles-ci seront toutes prises en considération, à la seule condition que l'intervalle qui les sépare excède T_R ; dans le cas contraire, il y a des fautes de comptage. S'il s'agit de mesurer l'énergie de la particule, donc l'amplitude de l'impulsion, c'est le délai T_r qui impose la vitesse maximale de répétition.

Comptage ou spectrométrie

Considérons (figure 27) une succession de particules qui traversent le volume sensible d'un détecteur, à des instants t_1, t_2, t_3, \dots . Chacune d'elles est caractérisée par son énergie, portée en ordonnées sur le graphique.

Certains détecteurs - c'est notamment le cas des compteurs de Geiger Müller - délivrant, pour chaque particule, une impulsion dont l'amplitude ne dépend pas de l'énergie cédée, mais seulement de leurs caractéristiques propres. On observera donc à leur sortie, et sous réserve que soit dépassé le seuil de sensibilité, une succession d'impulsions toutes de même amplitude (figure 28 a); l'appareil permet le comptage (nombre de coups par seconde, par minute...), mais non la mesure des énergies. Il donne donc des informations sur l'activité (voir RP-EL n° 466) de l'échantillon ou du milieu testé, mais non sur l'énergie des rayonnements. Notons cependant qu'il permettra, lorsque le radioélément en cause est connu, d'en déduire les débits de dose, ou les doses, reçus.



Pour d'autres détecteurs, et toujours sous réserve du franchissement d'un seuil de sensibilité, l'amplitude des impulsions est proportionnelle à l'énergie cédée par la particule (figure 28 b). On peut alors, par des techniques que nous allons préciser, procéder à la spectrométrie d'énergie.

La spectrométrie d'énergie

Chaque radioélément émet des rayonnements avec une distribution d'énergies qui caractérise la source; l'étude de cette distribution peut alors servir à l'identifier. Ceci ramène à un problème évidemment préalable: celui de la connaissance du spectre énergétique d'un élément donné, et reconnu, par exemple, à l'aide d'une analyse chimique.

Considérons un flux de particules de nature donnée (α, β, γ) et monocinétiques, donc toutes de même énergie. Nous porterons l'amplitude des impulsions qui lui correspondent dans un détecteur proportionnel, en abscisse du diagramme de la figure 29, où l'ordonnée représente le nombre d'impulsions par unité de temps, pour l'énergie E (ou l'amplitude A) considérée. On constate qu'au lieu du segment vertical auquel on pourrait s'attendre, le graphe prend l'allure d'une courbe en

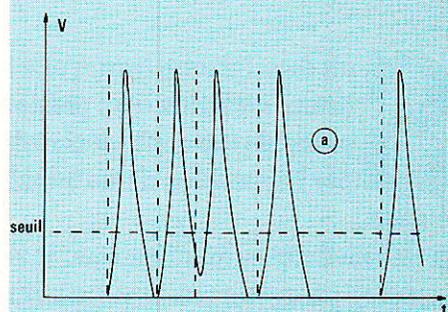
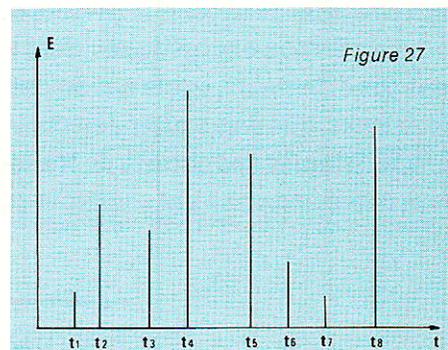
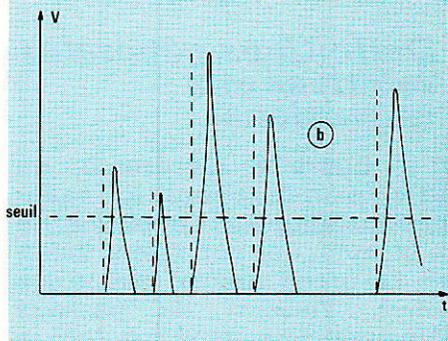
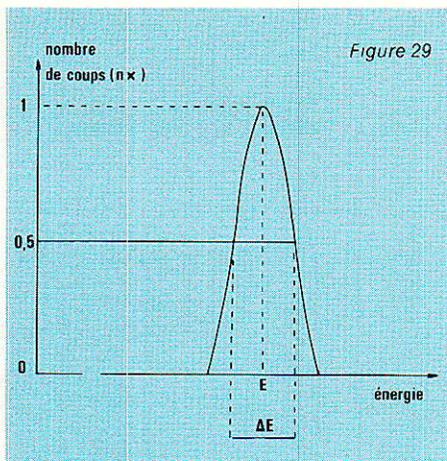


Figure 28





cloche. Ceci est dû à la fois au caractère statistique des phénomènes et, plus encore, aux imperfections de l'appareillage de mesure. Cet élargissement de la raie d'énergie E, conduit à définir la résolution en énergie du détecteur, par le rapport :

$$R = \frac{\Delta E}{E}$$

Où ΔE (figure 29) est la largeur à mi-hauteur.

En fait, un radioélément, même pour un rayonnement de type donné, ne donne jamais la raie unique de la figure 29. En effet, les différents modes d'interaction avec la matière (voir RP-EL n° 466), conduisent à des effets secondaires (effet photo électrique, effet Compton, création de paires) dont les rayonnements transportent, et cèdent à leur tour, des énergies variées.

Il n'est pas question, ici, d'analyser ces phénomènes complexes, qui débordent largement le cadre de notre exposé. Pour, simplement, les mettre en évi-

dence, nous reproduisons en **figure 30**, le spectre énergétique en rayonnement γ de l'iode 131. On voit qu'il comporte un certain nombre de pics (nous avons indiqué les énergies de quelques uns), auxquels se superpose un fond continu, dont on montre qu'il est dû à l'effet Compton.

Analyseur monocanal et analyseur multicanaux

Relever expérimentalement un spectre comme celui de la figure 30, implique deux impératifs :

- compter, pour une amplitude, donc une énergie, données (ou plus exactement, à cause des problèmes de résolution, pour une bande d'énergie), le nombre d'impulsions par unité de temps, soit dn/dt .
- séparer les diverses raies énergétiques, donc discriminer des «tranches» d'amplitude, qui constituent des **canaux**.

Soient E, et $E + \Delta E$, les bornes d'un canal. Le mode de séparation est clairement illustré par le diagramme de la **figure 31**, représentant trois impulsions d'amplitudes croissantes. Séparer le canal E, $E + \Delta E$, revient à ne prendre en considération que

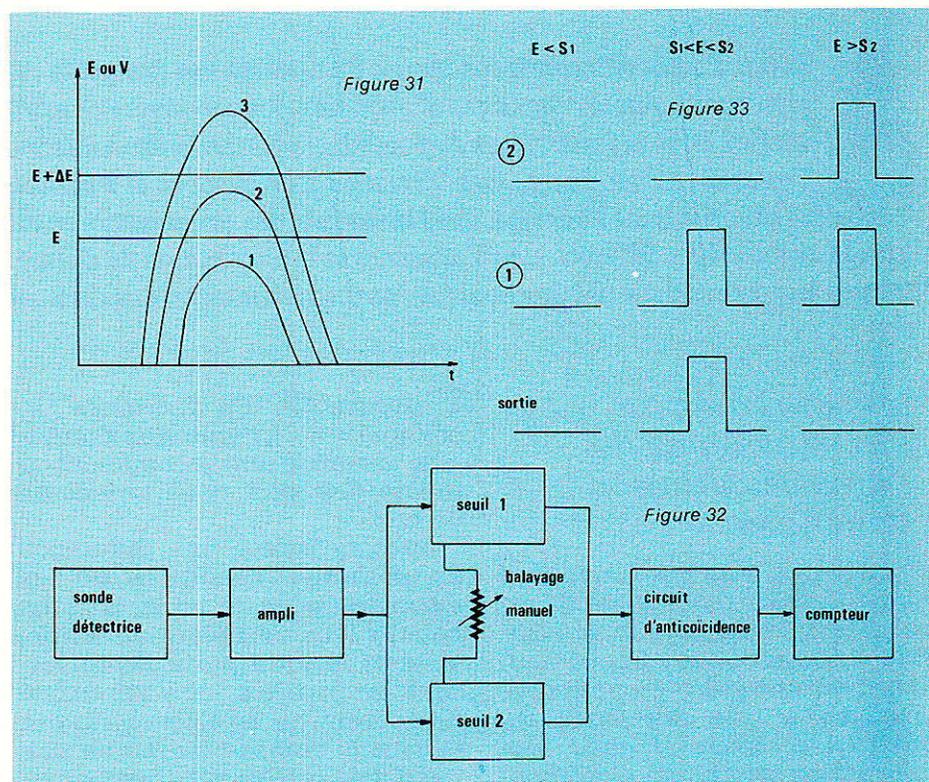
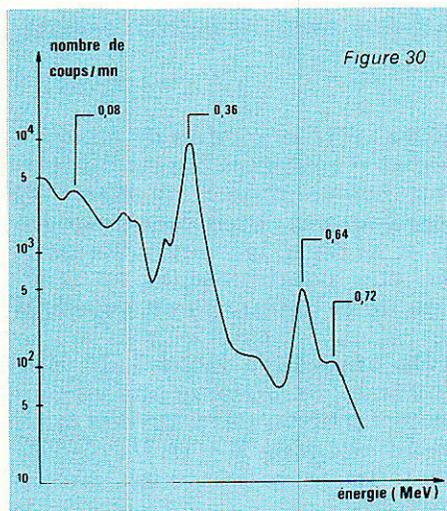
l'impulsions **2**, en éliminant les impulsions **1** et **3**. On peut y parvenir à l'aide du montage de la **figure 32**.

Les impulsions recueillies à la sortie du détecteur, et préalablement amplifiées, passent à travers deux circuits à seuils d'amplitudes, branchés en parallèle. Le premier (seuil 1), ne laisse passer que les amplitudes supérieures à V (énergie E) ; le deuxième, celles d'amplitude supérieure à $V + \Delta V$ (énergie $E + \Delta E$). Chacun délivre sur sa sortie :

- soit rien, si l'impulsion d'entrée n'atteint pas le seuil.
- soit un créneau d'encadrement de l'impulsion, si celle-ci dépasse le seuil. Ces créneaux ont toujours la même largeur, et la même hauteur.

Il suffit alors d'un circuit d'anti-coïncidence pour trier, avant comptage, les impulsions du canal choisi. La **figure 33** montre, pour les trois cas possibles, les signaux de sortie de ce circuit.

Dans le montage de la figure 32, on règle manuellement, à l'aide d'un potentiomètre, les seuils E et $E + \Delta E$. Chaque position correspondant alors à un canal donné, on dit qu'il s'agit d'un **analyseur monocanal**. L'exploration du spectre ne peut s'effectuer que raie par raie, et demande donc du temps.



Des circuits plus perfectionnés, fondés sur une conversion amplitude/temps, suivie d'une conversion analogique/numérique, permettent d'explorer simultanément tout le spectre : ce sont des **analyseurs multicanaux**.

Le problème du bruit de fond

Des bruits d'origines diverses, se manifestant sous forme d'impulsions parasites, perturbent le comptage dans tous les détecteurs. Pour fixer les idées, nous prendrons le cas d'un détecteur à scintillation, associé à un photomultiplicateur (ce dispositif est décrit plus loin).

Ne nous intéressant qu'au seul bruit de fond, nous supposons qu'aucune source radioactive «utile» ne se trouve à proximité. L'ensemble est alors soumis à trois sources de bruit essentielles :

- le bruit propre du photomulti-

plificateur. Dans la **figure 34 a**, il se manifeste par les nombreuses impulsions de petites amplitudes. La contribution, dans le spectre d'énergie de la **figure 34 b**, donne la montée aux faibles amplitudes.

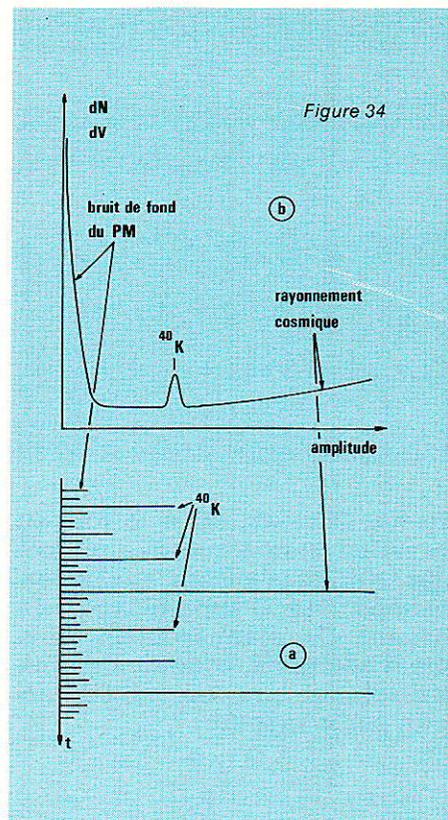
- le rayonnement cosmique, très énergétique, correspond à la remontée vers les fortes amplitudes.

- on trouve, enfin, un pic dû au potassium K_{40} , radioélément présent à l'état naturel.

Une réduction du bruit de fond peut s'obtenir de deux façons :

- soit en adoptant un seuil bas, pour l'amplificateur d'impulsions. Il est ainsi possible d'éliminer le bruit du PM (seuil S_1 en figure 34), et même celui du potassium (seuil S_2), si on ne s'intéresse qu'aux énergies supérieures.

- soit en analysant le spectre canal par canal, ce qui est évidemment le cas en spectrométrie d'énergie, mais pourrait aussi s'appliquer au simple comptage, donc aux mesures d'activité.



LES DÉTECTEURS A IONISATION GAZEUSE

A la famille des détecteurs fondés sur l'ionisation des gaz par le rayonnement étudié, appartiennent principalement les chambres d'ionisation, les compteurs proportionnels, et les compteurs de Geiger Müller. Pour ces trois types d'appareils, la particule incidente induit le même évènement initial : l'ionisation d'un atome, avec formation d'un électron et d'un ion positif, ou de plusieurs paires si le gaz de l'enceinte absorbe toute l'énergie. Mais la cascade des évènements postérieurs et, partant, les caractéristiques des signaux recueillis, diffèrent avec l'intensité et la distribution du champ établi dans le volume sensible. Nous commencerons donc par une analyse des mécanismes, en discriminant les divers modes de fonctionnement.

Mécanismes de l'ionisation et de l'amplification gazeuses

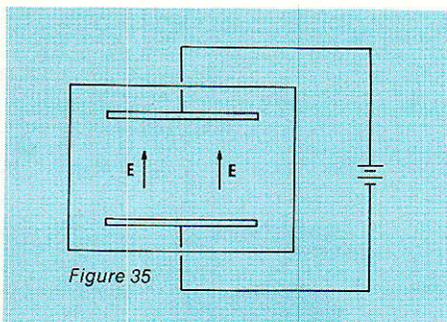
Quels que soient son type on les détails techniques de sa réalisation, le détecteur se compose d'une enceinte remplie d'un gaz, et où une paire d'électrodes, soumises à une différence de potentiel continue V , crée une distribution de champ électrique

\vec{E} (figure 35). En l'absence de champ ($V = 0$), l'agitation thermique entraîne une recombinaison rapide des ions, dans le volume du gaz.

Sitôt qu'existe une différence de potentiel, l'anode attire les électrons, et la cathode, les ions positifs : on recueille, en sortie, et pour chaque particule traversant la chambre, une impulsion de courant ou de tension. Soient alors n le nombre moyen de paires d'ions créées par chaque par-

ticule, et N le nombre de charges $+e$ et $-e$ captées par les électrodes. Les courbes de la figure 36 représentent, pour deux valeurs n_1 et n_2 de n , les variations de N (échelle logarithmique), en fonction de la différence de potentiel V .

De zéro à V_0 (zone I du diagramme), on observe encore une recombinaison partielle des ions, ce qui entraîne $N < n$. Ce régime de fonctionnement n'est jamais exploité.



un phénomène d'amplification gazeuse, permettant de disposer d'impulsions électriques d'amplitude plus grande, et proportionnelle à l'énergie de la particule incidente, si celle-ci est intégralement dissipée dans l'enceinte. C'est le mode de fonctionnement des **compteurs proportionnels**.

Dans la zone IV, la densité des ions devient suffisante pour créer une charge d'espace qui perturbe la distribution du champ. Dans ces conditions, le facteur **k** dépend de **n** ; il n'y a plus proportionnalité, sans que pour autant le gain du détecteur atteigne les valeurs très élevées. Ce régime ne présente aucun intérêt pratique.

Dans la zone II, pour des différences de potentiel comprises entre V_0 et V_p , chaque ion formé est capté par une électrode ; on a donc $N = n$. La sonde détectrice n'introduit aucune amplification (gain unitaire). C'est le régime de fonctionnement des **chambres d'ionisation**.

Au delà de V_p , on pénètre dans la zone III. Les ions primaires sont accélérés par une différence de potentiel qui leur confère une énergie telle que certains d'entre eux peuvent, à leur tour, engendrer de nouvelles ionisations. On a alors :

$$N = k n$$

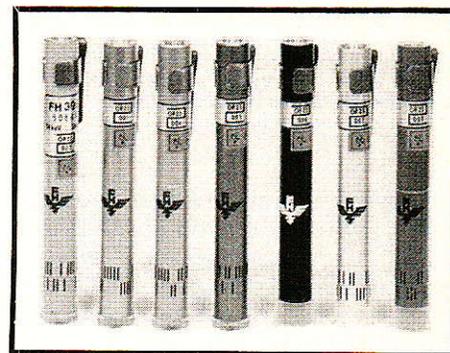
où **k**, supérieur à l'unité, croît avec V , mais ne dépend pas de n (les courbes correspondant à n_1 et n_2 sont parallèles). Il y a donc

A partir de la valeur V_G , et par effet d'avalanche, on atteint la saturation : chaque particule incidente donne le maximum d'ions que le détecteur peut délivrer, et N ne dépend plus de n . Les impulsions électriques offrent toutes la même amplitude. On peut donc compter les particules, mais non discriminer leurs énergies. C'est le mode de fonctionnement des compteurs de Geiger Müller.

Enfin, lorsqu'on dépasse la tension V_D , des décharges autonomes s'instaurent, même en l'absence de rayonnement. Ce régime instable n'est évidemment pas utilisé.

Influence de la géométrie des électrodes

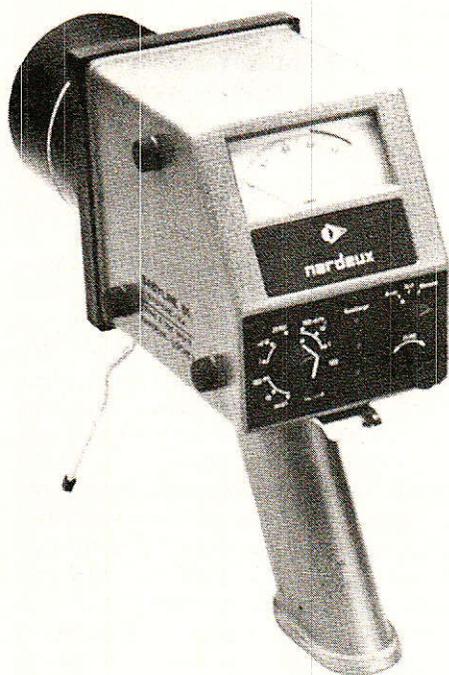
Chaque ionisation donne simultanément naissance à un



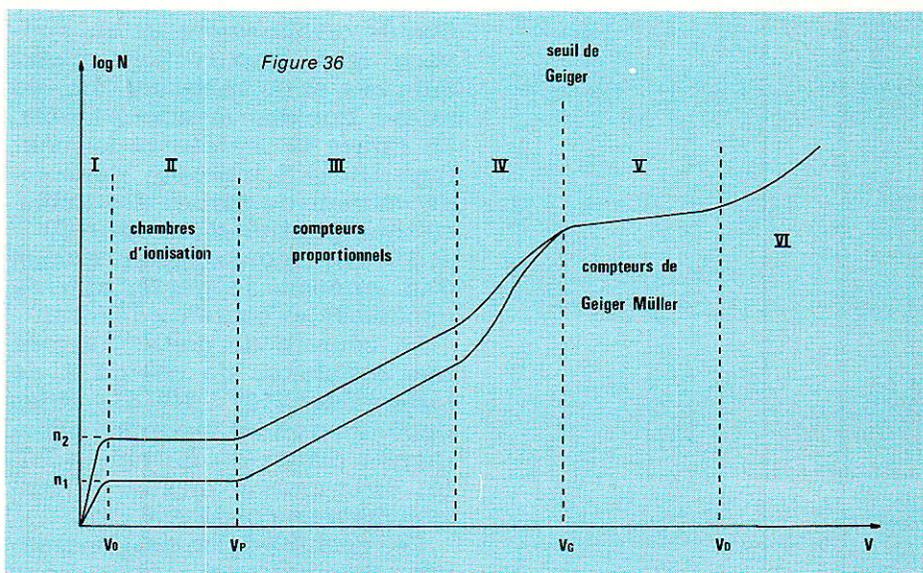
B - Une gamme de dosimètres sytlos, dont les sensibilités, selon les modèles, s'échelonnent de 200 mR à 500 R.

ion négatif, très léger puisqu'il s'agit d'un électron, et à un ion positif beaucoup plus lourd, puisque sa masse est pratiquement celle de l'atome cible. Soumis à des forces de même intensité, les électrons sont donc beaucoup plus mobiles, et ils sont tous recueillis par l'anode avant même que les ions positifs n'aient sensiblement bougé. La montée de l'impulsion électrique captée en sortie du détecteur, s'effectue d'abord très rapidement (partie AB dans la figure 37), puis lentement dans la partie BC correspondant à la capture des ions positifs. La décroissance exponentielle, CD, dépend généralement de la constante de temps RC du circuit de sortie.

On peut favoriser la vitesse de montée en adoptant, pour les électrodes, la géométrie coaxiale de la figure 38. Si **a** désigne le rayon du fil constituant l'anode, et **b** celui de la cathode, on montre que le champ $E(x)$ à la dis-



A - Le dosimètre - débitmètre BABYLINE 81, construit autour d'une chambre d'ionisation remplie d'air à la pression atmosphérique, comporte une paroi simulant, par son absorption, le comportement de l'épiderme. Il permet ainsi de mesurer le débit de dose (et, par intégration, la dose) que recevrait les tissus humains, pour des rayonnements X, β et γ .



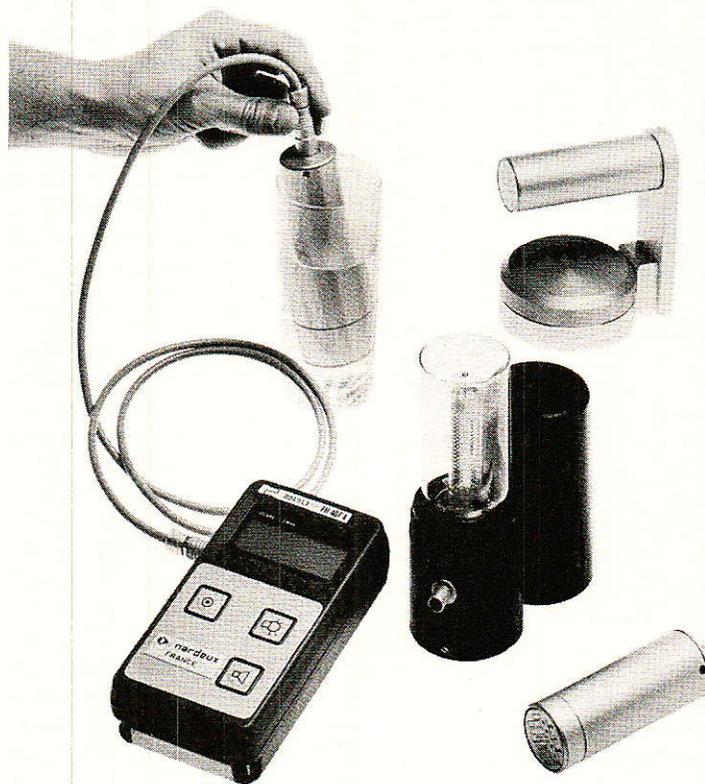
tance x de l'axe, a pour amplitude :

$$E(x) = \frac{V}{x \text{ Log } b/a}$$

Graphiquement, sa distribution prend l'allure illustrée par la **figure 39**. Au voisinage de l'anode, les électrons sont donc de plus en plus énergiquement accélérés, alors que les ions positifs n'abordent la cathode que dans un champ de faible intensité.

Les chambres d'ionisation

Ces dispositifs, qui travaillent dans la zone II du diagramme de la **figure 36**, ne font pas appel au processus complexe, et souvent capricieux, de l'amplification gazeuse. Ils n'offrent, par contre, qu'une sensibilité réduite. Il existe deux façons de les exploiter : ou bien on mesure le courant



C - Le radiamètre FH 40 F, piloté par microprocesseur, est un débitmètre portable recevant toute une gamme de sondes à compteur Geiger Müller, pour différentes applications. On remarquera, la sonde FH Z 173 (en haut à gauche), destinée aux mesures de contamination α , β ou γ , dans les liquides.

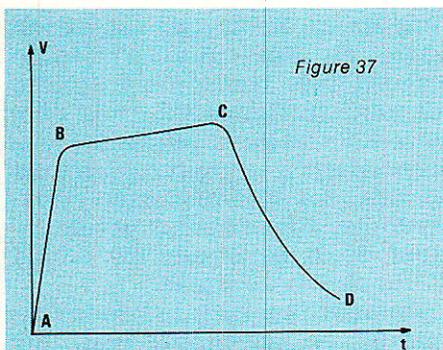


Figure 37

Figure 38

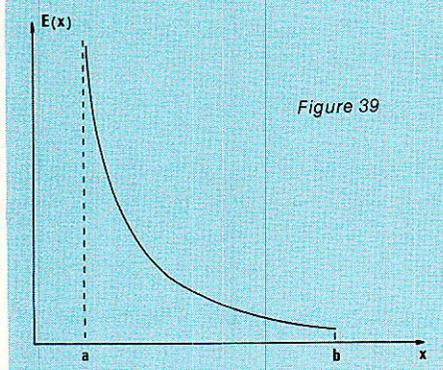
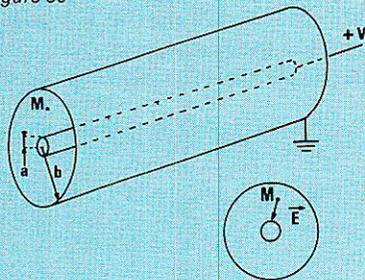


Figure 39

moyen d'ionisation, en intégrant les impulsions créées par chaque particule ; ou bien on analyse individuellement chaque impulsion, ce qui renseigne sur l'énergie de la particule incidente.

Fonctionnement en courant

On le destine à la mesure des flux de rayonnement, ce qui suppose que ceux-ci sont assez intenses, et ne subissent, dans le temps, que des variations lentes. La **figure 40** représente le montage utilisé. L'intensité moyenne du courant de sortie, très faible, se situe généralement entre 10^{-15} et 10^{-8} A, ce qui impose l'emploi d'un anneau de garde, afin de minimiser les courants de fuite.

Le courant de sortie traverse une résistance de charge R de forte valeur (10^8 à $10^{12} \Omega$), et les fluctuations sont intégrées par la grande constante de temps RC . Un électromètre mesure la tension moyenne de sortie.

Les chambres d'ionisation trouvent diverses applications. Dans

le domaine médical, et pour certains dispositifs de sécurité, elles analysent les rayonnements X et γ , et affichent la mesure directement en röntgen/heure. Certaines chambres peuvent être traversées par le gaz radioactif : on dose ainsi, par l'étude de son rayonnement γ , le radon dans l'air.

Lorsque le rayonnement parasite (radioactivité naturelle, rayons cosmiques) atteint le même ordre de grandeur, ou même dépasse, celui qu'on souhaite mesurer, on peut éliminer son influence par un montage différentiel comme celui de la **figure 41**. Les deux sources de haute tension alimentent, en opposition, la chambre 1 et la chambre 2. Le gaz radioactif étudié traverse la première, tandis qu'un gaz de même nature, mais non radioactif, remplit la chambre 2. Les impulsions parasites, apparaissant simultanément dans les deux enceintes, s'annulent à travers la résistance de charge R . Seules, donc, sont détectées et intégrées les impulsions dues au gaz radioactif de la chambre 1.

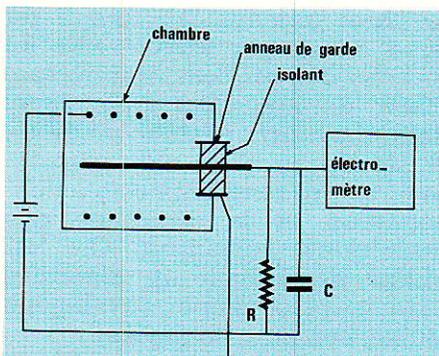


Figure 40

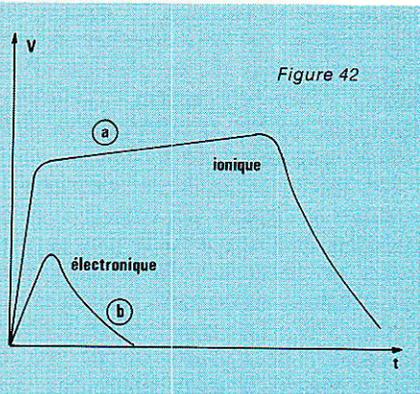


Figure 42

la **figure 42** (analogue à la figure 37). Il s'agit des **impulsions ioniques**, d'amplitude proportionnelle au nombre N de paires d'ions créées par la particule incidente. Lorsque celle-ci dissipe en totalité son énergie dans la chambre, on obtient donc une spectrométrie en énergie du rayonnement. Mais le taux de comptage (nombre de particules par seconde) se trouve limité ; en effet, chaque impulsion dure environ 10^{-2} s, et leur répétition trop rapide entrainerait un chevauchement.

Avec une constante de temps RC supérieure à la durée de collecte des électrons, mais inférieure à celle des ions, on recueille (courbe b de la **figure 42**) les impulsions électroniques, d'une durée de quelques microsecondes seulement, mais d'amplitude réduite. L'électronique associée doit offrir un gain élevé, et l'ensemble ne permet pas la spectrométrie d'énergie.

Utilisation des chambres à la dosimétrie

Nous ne traiterons ici que le cas des dosimètres portatifs, de

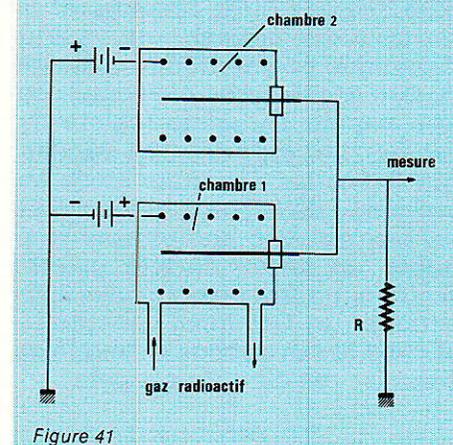


Figure 41

Fonctionnement en impulsions

Chaque particule ionisante donne un «paquet» de charges, qui s'écoule dans la résistance R de la **figure 40**. On choisit la constante de temps RC nettement plus petite que précédemment, pour séparer les impulsions successives. Il existe, d'ailleurs, deux modes d'étude de ces impulsions, selon la valeur de RC.

Si la constante de temps reste grande vis à vis du temps de collecte des ions positifs, le signal de sortie évolue, dans le temps, comme le montre la courbe a de

la taille approximative d'un sytlo, et utilisés pour mesurer les doses reçues par le personnel. La chambre d'ionisation, à structure coaxiale (**figure 43**), constitue un condensateur qu'on «initialise» en le chargeant sous une différence de potentiel voisine de 100 volts (un chargeur permet l'entretien de plusieurs dosimètres). Les ionisations induites par le rayonnement, déchargent progressivement le condensateur, et on détermine la dose reçue en mesurant la tension résiduelle à l'aide d'un électromètre.

Certains dosimètres, répondant à la configuration de la **figure 44**, comportent d'ailleurs un électromètre incorporé. Placée en bout de l'anode, une fibre de quartz métallisée, et élastique, se charge sous la même polarité. Elle est donc repoussée par l'anode ; son image, projetée par l'objectif sur un réticule gradué, subit des déviations qu'on mesure en les observant à travers un oculaire.

Les compteurs proportionnels

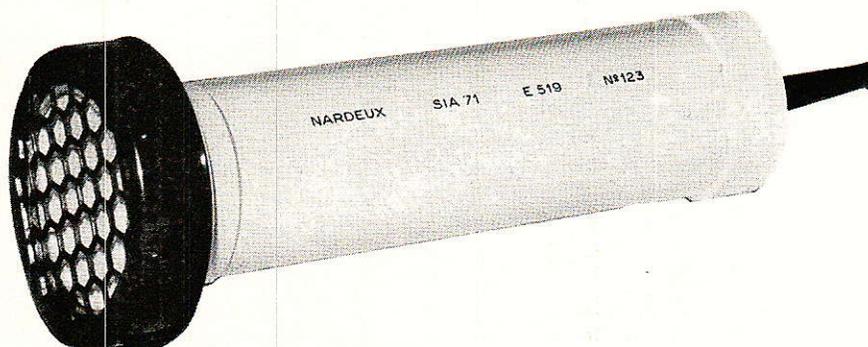
Leur régime de fonctionnement est celui de la zone III du diagramme de la figure 36, caractérisée par le mécanisme de l'amplification gazeuse. L'amplitude des impulsions est proportionnelle à l'énergie des particules incidentes, si celle-ci est entièrement dissipée dans l'enceinte. Le facteur k se situe, en fonction de divers paramètres, entre 10^4 et 10^5 .

Supposons la constante de temps RC du circuit de charge, grande vis à vis du temps de collecte des ions positifs : la forme de l'impulsion est celle de la figure 37. Si n désigne toujours le nombre de paires d'ions correspondant, en moyenne, à chaque particule ionisante, la charge que celle-ci apporte est :

$$Q = k n e$$

Dans le cas d'une résistance de charge très grande - nous la supposons infinie - on peut calculer l'amplitude V de l'impulsion, connaissant la capacité C du circuit de charge :

$$V = \frac{Q}{C} = \frac{k n e}{C}$$



D - Un exemple de sonde à scintillateur, associée à son photo-multiplicateur. Elle utilise un cristal de sulfure de zinc activé à l'argent, et est caractérisée par un bruit de fond propre inférieur à 0,017 impulsion par seconde. On l'emploie pour les contrôles de contamination de zone.

Par exemple, pour fixer des ordres de grandeur, si $C = 10 \text{ pF}$, $n = 200$ et $k = 1000$, on trouve $V = 3,2 \text{ mV}$.

On doit éviter, dans un compteur proportionnel, que les électrons émis par ionisation, ne viennent se fixer sur des atomes ou des molécules du gaz de l'enceinte, car ils donneraient alors des ions négatifs lourds, à mobilité réduite. Ceci élimine les gaz électronégatifs comme l'oxygène, et on effectue le remplissage à l'aide de gaz rares.

Les compteurs de Geiger Müller

Les compteurs de Geiger Müller (traditionnellement désignés par l'abréviation GM), et qui travaillent dans la zone V du diagramme de la figure 36, font appel à un mécanisme nouveau : la propagation de l'avalanche le long de l'anode. La particule incidente, lorsqu'elle apporte à un atome une énergie suffisante, peut non seulement lui arracher un électron, mais aussi le faire passer dans un état excité. Le retour à l'état stable s'accompagne de l'émission d'un photon, responsable de nouvelles ionisations, puis de l'émission d'autres photons, et ainsi de suite... Le tout se propage, le long de l'anode, à des vitesses de l'ordre de $10 \text{ cm}/\mu\text{s}$.

La présence d'une charge d'espace, due aux ions positifs qui forment une gaine autour de l'anode, revient au remplacement du fil constituant celle-ci, par un tube de plus grand diamètre. Ainsi, lorsqu'on augmente la diffé-

rence de potentiel V entre les électrodes, ce qui conduit à une augmentation de la charge d'espace, l'amplification gazeuse diminue, ce qui tend à compenser l'accroissement de V .

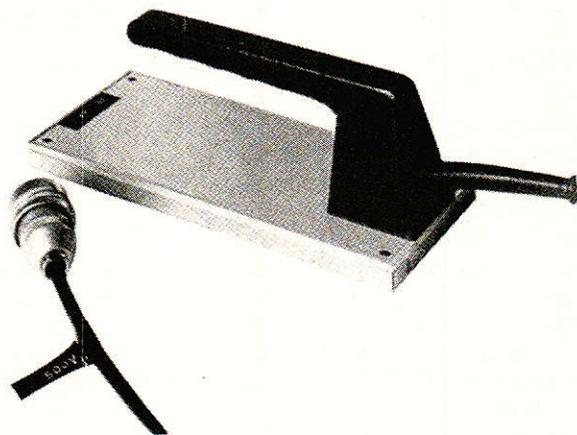
En fait, on observe, comme le montre la **figure 45**, une variation linéaire de l'amplitude des impulsions en fonction de V . Le palier est incliné, avec une pente d'environ 3 %. La zone d'utilisation possible, comprise entre V_G et V_M , s'étend à peu près sur 300 volts. En pratique, on choisit une tension de fonctionnement V supérieure de 50 à 100 volts au seuil de Geiger V_G .

Compteurs auto-coupeurs et non auto-coupeurs

Quand la gaine d'ions positifs engendrée par une particule, et entourant l'anode le long de laquelle elle se propage, atteint

la paroi fermant l'extrémité du tube de Geiger Muller, elle lui arrache des photons, qui déclenchent de nouvelles ionisations, donc une autre avalanche. Celle-ci se trouve alors auto-entretenue, ce qui rend impossible l'observation et le comptage des impulsions suivantes. On est obligé de prévoir un dispositif externe pour couper l'avalanche (tubes non auto-coupeurs).

Une autre solution consiste à introduire, dans la chambre, en plus des gaz rares constituant le remplissage normal, une vapeur organique polyatomique (plus de quatre atomes par molécule), ou une vapeur halogène (chlore ou brome). Les ions de cette vapeur, qui fixent les électrons créés au voisinage de la paroi, ne heurtent celle-ci qu'avec une vitesse trop faible, en raison de leur masse, pour engendrer de nouvelles ionisations. Un GM ainsi constitué - et c'est le cas de tous les modèles actuels - est dit auto-coupeur.



E - La géométrie des sondes est parfois adaptée à des applications spécifiques. Ce modèle, renfermant un compteur proportionnel à air, est destiné au contrôle de contamination des vêtements.

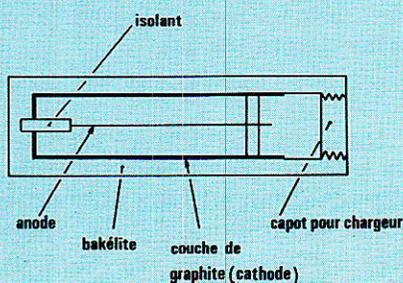


Figure 43

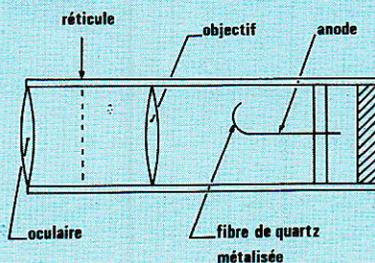
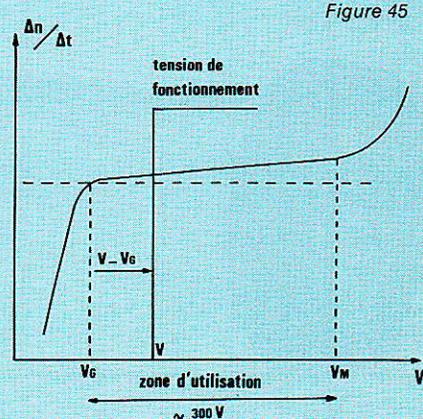


Figure 44



LES DÉTECTEURS A SCINTILLATION

Certains matériaux, lorsqu'on les bombarde par divers types de rayonnements, deviennent le siège d'émissions lumineuses. Chaque particule d'énergie suffisante donne alors naissance à un «éclair», d'où le nom de scintillateurs réservé à ces dispositifs.

Le mécanisme détaillé de la scintillation, relève de phénomènes très complexes, liés à l'excitation de la molécule (électrons de covalence) par la particule ionisante. Le retour à l'état stable, s'accompagne de l'émission de photons.

Excitation et désexcitation des molécules

Sans en détailler le processus, ce qui nécessiterait d'examiner les phénomènes intervenant au niveau des électrons de valence, nous examinerons brièvement les effets de l'excitation, ou de la désexcitation, sur le plan des niveaux d'énergie de la molécule.

A l'état fondamental (figure 46), celle-ci se trouve au niveau S_0 , d'ailleurs multiple (traits pointillés de la figure), en raison du nombre des couplages qui coexistent. Sous l'action du rayonnement incident, un électron de covalence passe du niveau S_0 dans l'un des états excités $S_1, S_2, S_3...$

Le retour à l'état stable peut s'effectuer directement, avec un délai qui, selon le matériau considéré, varie de 1 ns à 1 μ s (figure 47 a). Il s'accompagne de l'émission d'un photon de fréquence ν déterminée par l'écart énergétique entre les deux niveaux :

$$\Delta E = h \nu$$

où h est la constante de Planck. Il s'agit là du phénomène de fluorescence, responsable de la partie utile de la scintillation. Le phénomène est rapide car l'électron, lors de ses transitions entre les niveaux S_0 , et $S_1, S_2...$, ou en sens inverse, conserve son spin (le spin caractérise le sens de rotation de l'électron sur lui-même, par rapport à sa trajectoire).

Mais le retour à l'état stable peut également s'effectuer à l'aide d'un autre processus, qu'illustre la figure 47 b. Du niveau S_1 , l'électron repasse d'abord, sans émettre de radiation, à un

niveau intermédiaire T_1 . Il descend ensuite de T_1 à S_0 en émettant un photon. Or, pour passer de S_1 à T_1 , ou de T_1 à S_0 , l'électron doit changer de spin ; la transition est difficile, et lente : elle peut demander de 10^{-4} s à plusieurs minutes. Ce mécanisme d'émission de lumière, qui constitue la phosphorescence, apparaît, dans la scintillation, comme

un parasite responsable de bruit de fond.

Dans les scintillateurs, et à condition bien sûr que le rayonnement exciteur cède totalement son énergie, le nombre des photons émis est généralement proportionnel au nombre de molécules excitées, donc à l'énergie incidente : ces détecteurs permettent la spectrométrie.

Figure 46

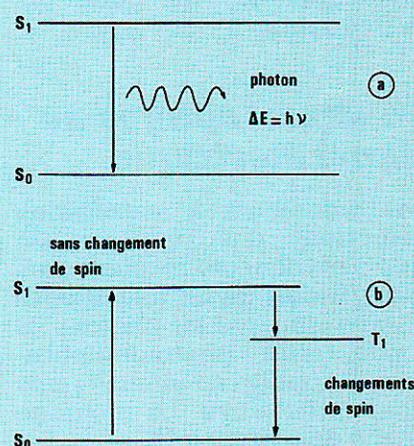
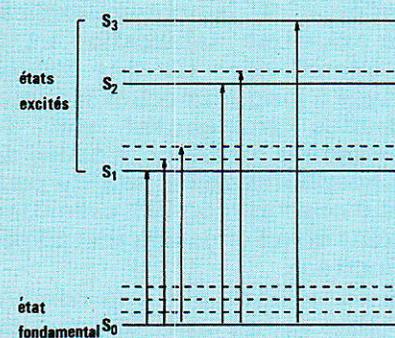


Figure 47

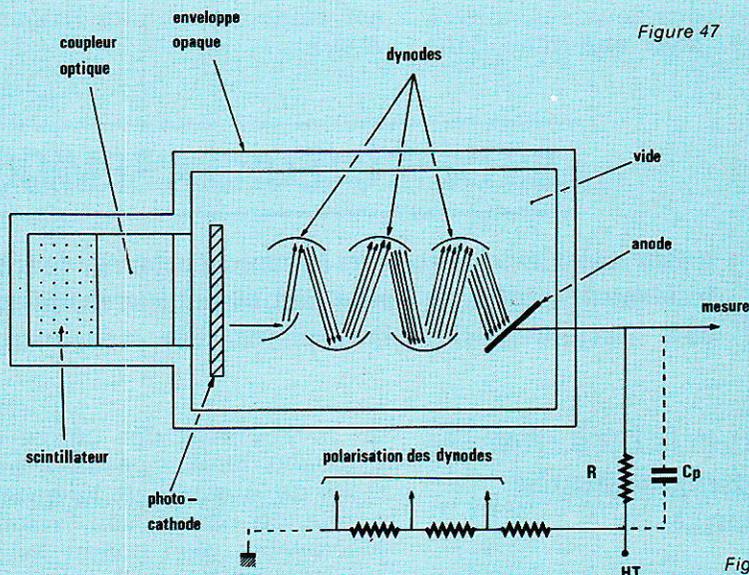


Figure 48.

Tableau 6

nature du matériau	solvant (scintillateur)	actif	remarques
cristal inorganique	iodure de sodium	thallium	appliqué à la spectrométrie en énergie
cristal inorganique	sulfure de zinc	argent	faible prix
cristal organique	anthracène	néant	grande linéarité peu sensible aux α
liquide	tolnème	diphényl-anthracène	
plastique	polystyrène	p-terphényl	

Matériaux utilisés dans les scintillateurs

De très nombreux matériaux, sous forme cristallisée, liquide, plastique, donnent lieu au phénomène de scintillation. Certains, pour offrir un rendement acceptable, exigent l'adjonction d'un activateur. Le **tableau 6** ci-joint rassemble quelques cas parmi les plus fréquents.

Du signal optique au signal électrique

Les détecteurs à scintillation émettent des photons. Un signal électrique se révélant plus facile à traiter qu'un signal optique, on excite, par les photons, la cathode d'un photomultiplicateur, qui apporte en même temps un gain très élevé. Le montage est celui de la **figure 48**.

Le scintillateur et le photomultiplicateur, tous deux sensibles à la lumière, sont enfermés dans

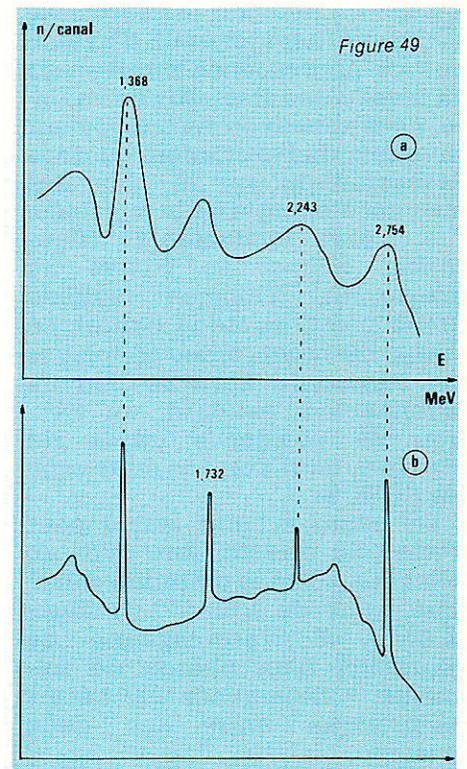
un boîtier opaque. Pour optimiser le couplage avec la photocathode, on interpose un guide optique. Chaque photon extrait de la cathode un électron, et le faisceau électronique, amplifié dans sa succession de chocs avec les dynodes, arrive sur l'anode, chargée par une résistance R, et par sa capacité parasite Cp.

Contrairement au compteur de Geiger Müller, qui peut se contenter d'une haute tension régulée à 1 %, le photomultiplicateur exige une stabilisation à 1 % ou mieux, avec de très faibles dérives à long terme. Les signaux parasites proviennent soit du scintillateur lui-même, à cause de la phosphorescence, soit du courant d'obscurité du PM, essentiellement dû à l'émission thermique d'électrons.

Si on désigne par n le nombre de photons qu'émet le scintillateur, et par A le gain du photomultiplicateur, le nombre Q d'électrons arrivant sur l'anode est évidemment proportionnel à A et n :

$$Q = k \cdot A \cdot n$$

Mais le gain A subit d'importantes fluctuations statistiques autour de sa valeur moyenne : les amplitudes des impulsions de sortie varient donc pour une même énergie cédée par le rayonnement incident. Ceci conduit à un élargissement des raies du spectre d'énergie, et limite fortement la résolution du scintillateur. A titre d'exemple, les **figures 49 a** et **b** montrent les spectres d'un même radioélément, le sodium 24, relevés avec un détecteur à scintillateur, et avec une sonde semiconductrice, du type que nous allons maintenant étudier.



LES DÉTECTEURS A SEMICONDUCTEUR

On peut assimiler les détecteurs à semiconducteurs à des chambres d'ionisation : les particules incidentes chargées, en y pénétrant, cèdent leur énergie par création d'ions. Les différences viennent de la structure cristalline du volume sensible, et des énergies d'ionisation.

Conductibilité induite par une particule ionisante

En traversant le semiconducteur, les particules incidentes

(α , β , γ) créent des paires électron-trou, faisant passer les électrons de la bande de valence à la bande de conduction, selon un mécanisme bien connu de tous les électroniciens. Si le semiconducteur, encadré par deux élec-

trodes, est soumis à un champ électrique E , les électrons vont vers l'anode, et les trous vers la cathode. Il existe évidemment un phénomène de recombinaison, mais on choisit des conditions de travail telles (temps de transit

des porteurs, faible par rapport à leur durée de vie), qu'on peut considérer que toutes les charges créées, atteignent les électrodes.

Les cristaux intrinsèques, utilisés pendant un temps, sont actuellement abandonnés au profit des jonctions.

Les détecteurs à jonctions

On peut les ranger en deux catégories : les jonctions PN, traditionnelles, et les jonctions PIN, où les deux semiconducteurs dopés, sont séparés par une couche intrinsèque.

On sait que les jonctions diffusées s'obtiennent par pénétration d'un matériau de type N dans un semiconducteur P, ou inversement : la couche superficielle ainsi élaborée, et qui constitue la jonction, offre une épaisseur relativement faible, de l'ordre de quelques centaines de micromètres. Pour que l'amplitude des impulsions électriques reste proportionnelle à l'énergie des rayonnements incidents, il faut évidemment que cette dernière soit totalement transférée dans le volume sensible. La limite se situe alors vers 40 MeV pour les α , et 1 MeV pour les γ .

Les jonctions à barrière de surface constituent une autre variété, aux propriétés très voisines, mais de fabrication plus facile, surtout pour les grandes surfaces (on atteint actuellement une dizaine de cm^2). Elles sont obtenues

en déposant, en milieu oxydant, une mince couche d'or sur un semiconducteur généralement de type N. L'oxydation superficielle entraîne la formation de la couche P de la jonction.

Dans les diodes PIN, une zone pratiquement intrinsèque sépare les régions P et N (figure 50 a et b). Elle est fabriquée en compensant les centres accepteurs du semiconducteur P, par des impuretés donatrices (on utilise à cet effet le lithium, qui diffuse facilement). Il est possible de réaliser des structures planes comme celle de la figure 50 a, ou coaxiales, comme à la figure 50 b.

La théorie, confirmée par l'expérience, montre que la zone d'espace de charge de la jonction PN, se trouve augmentée de l'épaisseur de la couche intrinsèque. Celle-ci pouvant atteindre plusieurs millimètres, des rayonnements même très énergétiques sont totalement absorbés. De plus, l'épaisseur de la zone utile, donc la capacité de la jonction, reste pratiquement indépendante de la tension appliquée, ce qui facilite la conception de l'électronique associée.

Les diodes PIN font cependant payer leurs avantages, de quelques inconvénients. D'abord, le parcours des charges étant plus long, leur temps de collecte s'en trouve augmenté. Ensuite, on doit veiller à ce que la zone intrinsèque reste toujours identique, donc que le lithium ne continue pas à migrer. Ceci oblige à stocker, et à employer, ces dispositifs à basse température (-50°C).

La résolution en énergie

Nous avons signalé, déjà, que même pour un rayonnement strictement monocinétique, l'amplitude des impulsions fluctue de façon aléatoire, ce qui se traduit par l'élargissement des raies des

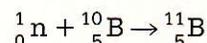
spectres. Ces fluctuations deviennent d'autant plus faibles, en valeur relative, que le nombre d'événements élémentaires croît, lors de la formation de chaque impulsion. Or, l'énergie de création d'une paire d'ions, au sein d'un semiconducteur, est très inférieure à celle qu'il faut céder dans d'autres dispositifs. C'est ce qui explique l'excellente résolution de ce type de détecteur, que nous avons illustré déjà à la figure 49.

Le tableau 7, ci-joint, précise à ce propos quelques données numériques, pour un rayonnement α de 6 MeV.

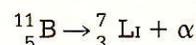
La détection des neutrons

Les neutrons, non chargés, ne sont pas des particules directement ionisantes (RP-EL n° 466). Pour les détecter, on exploite leur interaction sur les noyaux atomiques, qui s'accompagne de l'émission de rayonnements ionisants (chambre à fissions).

A titre d'exemple, pour les neutrons lents et thermiques, on utilise l'action sur le bore qui, à l'état naturel, contient 18,8 % de B_{10} . La réaction est la suivante :



Le bore B_{11} , radioactif, se désintègre selon le schéma :



La particule α , fortement ionisante, donne naissance à des impulsions électriques de grande amplitude, faciles à discriminer des impulsions dues aux rayonnements β ou γ .

R. RATEAU

Les documents photographiques qui illustrent cet article, sont dus à l'amabilité de la société Nardeux, que nous tenons à remercier.

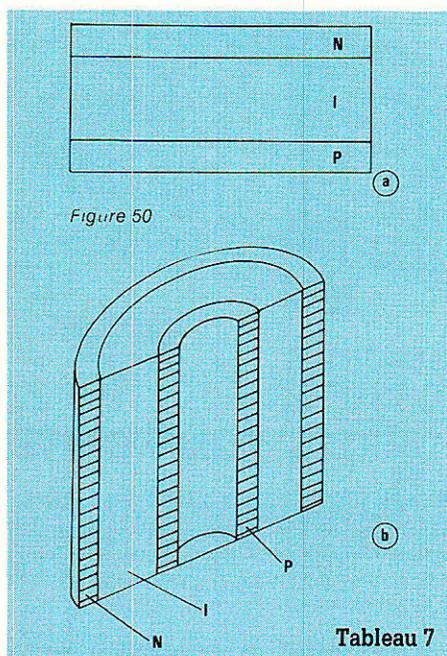
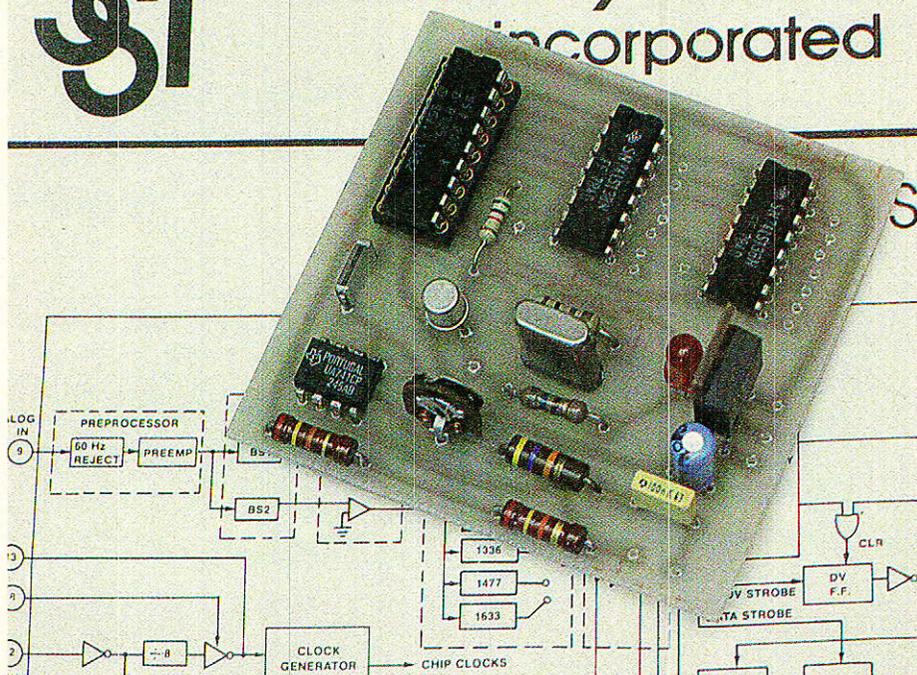


Figure 50

Tableau 7

type de compteur	énergie de formation d'une paire d'ions (eV)	nombre de paires par particule	résolution (keV)
scintillateur	700	8600	150
chambre d'ionisation à gaz	30	$2 \cdot 10^5$	22
semiconducteur Si	3,5	$1,7 \cdot 10^6$	11

Si Silicon Systems[®]
Incorporated



Avec la généralisation des centraux téléphoniques de type électronique, on assiste au remplacement progressif des cadrons et claviers décimaux par des claviers « à fréquences vocales » ou «DTMF».

C'est bien évidemment d'un clavier de ce type que nous avons équipé le «téléphone électronique modulaire» dont la construction a été décrite à partir de notre N° 455.

Ce procédé de numérotation offre un plus grand confort à l'utilisateur, mais ouvre surtout la porte à des applications tout à fait révolutionnaires du téléphone.

Construisez donc notre décodeur, amis lecteurs, et vous pourrez doter votre installation téléphonique de possibilités des plus intéressantes...

Décodeur de numérotation « DTMF »

Les avantages de la numérotation «DTMF» :

Pour transmettre au central le numéro que compose l'utilisateur, le poste téléphonique peut employer deux codes très différents :

En **code décimal**, l'information est transmise «en série» au moyen d'ouvertures et de fermetures d'un contact inséré en série dans la ligne.

La fréquence de ces impulsions étant de 10 Hz, il est clair que la composition d'un numéro de huit chiffres ou davantage exige un certain temps.

Les «claviers décimaux», n'en déplaie à leurs fabricants, ne font rien gagner à ce niveau, car ils reproduisent exactement les impulsions générées par les cadrons rotatifs à principe mécanique : ils sont simplement plus commodes d'emploi.

En code à **fréquences vocales DTMF**, c'est une transmission

«en parallèle» qui est utilisée : chaque touche du clavier est identifiée par une paire de fréquences audibles qu'il suffit d'émettre pendant une fraction de seconde pour que le central les enregistre.

Tout se passe donc comme si chaque touche du clavier était reliée au central par un fil indépendant. En contrepartie, il faut prévoir des circuits de **codage** et de **décodage** relativement complexes.

Nous avons décrit un tel

codeur dans notre N° 458, mais beaucoup de postes à touches fournis par les PTT en sont dorénavant équipés. C'est toutefois plus rare sur les postes achetés dans le commerce, presque tous de type «décimal».

C'est au niveau du **décodeur** que les applications les plus intéressantes peuvent être trouvées.

En principe, c'est presque exclusivement dans les centraux PTT ou dans les autocommutateurs privés que l'on rencontre ces équipements décodeurs de tonalités.

Pourtant, les tonalités émises par les claviers DTMF **circulent exactement comme la parole** sur les lignes de télécommunications, qu'il s'agisse de câbles métalliques, de fibres optiques, de faisceaux hertziens ou de satellites.

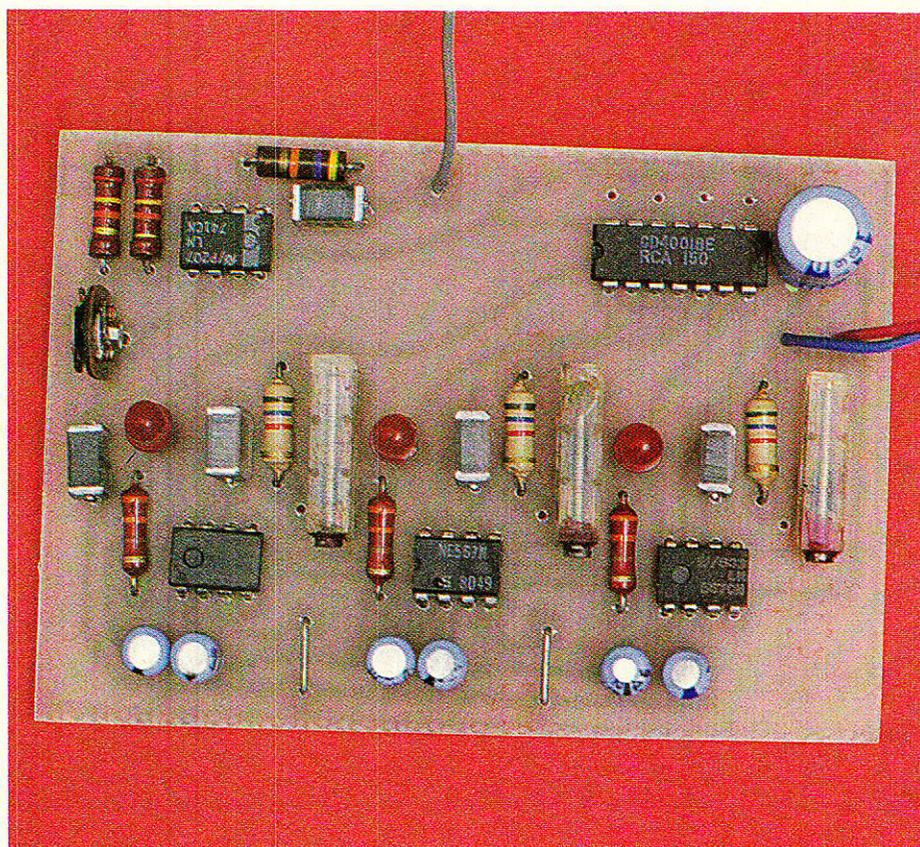
Avec un poste «à fréquences vocales», vous pouvez fort bien actionner le clavier pendant la conversation, ce qui risquerait d'interrompre la communication avec un modèle «décimal».

Dans ces conditions, votre correspondant entend très nettement les tonalités ainsi émises, et pourrait savoir quelles touches vous pressez grâce à un décodeur approprié.

Là où les choses deviennent intéressantes, c'est lorsque votre interlocuteur n'est plus un être humain, mais **une machine** (simple répondeur ou gros ordinateur !)

Avec votre clavier, vous pouvez transmettre des données de toute nature : ordres de télécommande, codes confidentiels, numéros de cartes de crédit, références d'articles commandés, numéros de postes intérieurs d'un réseau téléphonique privé, etc.

On imagine sans peine les innombrables applications du procédé, mais nous y reviendrons lorsque le décodeur sera construit !



Construisons notre décodeur DTMF :

La figure 1 rappelle l'attribution des fréquences aux diverses touches des claviers téléphoniques.

Les touches «ABCD» ne sont pas présentes sur tous les claviers, aussi ne s'intéresse-t-on souvent guère à la fréquence de 1 633 Hz.

Même dans ces conditions, il reste sept fréquences à identifier, pour les douze touches usuelles.

Lorsque toutes ces combinaisons doivent être utilisables, il est souvent plus avantageux de faire appel à des circuits intégrés spécifiques et très performants, ceux-là mêmes qu'emploient les fabricants de centraux.

Il s'agit toutefois de composants américains assez coûteux et à peu près introuvables en France pour l'amateur.

Nous donnerons malgré tout un schéma utilisant un tel composant, car nous savons que notre rubrique est suivie par beaucoup de professionnels capables de s'en procurer.

Le plus souvent, cependant, nos lecteurs préféreront n'utiliser que des pièces plus courantes, disponibles chez leur revendeur habituel.

En revanche, la plupart des applications «amateur» n'exigent pas plus de deux informations distinctes, correspondant par exemple aux touches «étoile» et «dièse» du clavier.

Le problème peut alors être résolu à l'aide de trois détecteurs de tonalité de type «567», c'est-à-dire à un coût raisonnable. La figure 2 donne donc un schéma conçu en ce sens, étant toutefois bien entendu que rien n'empêche de l'étendre à un plus grand nombre de combinaisons par simple adjonction de 567 et de portes logiques CMOS de type 4001 (quadruple NOR à deux entrées).

On évitera tout de même d'aller jusqu'à huit circuits 567, sous peine de rejoindre ou même excéder le prix d'un circuit spécialisé nettement plus facile d'emploi et plus performant.

Selon les réglages opérés, il sera possible avec ce montage de base, de détecter l'appui sur **deux** quelconques des touches **d'une même rangée** ou **d'une**

Figure 1

	697	770	852	941
1209	1	4	7	*
1336	2	5	8	0
1477	3	6	9	#
1633	A	B	C	D

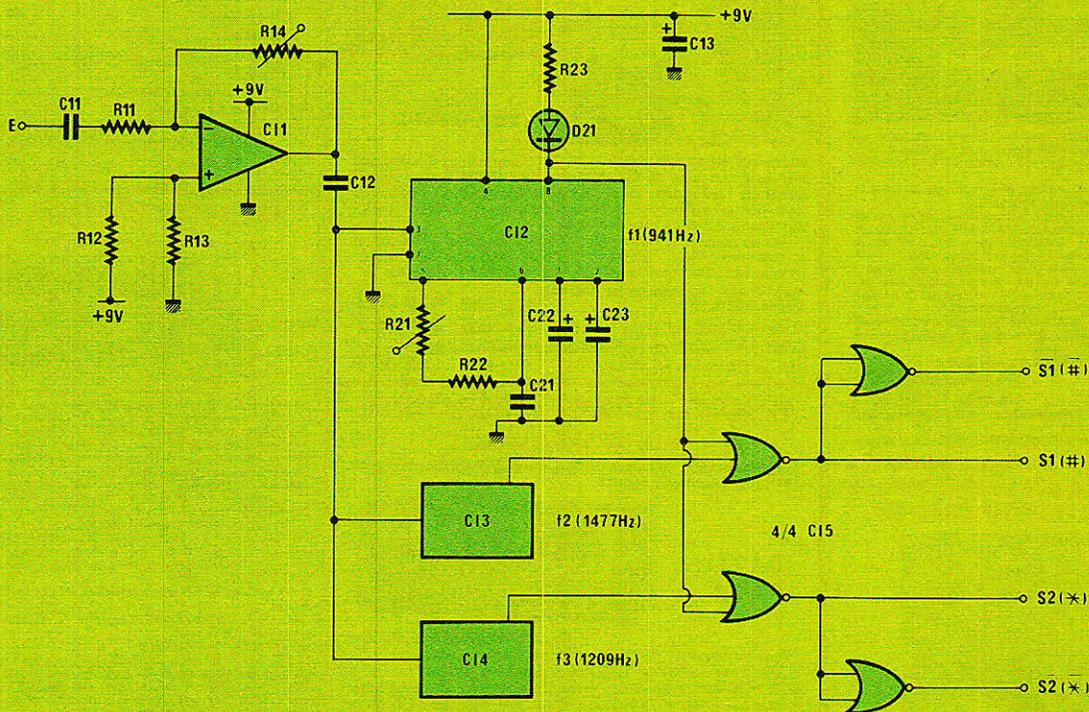


Figure 2

même colonne du clavier.

En ajoutant un seul 567, on passerait à quatre touches, mais c'est rarement nécessaire en fin de compte.

Un préamplificateur ajustable est prévu en entrée, afin de permettre au montage de s'accommoder de divers niveaux de signal. En pratique, l'entrée du décodeur sera presque toujours branchée au secondaire d'un transformateur de ligne, par exemple celui équipant notre **module d'interface** déjà utilisé maintes fois (voir notre N° 455).

Chaque 567 est muni d'une diode LED destinée à faciliter les réglages, assez «pointus» compte tenu de la faible largeur de bande indispensable.

La sortie des 567 passant à zéro lors de la détection, une simple porte NOR suffit à détecter n'importe quelle paire de fréquences.

Dans notre schéma, deux portes supplémentaires sont montées en inverseur afin de fournir des sorties directes et complé-

mentées. Tout le montage tient, dans sa version de base, sur le circuit imprimé de la **figure 3**.

Le câblage selon la **figure 4** ne pose pas de problème particulier si ce n'est les deux straps à ne pas oublier.

Des trous sont prévus pour accueillir indifféremment des potentiomètres ajustables monotours ou multitours industriels : c'est uniquement une question de confort de réglage, ne vous ruinez pas en trimmers de précision si vous n'en possédez pas !

Le réglage se fera en liaison avec un clavier ou un poste téléphonique (alimenté !) de type DTMF, l'idéal étant notre clavier décrit dans le N° 458.

Si vous ne disposez que d'un poste «PTT», il est possible de relier l'entrée du montage en parallèle sur le poste, lui-même branché en série avec une résistance de 220 à 680 ohms 3 watts et une alimentation continue de 20 à 50 volts.

Il est également possible d'utiliser un module «joncteur de

poste» du type décrit dans notre N° 462.

La LED de chaque 567 doit s'allumer, après réglage, lors de l'appui sur n'importe quelle touche de la rangée (respectivement de la colonne) de fréquence correspondante. Aucune autre touche du clavier ne doit être reconnue.

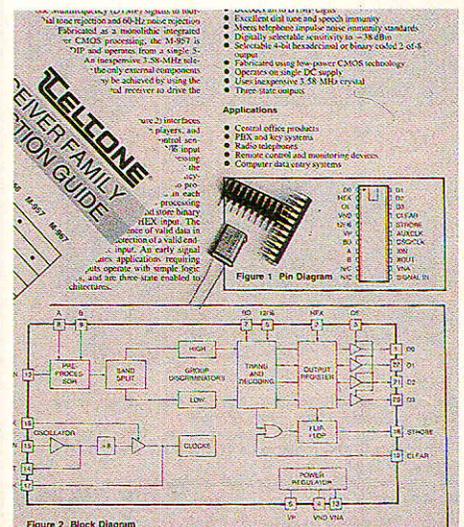


Figure 2: Block Diagram

On notera qu'un gain excessif du préamplificateur peut mener à des détections parasites : ne pas exagérer !

Une fois les trois détecteurs bien réglés, il ne restera plus qu'à vérifier que la sortie des portes NOR ne réagit qu'à un appui sur la seule touche délivrant à la fois les deux fréquences reconnues.

Tout déclenchement inopportun trahit un réglage insuffisamment précis.

Si les composants utilisés sont de bonne qualité et la tension d'alimentation stable, ces réglages sont en principe définitifs.

Un décodeur « professionnel » :

Le schéma de la figure 5 pourra intéresser nos lecteurs les plus « professionnels », pour qui commander un circuit intégré aux Etats-Unis ne pose pas de problème majeur.

Le SSI 202 P est en effet un pur produit de la « Silicon Valley », fabriqué par :

SILICON SYSTEMS Inc.
14351 Myford Road
TUSTIN CA 92680
U.S.A.

Ce schéma présente également un intérêt « documentaire », puisque presque tous les « récepteurs DTMF » concurrents s'utilisent à peu près de la même façon (au brochage près).

Il est certain que, petit à petit, tous ces composants seront disponibles en France : puisse cet article contribuer à hâter les choses !

Le schéma de base est extrêmement simple : un quartz et sa résistance parallèle, quelques liaisons à la masse et au + 5V, et c'est tout !

Recevant le signal de ligne pré-amplifié, le circuit intégré récepteur DTMF fournit sur quatre bits l'identification de la paire de tonalités détectée, plus un « STROBE » ou signal de validation. Aucun réglage n'est nécessaire car tous les filtrages numériques utilisent comme référence la fréquence du quartz de 3,579545 MHz (valeur standard

— NTSC — à respecter le plus exactement possible).

La figure 6 donne la correspondance existant entre les codes hexadécimaux délivrés, et les touches des claviers téléphoniques.

Pour utiliser les 16 combinaisons possibles, nous avons besoin d'un décodeur « 1 parmi 16 », à moins que la sortie hexa ne soit directement dirigée sur un microprocesseur.

La figure 7 montre comment deux classiques 74LS138 (décodeurs « 1 parmi 8 », peuvent résoudre simplement le problème.

Figure 6

Entrées	D ₈				
	D ₁	D ₂	D ₄	0	1
0	0	0	0	D	8
1	0	0	1	1	9
0	1	0	0	2	0
1	1	0	1	3	*
0	0	1	0	4	#
1	0	1	1	5	A
0	1	1	0	6	B
1	1	1	1	7	C

Selectronic

VENTE PAR CORRESPONDANCE :

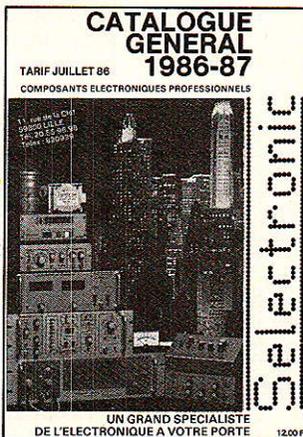
11, RUE DE LA CLEF - 59800 LILLE - Tél. 20.55.98.98

SPÉCIALISTE DU COMPOSANT DE QUALITÉ ET DE LA MESURE VOUS PROPOSE :
SON CATALOGUE 86/87

L'OUVRAGE DE RÉFÉRENCE DES ÉLECTRONICIENS

Cette nouvelle édition entièrement remaniée comporte 192 pages de composants, de matériels électroniques et d'informations techniques.

DISPONIBLE AU PRIX DE 12,00 F



1200 F

Je désire recevoir le catalogue général 86-87 de SELECTRONIC ci-joint 12,00 F en timbres-poste .

Nom _____
Prénom _____
Adresse _____
Code Postal [] [] [] [] [] []

Kit COMPTEUR GEIGER-MÜLLER de PRECISION

UN MONTAGE SÉRIEUX ÉQUIPE D'UN DISPOSITIF SONORE ET D'UN GALVANOMÈTRE DE MESURE À CADRE MOBILE

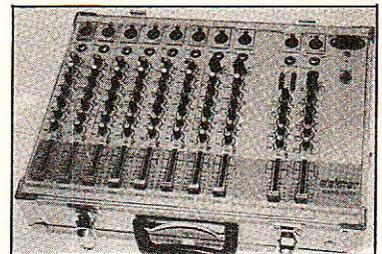
ET TOUJOURS LA QUALITÉ SELECTRONIC !

- 2 types de tubes de sensibilité différente vous sont proposés :
- ZP 1310 : 10⁻¹ R/h pour 200 imp./s.
- ZP 1400 : 10⁻² pour 200 imp./s
 - Alimentation : 6 piles 1,5 V
 - Notice détaillée avec caractéristiques, mode d'utilisation et d'étalonnage, etc.
 - LE KIT avec tube ZP 1310 (sans boîtier) 114.0084 840,00 F
 - LE KIT avec tube ZP 1400 (sans boîtier) 114.0085 1155,00 F
- (VOIR NOS CONDITIONS GÉNÉRALES DE VENTE DANS NOTRE PUBLICITÉ ANNEXE)

CONSOLE DE MIXAGE PROFESSIONNELLE PORTATIVE MODULAIRE :

Cette table de mixage modulaire possède tous les raffinements que recherchent les musiciens professionnels ou semi-professionnels. Le résultat est impeccable et tient dans une élégante mallette en aluminium anodisé : construction modulaire, arrangement au goût de l'utilisateur, performances remarquables. Nos kits sont fournis avec résistances à couche métallique, potentiomètres à piste CERMET, connecteurs professionnels, boutons spéciaux et faces avant ELEKTOR.

- MODULE D'ENTRÉE n°1 MONOPHONIQUE : (MICRO-LINE). Équipé d'une sensibilité d'entrée ajustable (0 à + 60 dB), d'un triple correcteur de tonalité, d'un indicateur de crête, une commande de réglage MONITEUR, PFL et panoramique.
- LE KIT MODULE D'ENTRÉE n°1 114.6551 479,50 F
- MODULE D'ENTRÉE N°2 STERÉOPHONIQUE (MD STERO) (86012-2). Le module d'entrée stéréophonique est destiné à recevoir des signaux fournis par des sources très variées. On peut aussi l'attaquer avec une tête de lecture magnétodynamique (MD). Elle peut servir d'entrée auxiliaire (au cas où vous venez à manquer de modules mono) et comme entrée stéréo à haut niveau (AUX). En position « LINE », la commande de balance fonctionne naturellement en réglage panoramique.
- Le kit module d'entrée n°2 114.6553 730,00 F
- MODULE DE SORTIE n°1 (86012-3). Outre le réglage de tonalité, et autres réglages fins, il est doté d'un vu-mètre stéréo à LED. Le signal de sortie est disponible en version symétrique et asymétrique.
- Le kit module de sortie n°1 114.6558 715,00 F
- MODULE DE SORTIE N°2 (Casque-Moniteur) (86012-5). Dans ce module, on trouve : - un amplificateur sommateur d'effets spéciaux, - un préamplificateur sommateur de pré-écoute (PFL), - un amplificateur sommateur de Moniteur avec égaliseur parmétrique, - un amplificateur de casque.
- Le kit module de sortie n°2 114.6561 665,00 F
- MODULE D'ALIMENTATION (86012-4). Équipé d'un transformateur torique, elle fonctionne en mode « TRACKING » pour éviter les bruits à la mise sous tension. Fournie avec équerre de blindage, radiateurs et accessoires.
- Le kit module d'alimentation 114.6556 565,00 F
- PLAQUE DE FINITION : Face avant auto-collante pour décorer les emplacements laissés libres dans votre console de mixage.
- La plaque de finition 86012-6 F 114.6563 41,40 F
- MALLETTE DE TRANSPORT : En aluminium anodisé, identique à celle prévue par ELEKTOR, elle permet le transport de la console de mixage, avec le maximum de sécurité. Très belle esthétique.
- La mallette de transport "86012" 114.6564 679,50 F



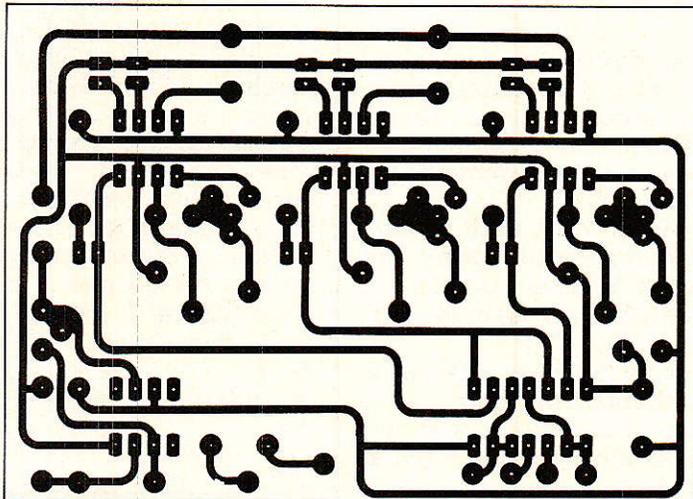


Figure 3

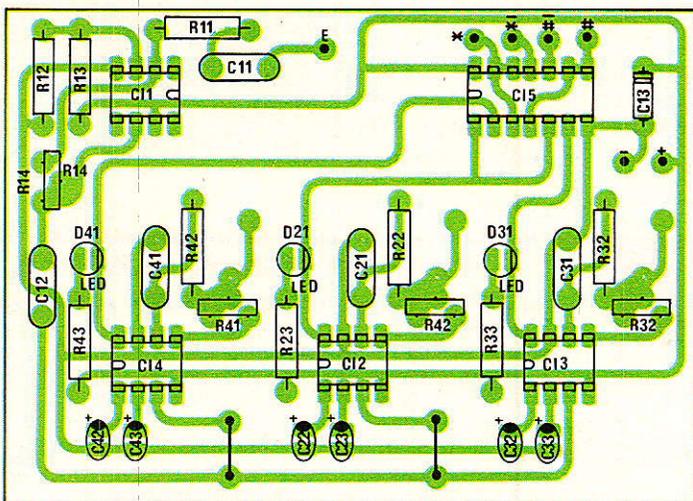


Figure 4

Reste la réalisation pratique, qui pourra se faire selon le tracé de circuit imprimé de la **figure 8** et le plan de câblage de la **figure 9**.

Un régulateur 5V incorporé permet d'alimenter l'ensemble sous toute tension de 6 à 35 V disponible, tout en offrant du + 5V pour les éventuels circuits utilisateurs des niveaux TTL délivrés par le module (état de repos + 5V, état actif 0V).

La sortie S, pour sa part, passe à zéro lorsqu'une paire de tonalités valide quelconque est détectée. En même temps, la LED de

contrôle s'éclaire, ce qui facilite le réglage du gain du préamplificateur.

En aucun cas cette LED ne doit s'allumer lorsque de la parole, de la musique, ou les tonalités classiques du téléphone sont appliquées au montage.

On peut donc envisager l'emploi d'un ensemble codeur-décodeur DTMF pour transmettre des informations « clavier » sur des supports de communication très parasites (voies radio par exemple). La plupart du temps, cependant, c'est pour des applications péri-téléphoniques que l'on fera

appel à l'un ou l'autre des deux décodeurs décrits ici.

Quelques exemples d'applications :

Parmi les innombrables applications des décodeurs DTMF, nous avons choisi quelques exemples nullement limitatifs, mais pouvant facilement être mis en œuvre à partir des modules téléphoniques déjà décrits dans cette rubrique.

Précisons bien qu'il est indispensable que vos correspondants habituels (et pas seulement vous-même) soient équipés de postes téléphoniques « à fréquences vocales » : rien à espérer à partir d'un poste à cadran rotatif ou à clavier « décimal ».

A défaut, vos correspondants peuvent utiliser un **boîtier à couplage acoustique** (codeur DTMF équipé d'un haut-parleur), analogue à ceux fournis avec les répondeurs « interrogeables à distance ».

Les principales idées que nous allons vous suggérer nécessiteront la présence d'un **répondeur simple** aux côtés de votre poste téléphonique. Il est avantageux d'utiliser celui dont nous avons décrit la réalisation dans cette rubrique (N° 459).

En raccordant l'entrée du décodeur DTMF à la sortie du transfo de ligne du répondeur, vous offrez à votre correspondant la possibilité de télécommander depuis son clavier (à fréquences vocales bien sûr !), les dispositifs de votre choix **pendant ou juste après** la diffusion du message parlé.

S'il s'agit de simples voyants ou buzzers, vos correspondants « privilégiés » pourront s'identifier grâce à un code que vous leur communiquerez (deux coups sur l'étoile puis trois coups sur le dièse, par exemple !)

Libre à vous alors de laisser le répondeur s'occuper des importuns, et de ne répondre personnellement qu'aux personnes de votre choix !

Si vous êtes absent, un montage similaire peut permettre à des personnes bien précises de déclencher la lecture d'un second message parlé, destiné à elles seules (par exemple un lieu de rendez-vous ou un numéro de téléphone à appeler).

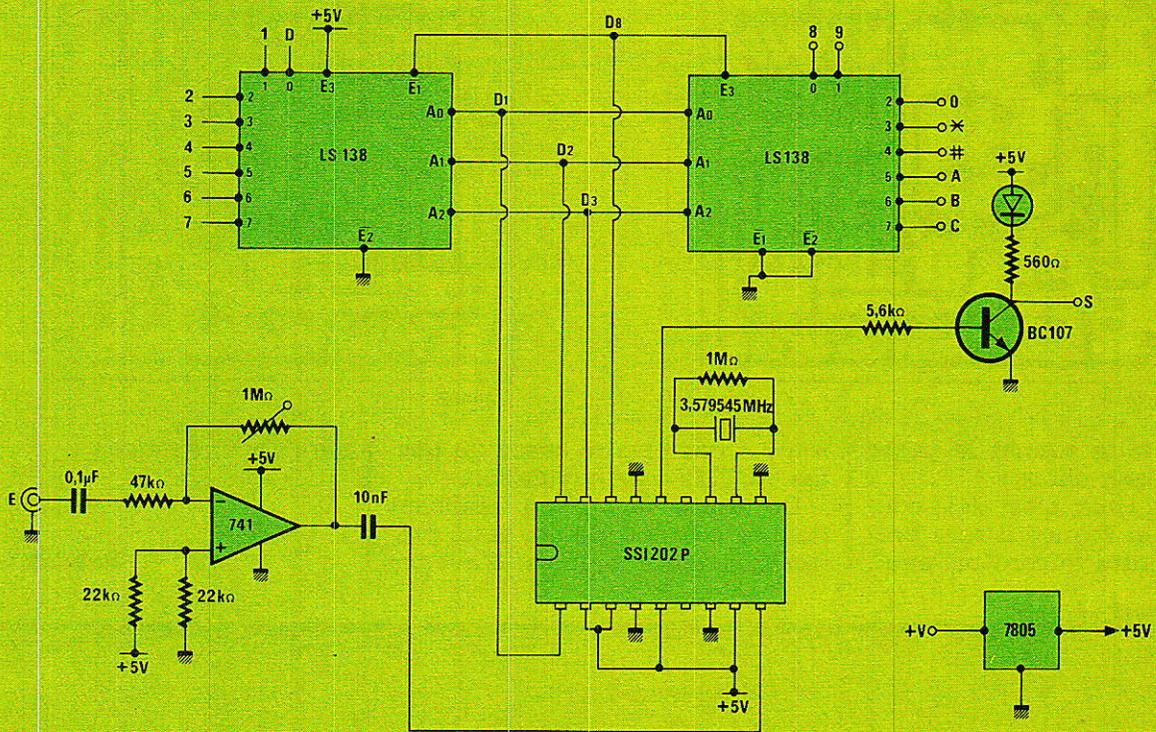


Figure 5

Des circuits logiques très classiques (genre « serrure électronique ») peuvent introduire un haut degré d'inviolabilité (raccrochage immédiat en cas de code erroné).

Si c'est vous qui appelez votre domicile, vous pouvez vous réserver certains codes pour mettre en route votre chauffage, votre système d'alarme, ou tout simplement un autre répondeur ou

détourneur d'appels !

Si vous choisissez de construire le décodeur « professionnel » ou une version complète à base de 567, vous pouvez l'insérer dans l'autocommutateur privé décrit dans cette même rubrique : complété par quelques bascules et portes logiques, il pourra vous permettre d'utiliser des postes « à fréquences vocales » sur votre installation intérieure, mais aussi de numéroté sur ce réseau depuis votre voiture grâce à une liaison CB !

Enfin, associé à un répondeur, ce montage pourrait permettre à vos correspondants « exté-

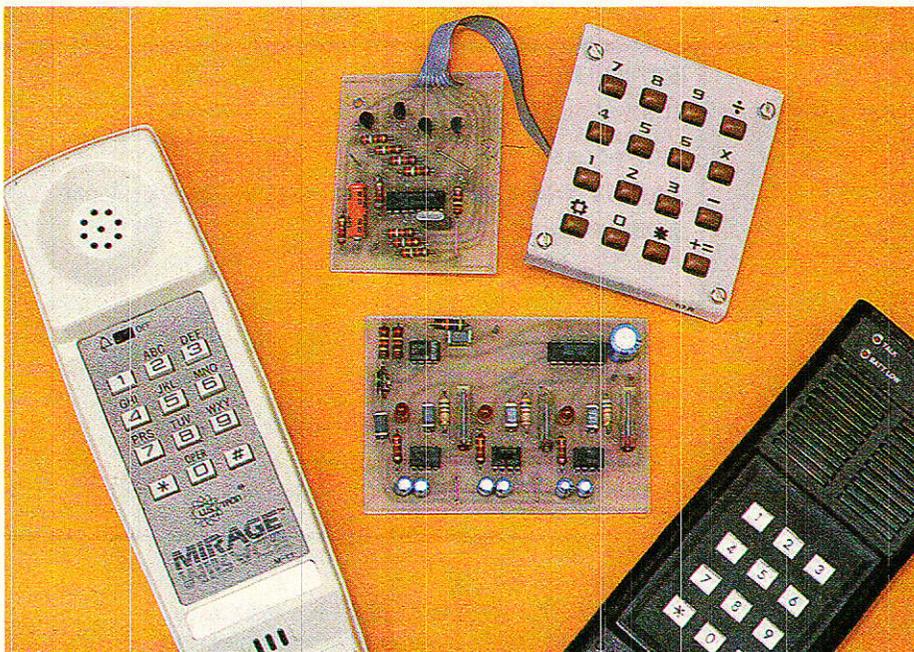


Figure 7

Entrée	A ₀	A ₁	A ₂	Sortie à 0
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	2
1	1	0	0	3
0	0	1	0	4
1	0	1	0	5
0	1	1	0	6
1	1	1	0	7

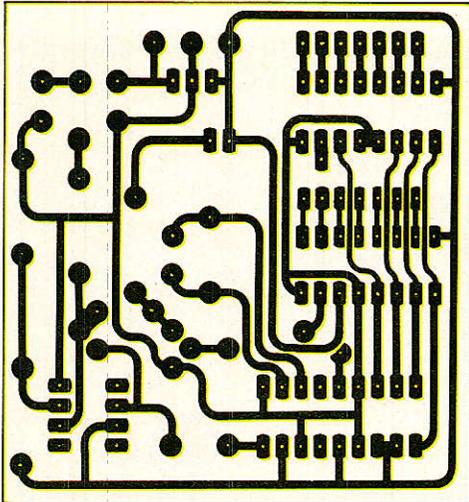


Figure 8

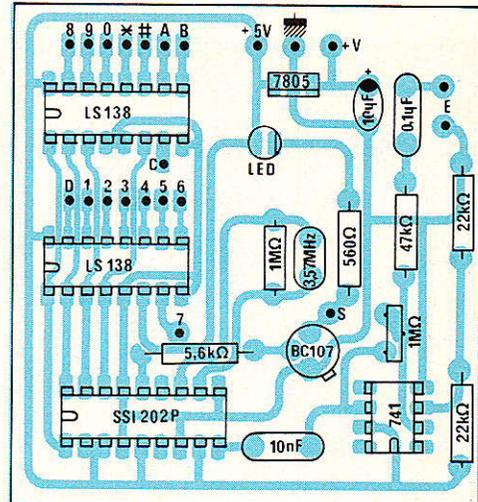


Figure 9

rieurs » de faire sonner le poste intérieur de leur choix !

Aux Etats-Unis, c'est déjà courant, mais en France il sera prudent d'attendre encore un peu :

il n'y a pas encore assez de postes « DTMF » en circulation...

De toute façon, en réalisant l'un de ces décodeurs, vous prenez plusieurs années d'avance

sur l'abonné moyen !

Patrick Gueulle

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

- R₁₁ : 47 kΩ
- R₁₂ : 22 kΩ
- R₁₃ : 22 kΩ
- R₁₄ : 1 M Ω ajustable
- R₂₁ : 10 kΩ ajustable
- R₂₂ : 5,6 kΩ
- R₂₃ : 330 Ω
- R₃₁ : 10 kΩ ajustable
- R₃₂ : 5,6 kΩ
- R₃₃ : 330 Ω
- R₄₁ : 10 kΩ ajustable
- R₄₂ : 5,6 kΩ
- R₄₃ : 330 Ω

Condensateurs

- C₁₁ : 0,22 μF
- C₁₂ : 0,22 μF
- C₁₃ : 470 μF 16 V
- C₂₁ : 0,1 μF
- C₂₂ : 4,7 μF
- C₂₃ : 4,7 μF
- C₃₁ : 0,1 μF
- C₃₂ : 4,7 μF
- C₃₃ : 4,7 μF
- C₄₁ : 0,1 μF
- C₄₂ : 4,7 μF
- C₄₃ : 4,7 μF

Circuits intégrés

- CI₁ : 741
- CI₂ : LM 567
- CI₃ : LM 567
- CI₄ : LM 567
- CI₅ : CD 4001

Autres semi-conducteurs

- D₂₁ : LED rouge
- D₃₁ : LED rouge
- D₄₁ : LED rouge



**PROMO
FIN D'ANNEE**



950 F (FRAIS DE PORT INCLUS)

ENFIN UN KIT COMPLET

POUR REALISER LES CIRCUITS IMPRIMÉS MÊME EN DOUBLE FACE A PARTIR DES SCHÉMAS PUBLIÉS DANS LES REVUES TECHNIQUES.

LE KIT CM 100 EST UN DES PRODUITS DE LA GAMME **ELECTROLUBE**

- NETTOYANTS
- LUBRIFIANTS
- JOINTS THERMIQUES
- VERNIS
- BLINDAGES
- COLLES CONDUCTRICES
- PEINTURES ANTISTATIQUES ETC...

LISTE ET NOTICE TECHNIQUE SUR DEMANDE

ELECTROLUBE UNE GAMME DE PRODUITS DE QUALITÉ RÉPONDANT AUX NORMES MILITAIRES ET AÉRONAUTIQUES

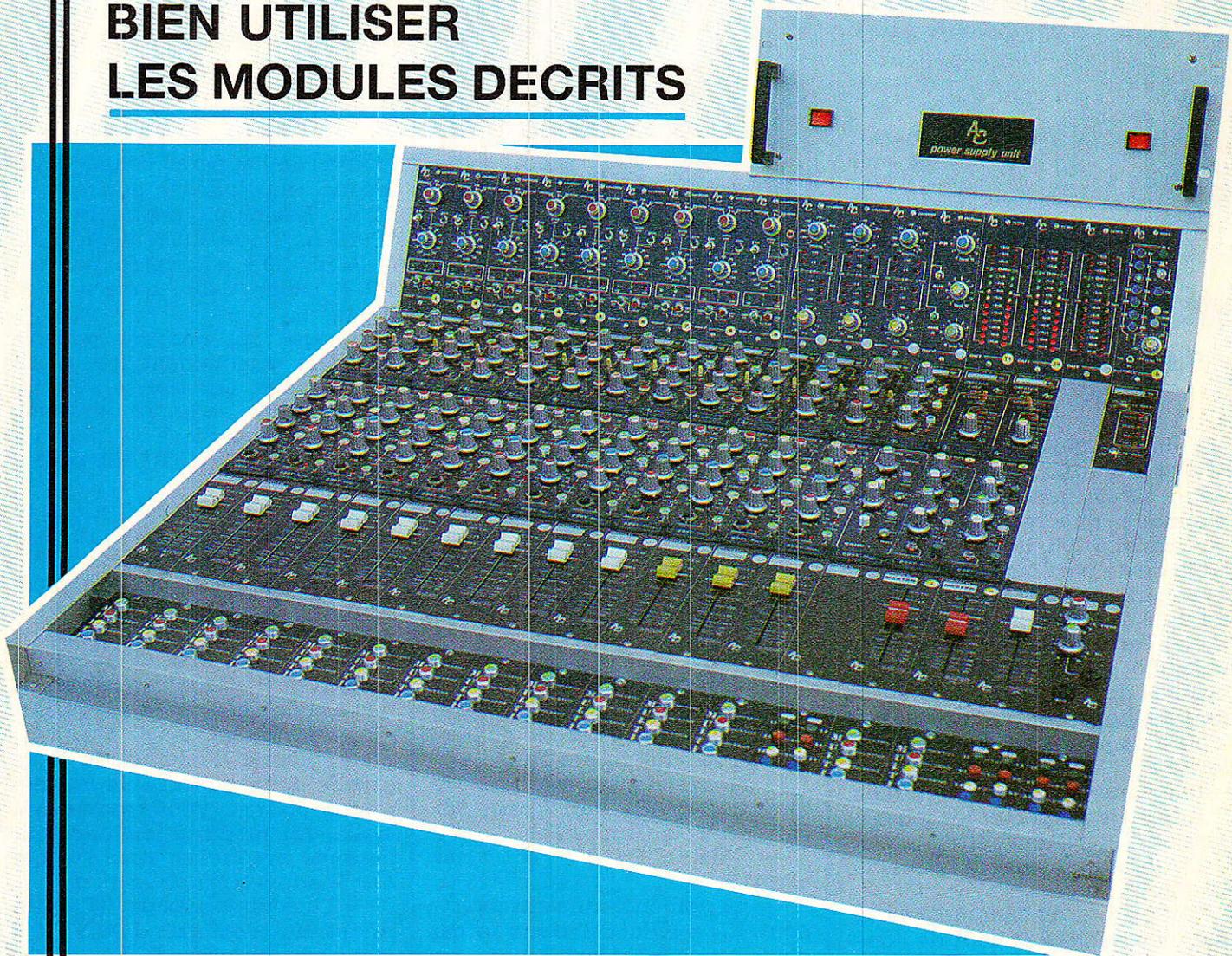
IMPORTÉ PAR : **PHIMARAL** BP 258

93153 LE BLANC MESNIL CEDEX Tél. : 48.67.32.00
CATALOGUE ET LISTE DES REVENDEURS SUR DEMANDE

Console AC-ODDY

Mise au point et idées

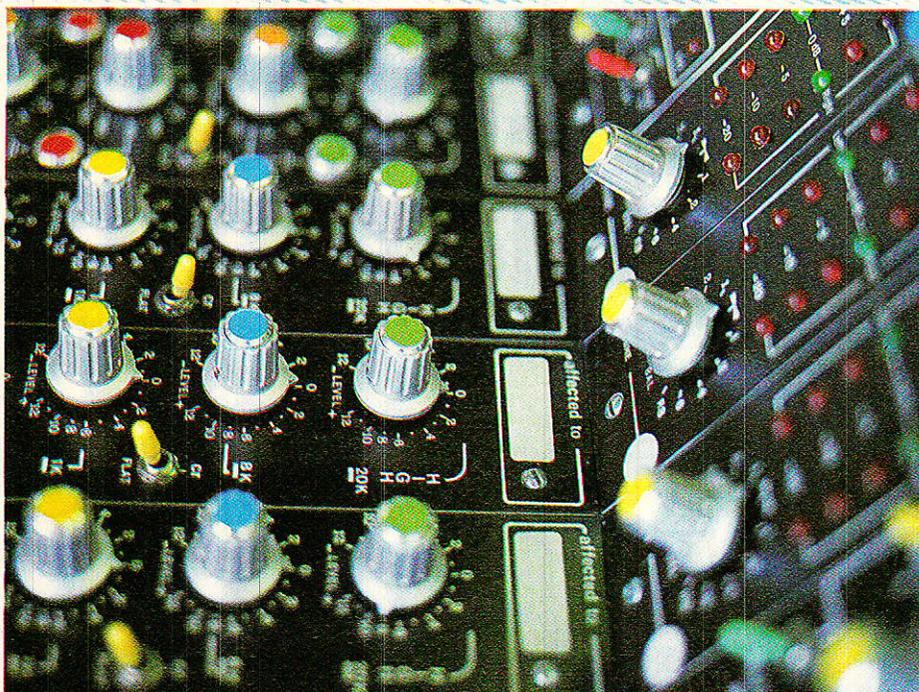
**OU COMMENT
BIEN UTILISER
LES MODULES DECRITS**



Après plus de 200 pages consacrées à notre réalisation, nous avons été pressés de toutes parts pour à la fois :

Compiler les corrections, coquilles, étourderies, et améliorations de détails, afin de mettre clairement à jour les documents en votre possession et donner quelques clés pour permettre à chacun d'exploiter astucieusement les modules que nous vous avons offerts.

C'est le moment idéal pour traiter ces sujets car les quelques modules qui achèveront notre Oddy Standard, seront très « types », et donc moins déterminants pour structurer une configuration personnelle.



S.O.S. A & C !

Afin de vous bien servir, l'auteur a décidé de mettre à votre disposition une ligne téléphonique directe. En appelant au : 84.76.51.99, il vous sera possible de ne plus être seul, si vous avez une question à poser. Cette formule libèrera la rédaction de Radio-Plans d'une tâche qui incombe à l'auteur, et évitera à celui-ci des notes faramineuses de téléphone, tout en continuant à offrir un efficace « service après lecture ».

Pour que cela fonctionne bien, il suffira de respecter les jours et heures d'appel suivants :

Du mardi au samedi inclus, de 20 H à 24 H.

L'aspect tardif cherche à concilier disponibilité et coût de l'opération. Ainsi, après 23 H, le tarif tombe à 30 % !

Pas de répondeur sur cette ligne : si ça ne répond pas, c'est soit qu'il n'y a personne, soit que vous appelez en dehors des horaires prévus, soit que l'auteur est sur un travail qui ne tolérerait aucune diversion.

Faites-en bon usage !

Rectificatifs et compléments, concernant les numéros 448 à 464

Les corrections qui suivent ne concernent pas les erreurs de texte (mots oubliés ou déformés, ponctuation fantaisiste, etc...) Seules les instructions fondamentales sont répertoriées. (446 et 447 ne posent pas de problème)

448 : module micro-ligne

— une portion du commutateur I_2 (Fig. 3 page 32) est à modifier comme indiqué **figure 1a**.

— la résistance marquée R_2 (broche 2 de IC_2 , Fig. 7 page 36), est en fait R_{26} (**figure 1b**)

— TME = SD41B et non SD141B

— La nomenclature est exacte pour $IC_2 = NE5534$. Dans le cas d'un remplacement par un TLO71, ne pas monter C_{23} et mettre une résistance de 10 K entre pin 5 de IC_2 et masse (**figure 1c**)

— les condensateurs $C_2, 12, 10, 18$ et 24 , sont des tantale goutte (seule l'indication « vertical » paraissait dans la nomenclature).

449 : Modules correcteurs

— erreur dans le dessin du CI Fig. 8 page 51, voir corrigé **figure 2a**.

— anomalies dans le repérage des broches (Fig. 6 page 52). Remise en ordre à la **figure 2b**.

— $R_{10} = 1.5 k\Omega$ (2c).

— page 54 inversion des légendes. CR368 = MONO, CR3682 = STEREO (2d).

— la fin de la nomenclature de la version stéréo, est dans le petit encadré situé en fin de la nomenclature mono (2e).

— page 50, la résistance non marquée (positionnement vertical, située au-dessus de R_{10}), est R_{38} (2f).

— le fil qui sert à immobiliser les cartes du correcteur stéréo, ne doit être mis à la masse que d'un seul côté (2g).

450 : Ligne stéréo

— en cas de manque de niveau (sorties de l'appareil connecté en amont, trop faibles), agir sur R_2 et R_3 . Exemple : augmenter de 10 dB implique de remplacer R_2 et R_3 (de 33 K à l'origine) par des 110 K. Pour 5 dB, mettre 63 K (68 !).

— ceux qui ont cru pouvoir brancher directement des platines disques, ont trouvé dans le numéro 456 page 92 un petit module PU qui vient se mettre à la place de TEL et TER (SP 61B).

451 : Départs auxiliaires

— une grosse faute d'orthographe dans le titre...

— inversion des repères L et R pour le bus AUX2., Les CIs de la rubrique Services présentent la même erreur : Mea culpa ! Rien de grave : il suffira de croiser les bus à la fin, mais nous en reparlerons (**Figure 3a**)

— suite à l'incertitude trop grande de se procurer le modèle retenu pour I_1 , vous trouverez à la 3b, une modification du circuit imprimé autorisant ainsi l'usage des Shadow 6 inv classiques.

— l'inscription page 91 entre R_{11} et R_{12} n'est pas MASTER 2 mais, bien entendu, SOLO;

452 : Modules faders

— il manquait tout simplement la valeur des faders : 10 K log ou $2 \times 10 K$ log.

— ajouter une liaison au CI de la figure 6 page 35, entre le troisième plot du connecteur (OV) et le sixième (masse). Cette remarque n'est pas à prendre en considération pour ceux qui se procurent leurs CIs à la rubrique Servi-

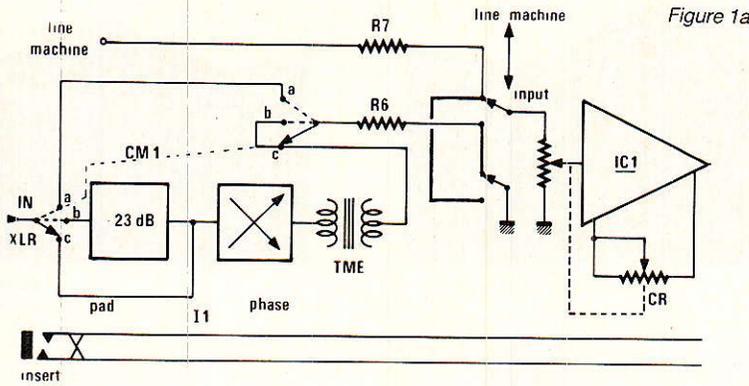


Figure 1a

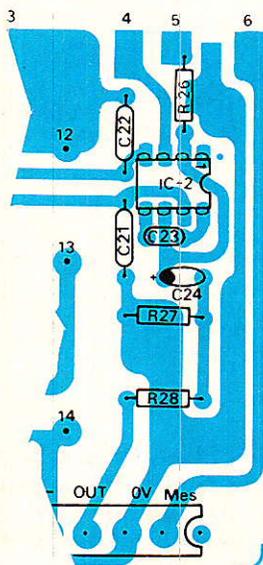


Figure 1b

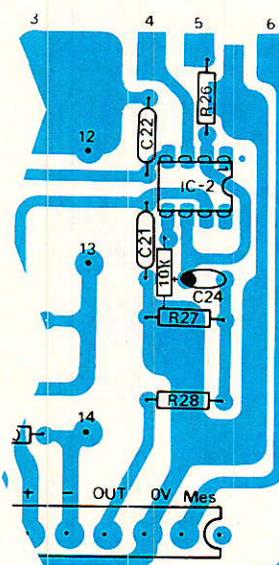


Figure 1c

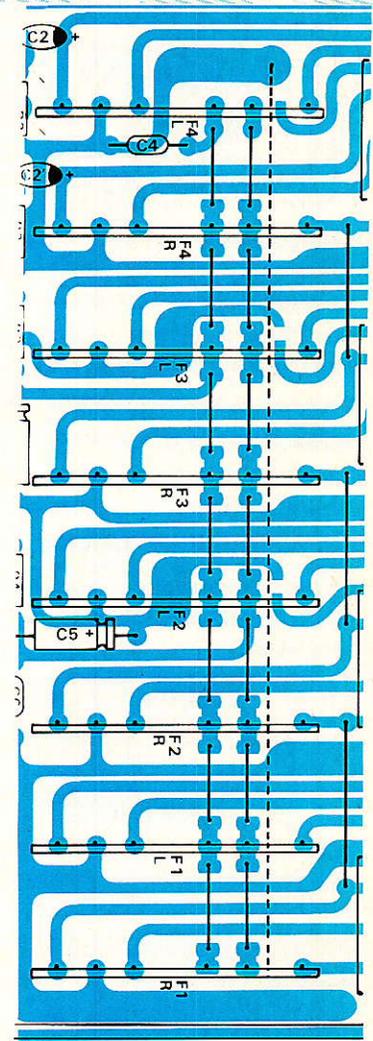


Figure 2g

correcteur stéréo

	RX = RX	CX	CY
2 si stéréo			
50 Hz	100 K	39 nF	22 nF
1 kHz	10 K	22 nF	10 nF
8 kHz	27 K	1 nF	470 pF
× 20 kHz	4,7 K	2,2 nF	1 nF

Figure 2e

Figure 2c - R9 : 8,2 kΩ

R10 : 1,5 kΩ

Figure 2a

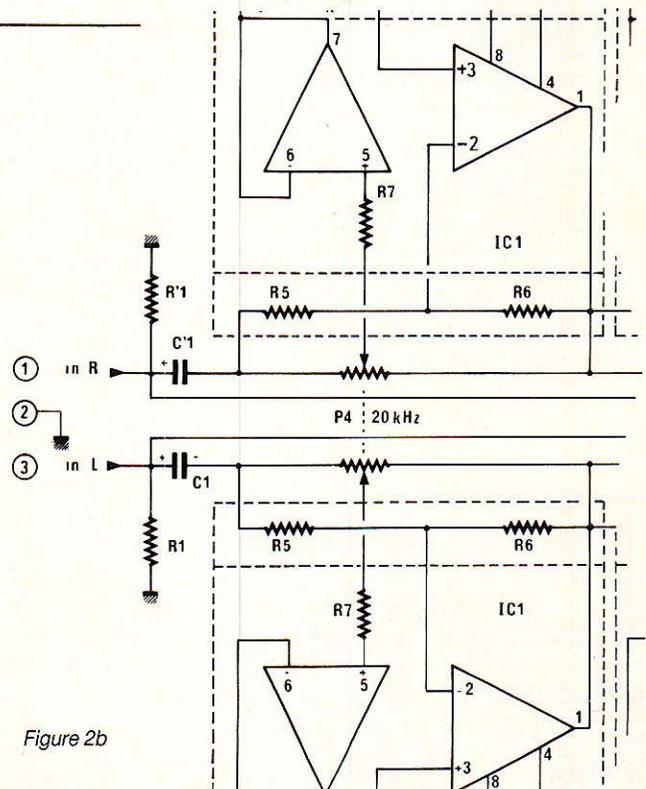
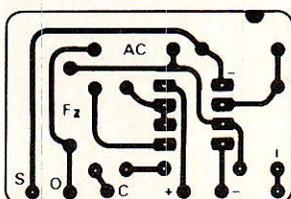


Figure 2b

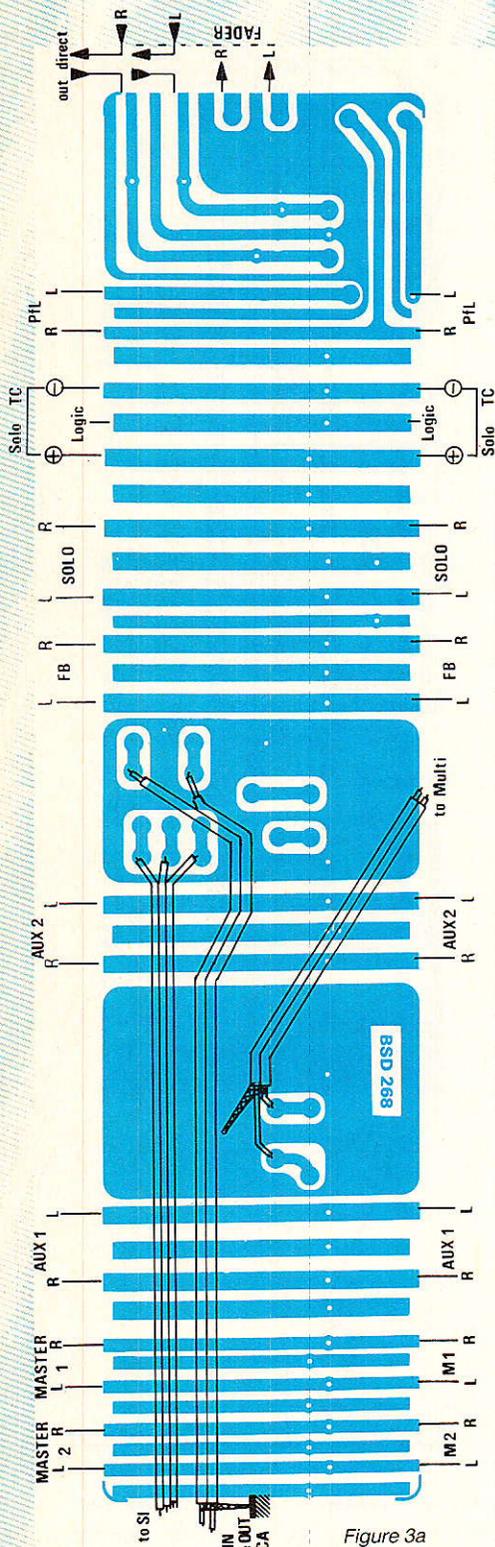


Figure 3a

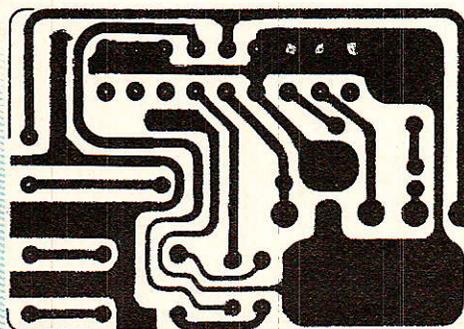
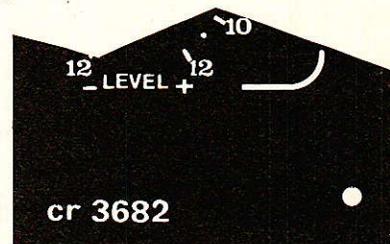


Figure 3b



Mono

Figure 2d



Stéréo

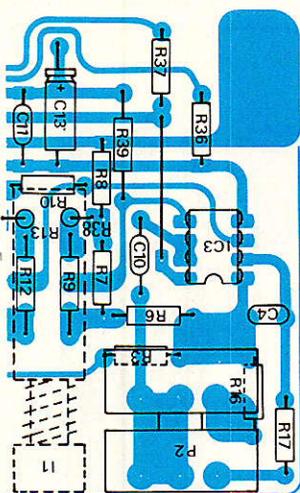


Figure 2f

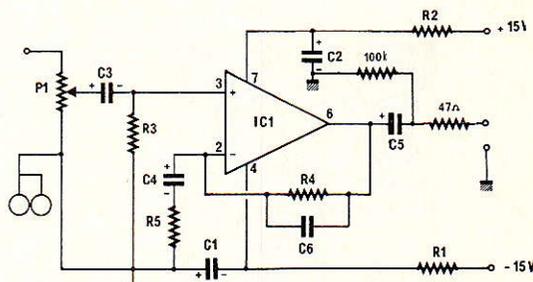


Figure 4b

ces (figure 4a).

— une modification de la prise « direct » (publiée dans le numéro 454 page 64), demande d'ajouter une résistance de 100 K Ω entre le moins de C₅ et la masse, ainsi qu'une 47 Ohm entre le moins de C₅ et la broche de sortie. Ceci s'applique autant pour les compensateurs mono que stéréo (figure 4b).

— il faut noter que les gravures proposées (MCB et RUWIDO), ne conviennent respectivement QUE pour les modèles conseillés. Les faces AVANT des MCB, autorisent le montage des AT et ATN, mais ne conviennent absolument pas pour des ALPS. Si contre vents et marées vous avez choisi ces pièces, vous pouvez coller la photo de MICKEY sur vos gravures, ce sera plus drôle, et tout aussi précis...

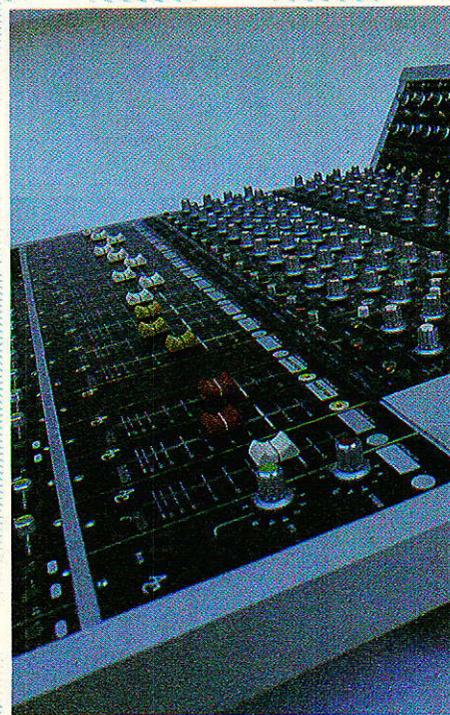
453 : Errata

Ce numéro regroupait déjà quelques unes des rectifications précédentes. Pas « d'errata d'errata », ici, mais il y en aura un plus loin...

454 : Départs mutli

— Il manque un fil de liaison entre toutes les cosses supérieu-

res des Shadow. Ce fil porte à la masse toutes les sections « repos » des cellules, et manquait aussi sur la maquette photographiée. Voir dessin de correction à la figure 5.



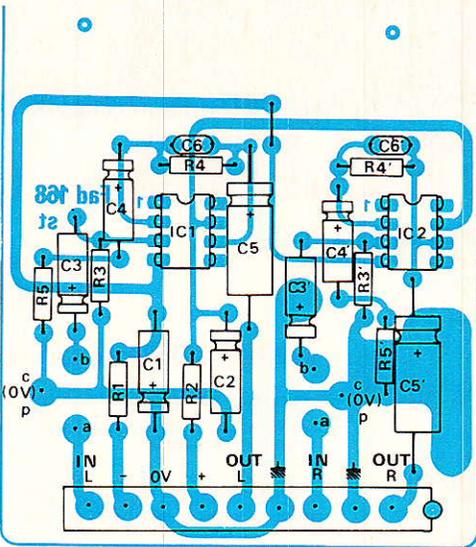


Figure 4a

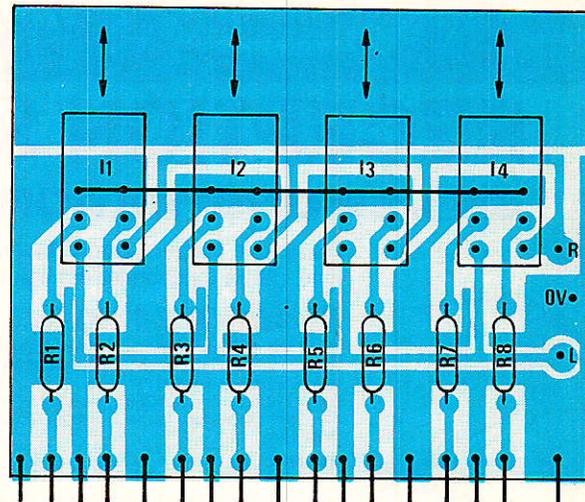


Figure 5

455 : Cablage stéréo

Pas d'erreur apparente, sinon que l'on sait déjà qu'il faut inverser L et R de AUX2 au moment des essais (départs AUX).

456 : Limiteur + adaptation PU des lignes stéréo

— la figure 11 page 100, ne mentionne pas les liaisons côté cuivre : Extrémité de R₄ avec 7 de J₂

Extrémité de R₃₁ avec 5 de J₂
Jonction R₁₆, 17, 43 avec 4 de J₃

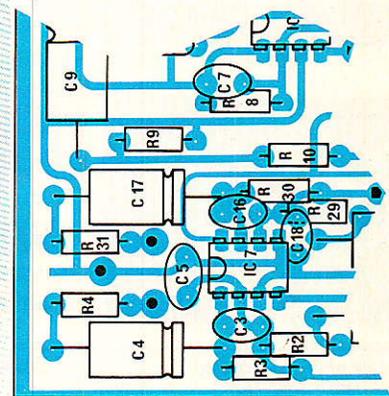
Les photos sont très explicites, et la figure 12 donnait ces infor-

mations (détails figure 6a).

Pour tous ceux qui se sont étonnés que les premières liaisons soient côté cuivre alors que les cosses des connecteurs restaient libres, signalons qu'il aurait été impossible de sortir le module en agissant autrement.

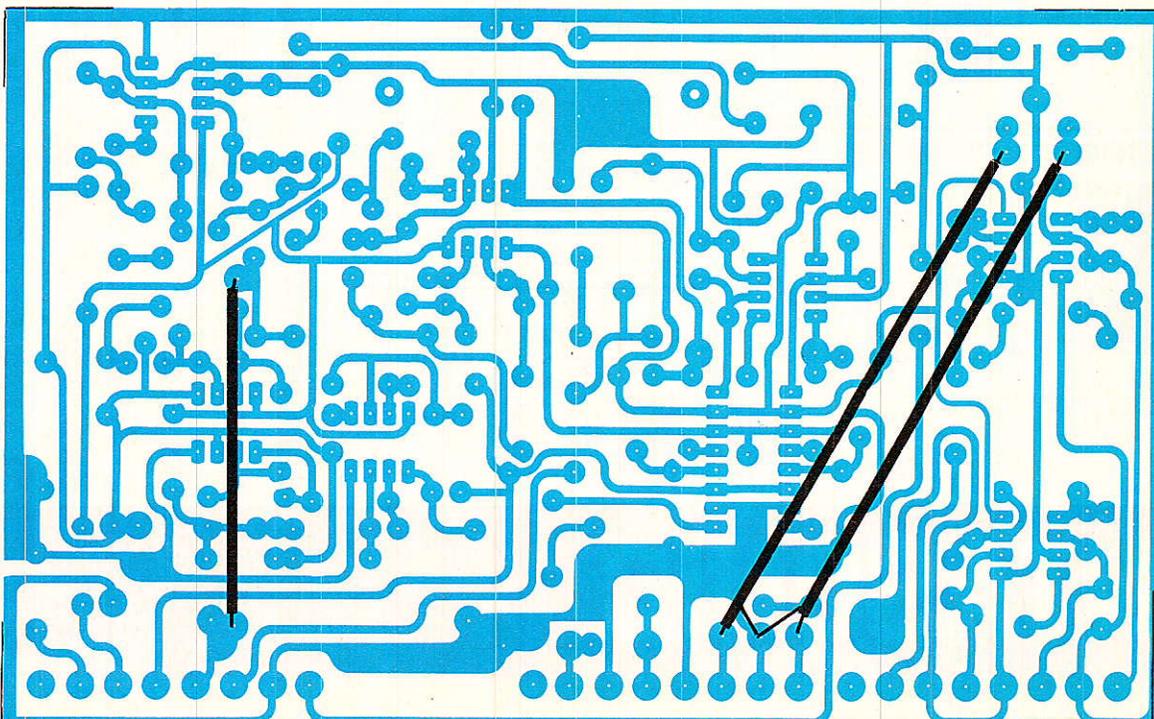
— un point de détail mécanique, au sujet du montage de C₁₈ et R₂₉ : le pastillage de C₁₈ n'est pas suffisamment éloigné de R₂₉ pour autoriser un montage aisé. Si vous n'avez pas encore câblé ce module (c'est bien dommage pour vous !), pensez à percer les trous de C₁₈, en cherchant à les

Figure 6b



Suite page 83

Figure 6a



REALISATION

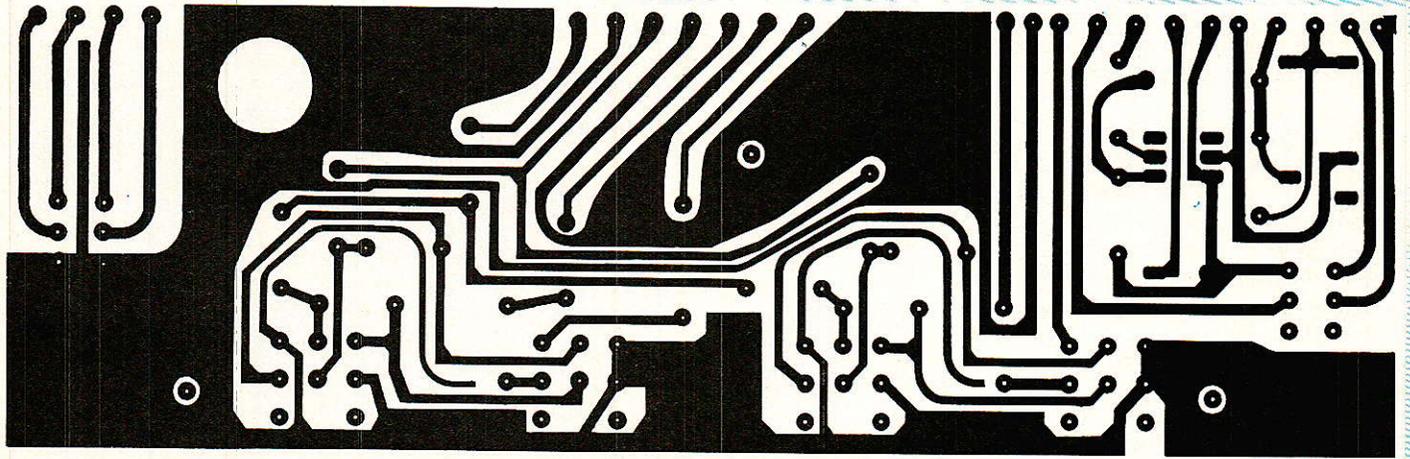


Figure 8

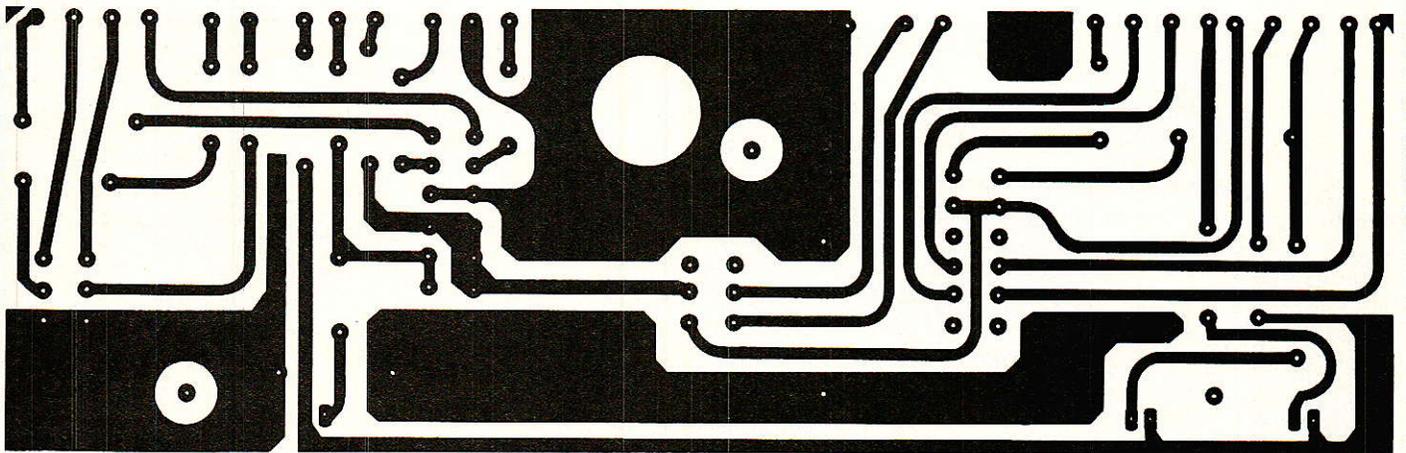
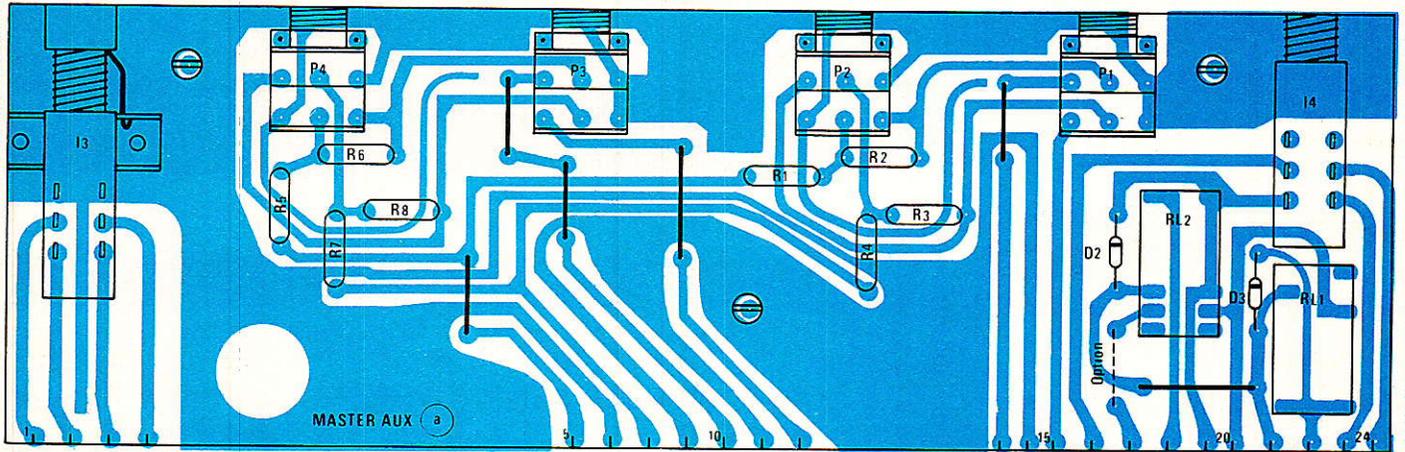
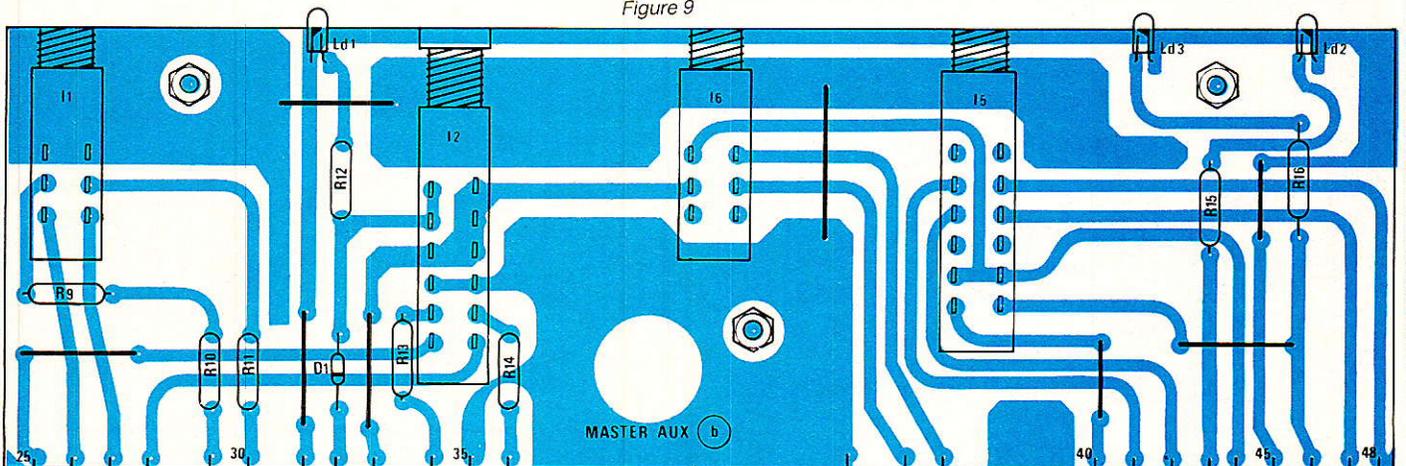


Figure 9



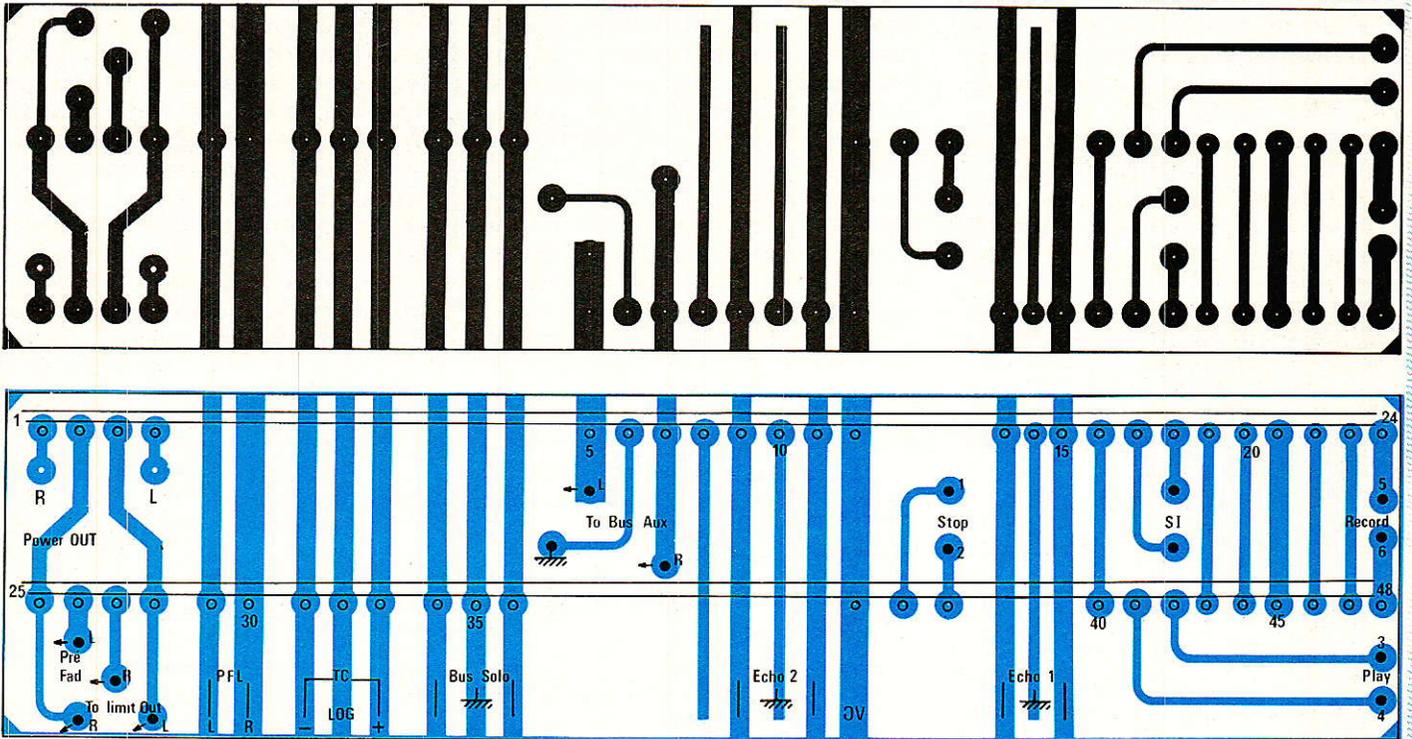


Figure 10

dré cette zone afin que ceux qui ont acheté leurs circuits à la rubrique SERVICES, l'effectuent aussi. Il n'y a rien à démonter : deux coups de cutter, deux straps et le déplacement des deux points de départ vers l'ampli de sortie, rendront l'ensemble conforme au schéma.

— Les corrigés occupent les **figure 8, 9 et 10**

— Ne pas oublier le câble de masse mentionné à la **figure 10**, et qui manquait sur le plan de câblage page 56.

460 : Générateur

Aucune plainte pour ce qui le concerne, sinon qu'il peut parfois être nécessaire de retoucher les résistances talons si l'on n'arrive pas à tomber pile sur la fréquence commutée.

461 : Amplis de casques

— les ajustables sont des TX et non des T7Y - Pin 5 de IC₁ = C₁₅.

— Il faut permuter sur l'implantation page 84, Fig. 3 les positions de R₁₃ et R₁₅. L'erratum paru page 91, numéro 462 était erroné... : ce n'est pas dans la nomenclature qu'il faut changer les valeurs de ces résistances mais à l'implantation (se reporter **figure 11**).

Cette remarque concerne aussi

les CIs de la rubrique SERVICES.

— Sur le schéma page 79, C₃ devrait être polarisé.

— Comme annoncé précédemment, les CIs page 89 sont à oublier.

462 : Echos return

— La **figure 4** page 87 comporte un pastillage inutile entre les broches supérieures des P₁₁ Sfernice, mais cela est sans inconvénient.

— Sur la figure 2 page 84, juste au-dessus de R₃₇ est écrit : AUX1(FB)R = J₃ (12). Il faut corriger par J₃ (10) comme **figure 12**.

463 : Echos send

— l'implantation du CI Fig. 7 page 46 est à l'envers. Vous trouverez le bon sens à la 13.

— c'est au moment du câblage de ce module qu'il faut intervertir L et R de AUX2.

— erreur de nomenclature : C₂ = C₁₄ = C₂₁ = 10 µF, et C₆ = C₇ = 100 µF.

464 : ALIM 1

— page 72, 1^{re} colonne, il faut lire « la maquette doit approcher les 20 kg » et non 5.

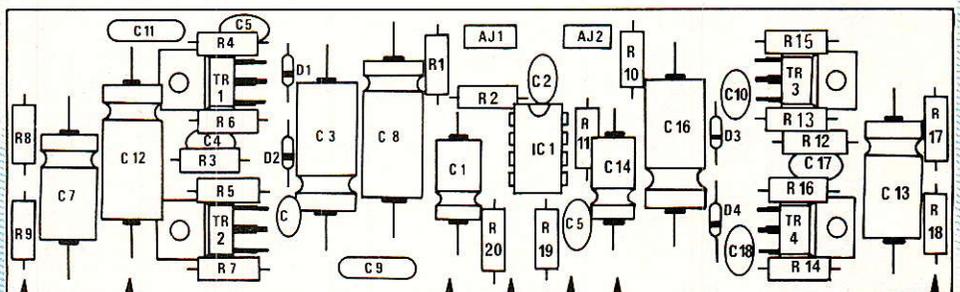
Voilà qui peut sembler considérable, mais il n'en est rien. La console A & C fonctionne parfaitement et seule quelques grossières erreurs (facilement réparables) sont venues s'insérer dans les précieux rouages de notre machinerie.

Mais maintenant le point est fait, et tous les modules doivent fonctionner impeccablement des leur mise en route.

A 65 : ALIM 2

A la figure 4, l'appellation des condensateurs de la partie droite par rapport à l'axe de symétrie de la plaque ne correspond pas à

Figure 11



REALISATION

la logique et donc aux indications portées dans le texte. Ainsi, en place de C_{2/2} doit-on lire C_{6/2}, de C_{1/2}, C_{5/2}, de C_{6/2}, C_{2/2} et de C_{5/2}, C_{1/2}, donc le fidèle reflet de la partie gauche (voir **figure 21**).

Attention toutefois à deux points particuliers au moment des tests

— **BUS « en l'air » !**

En cours de montage, on effectue souvent des tests de confor-

mité — mais tout n'étant pas en place — des surprises peuvent parfois faire perdre un temps précieux alors que tout est logique et en parfait état de fonctionnement.

Ainsi les bus MULTI en l'air (et les autres éventuellement si vous n'avancez pas très vite), créent des situations très particulières : réinjections de MASTER 1 à MASTER 2, prises souvent pour

de la diaphonie, etc...

Le phénomène est tout à fait normal, et nous ne pouvons que vous conseiller de vous reporter au numéro 456, qui traitait du principe de mélange à masse virtuelle... Si vous n'avez pas envie de comprendre (ce qui serait extrêmement dommage), pensez à mettre à la masse les barres bus qui ne sont pas suivies d'amplicis de mélange, et tout ce qui

Figure 12

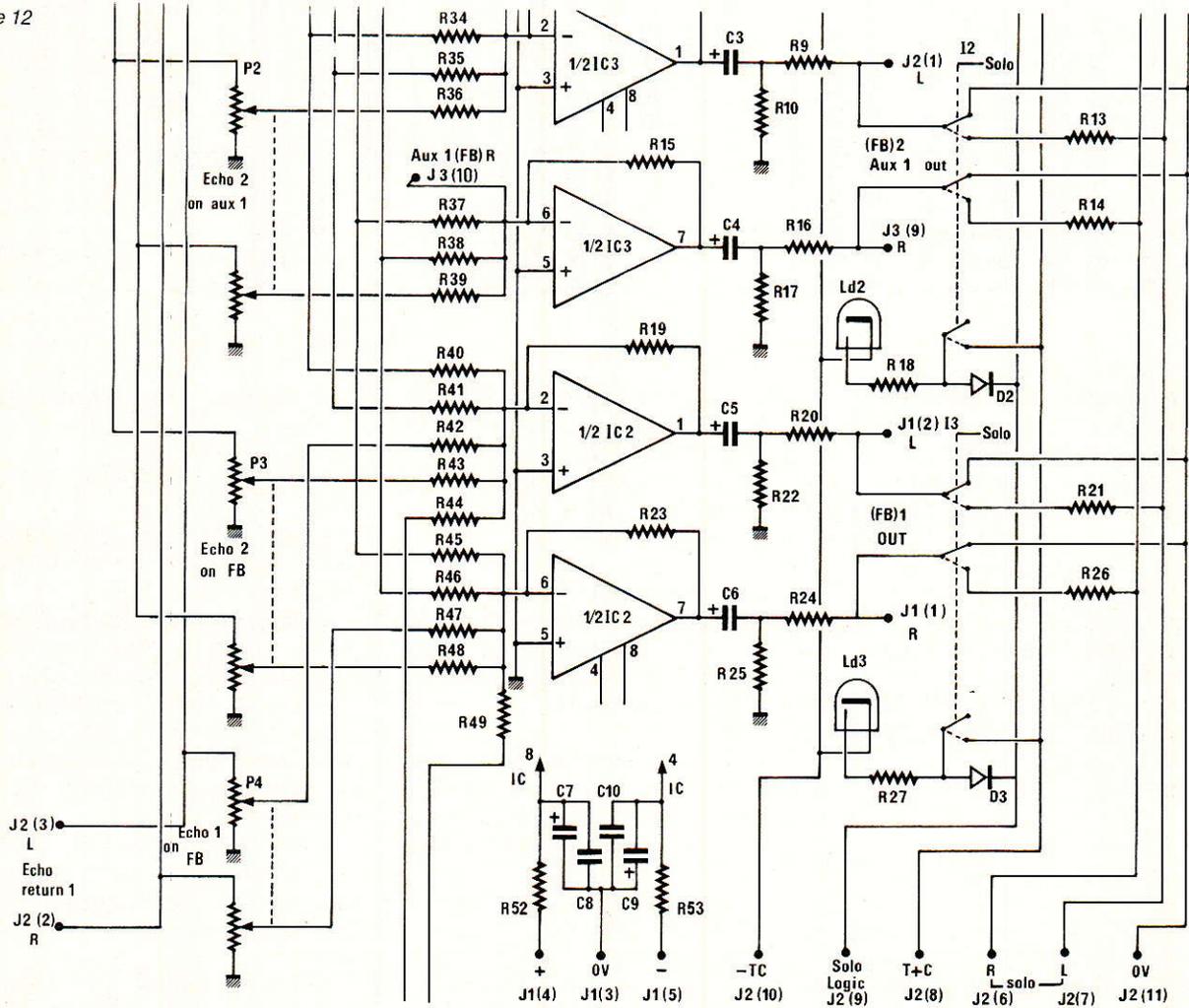
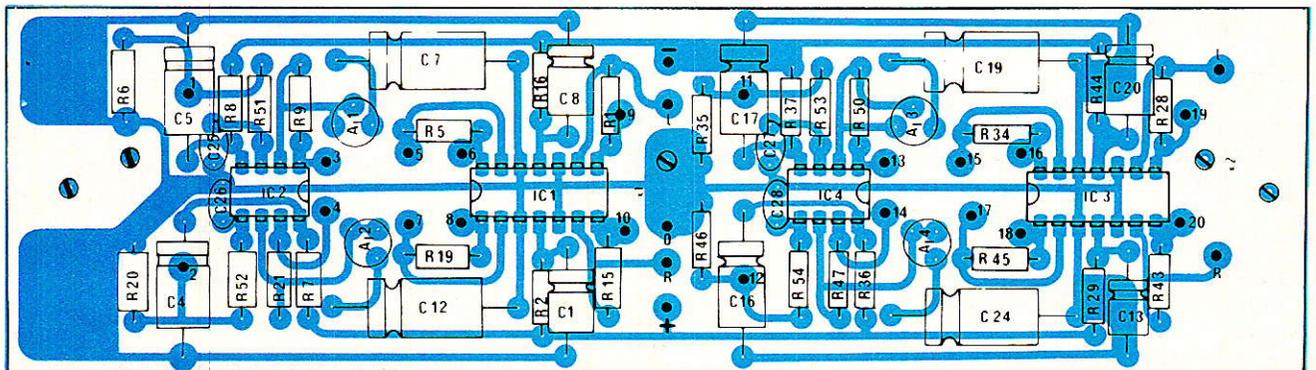


Figure 13



- SG : Sous-groupe
- M/L : Module micro/ligne
- LST : Module ligne stéréo
- CRP : Module correcteur paramétrique
- MLO : Master Line Out
- VU : VU stéréo
- Ve : Virtual Earth = mélange à masse virtuelle
- PFL : Précécoute
- HD : Casque
- ST : Stéréo
- Pan-pot : Panoramique (choix L, R)
- Balance : Equilibre L, R
- DJ : Disc-jockey
- Music : message musical
- Micro : message parlé, ou prélevé
- Machine : entrée ligne
- (NEW = symétrisable sur SONDY).

Figure 14 : Tableau des abréviations.

doit fonctionner ne sera pas gêné par des anomalies... normales. Il est aussi possible (pour les injections bus commutables telles MULTI et MASTER 2), de mettre « OFF » toutes les clés qui se rapportent à des bus non reliés, car chaque commutateur ramène à la masse sa résistance d'injec-

tion. Si tous les commutateurs sont « OFF », le problème est résolu sans soudure...

TESTS Echos :

Pensez aux clés de choix ECHO-FB - pour AUX1 et AUX2 —, qui sont implantées sur le module ECHO-SEND. Si vous les oubliez, vous pouvez y perdre votre latin ! Regardez bien la constitution schématique de ces départs et retours échos (il vous manque actuellement les tampons inverseurs des retours).

Il serait bien difficile de vérifier si ça marche, si l'on ne sait COMMENT ça doit marcher. D'accord ?

Idées

L'auteur s'est rendu compte que bon nombre d'entre-vous hésitaient à s'avancer dans des assemblages personnels. C'est bien dommage, car on ressent une effective envie de foncer, qui est retenue par la crainte de se tromper et surtout d'être déçu.

Ceux qui sont très à l'aise dans cette technologie, exploitent

sans complexe les moindres possibilités de nos modules, et cela apporte de grandes joies à l'auteur. Mais ils sont trop rares, et il suffit de dialoguer un peu avec les moins informés pour constater qu'il faut parfois bien peu de choses pour les remettre sur les rails.

C'est ainsi que nous allons voir quelques configurations possibles, et nous attirerons l'attention des « petits multipisteurs » (4 pistes), sur une version très économique mais excessivement performante, que l'auteur a utilisée pendant 5 ans avec succès. Comme — à notre connaissance — il n'existe aucune similitude avec quelque produit du marché, il semblerait bien que ce soit une idée tout à fait originale qui vous soit proposée une fois de plus dans Radio-Plans.

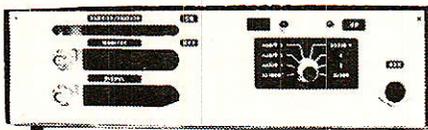
Pour la suite de ce texte — et pour les figures —, nous utiliserons quelques abréviations classiques, dont nous donnons toutefois la traduction dans le tableau récapitulatif visible figure 14.

S.C.E.M.P. 74, rue du Faub. Saint-Antoine
75012 Paris - Tél. : 43.43.76.90
CCP Paris 13 08 58 2C

NOUVEAU, UNIQUE AU MONDE, qualité professionnelle
Simulateur d'émissions TV par Satellites, générateur de signaux de 0,95 GHz à 1,7 GHz tunable ou non, entrées auxiliaires Pal/Secam/D2 MAC..., permettant la mise au point sans antenne parabolique ni accessoires de celle-ci, du démodulateur et du tuner. Ex. : celui décrit dans **Radio Plans n° 464** et nos suivants **2 840 F**

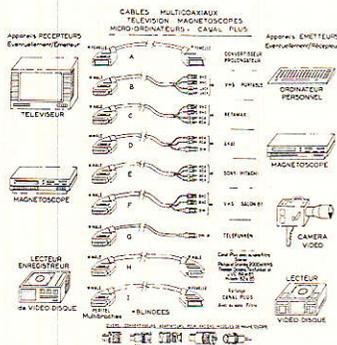
Adaptateur pérîtélévision destiné aux transformations des TV Noir et Blanc et Couleur dépourvus de prise péritel permettant les branchements : Décodeur Canal +, Décodeur D2 MAC Paquets, Démodulateur satellite..., à monter : **640 F**
montage par nos soins : **980 F**

Décodeur D2 MAC PAQUETS **8 400 F**
Générateur de MIRES D MAC - B MAC - C MAC **4 600 F**
sorties en 0,95 GHz à 1,7 GHz et/ou en R.V.B.



CÂBLES PÉRITÉLÉVISION

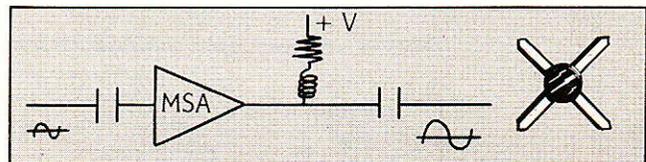
- A 142 F
- B 130 F
- C 124 F
- D 132 F
- E 123 F
- F 137 F
- G 122 F
- H 98 F
- I 106 F



AMPLIFICATEURS CASCADABLES 50 - 75 Ω

Applications :
étages amplificateurs F.I. DC - 4 GHz

Exemples : - F.I. convertisseurs TVRO
- pré-ampli. T.V. ...



Gains : 8,5 à 30 dB
Prix indicatif : 30 à 50 F T.T.C.

PROGRES DIFFUSION

4, rue Paul-Bert - 92150 Suresnes
Tél. : (1) 45.06.40.85
Télex 610 994 - Télécopie (1) 47.72.99.32

CDB burcepud 1098

Les sous-groupes

Si vous êtes nombreux à nous demander comment en construire sur console, grand nombre d'entre-vous se demande « à quoi ça sert ». Pourquoi ne pas répondre aux deux questions simultanément ?

Quand on est en face d'une table de mélange recevant une quantité de sources différentes, on se rend rapidement compte qu'il serait bien utile d'affecter un réglage de volume général, à chaque ensemble sujet à suivre les mêmes évolutions d'amplitude. C'est ainsi qu'il est de coutume de regrouper sous un même fader, l'ensemble soigneusement dosé que représente une prise batterie, ou claviers, ou chœurs, etc...

Si l'on ne disposait pas de cet ouvrage, il faudrait modifier chaque réglage individuel, ce qui est impossible à faire en temps réel, sans rompre l'équilibre du mélange.

Ces « sous-faders » qui verront le produit de leur travail mélangé avec celui de leurs confrères dans les voies master, s'appellent fader de sous-groupe. Mais si l'on va plus loin dans la démarche, on se rend compte qu'il serait intéressant de pouvoir modifier la bande passante, la balance, etc... de ce pré-mélange.

Le sous-groupe est né : une tranche complète est affectée au traitement de ce mélange, et permet de ce fait, d'effectuer toutes les interventions possibles, telles que l'injection en FB du mélange total, sans passer par un mixage individuel FB de toutes les sources le définissant.

Il nous semblait avoir donné tous les éléments nécessaires à l'établissement d'un tel système (ce qui est exact), mais trop implicitement à l'évidence.

Aussi trouverez-vous 3 idées de sous-groupes dans ces lignes.

La figure 15 en dévoile déjà deux. La version de base part du principe que chaque départ MULTI et MASTER2, est assimilable à un départ sous-groupe. Dans notre cas, la simple adjonction d'un étage de mélange par bus — tel que celui décrit pour les essais dans le numéro 455 page 88 —, permet de disposer de signaux acceptables par un autre réseau de tranches stéréos (SG1 à 5), qui seront à nouveau mélangées dans MASTER 1 et 2.

Une extension possible, conduit à compléter les 5 sous-groupes ainsi constitués, par 5 départs MULTI, qui viendront commander 4 MASTERS (3 à 6) supplémentaires.

Bien sûr, les bus de ces départs MULTI ne seront pas reliés aux précédents !

La ligne MASTER 1 (des tranches d'entrées), est inutilisée puisque non commutable (sur SONDY elle l'est, et il y a 16 départs multi au lieu de 8).

Ce principe conduit à ce que la ligne MASTER 1 (finale) devienne un excellent départ enregistrement, puisqu'il comporte le mélange de tous les sous-groupes.

Il faut noter que pour attaquer les MASTERS 1 à 6, il n'est pas nécessaire de prévoir d'autre système de mélange que celui qui est inclus aux modules « limiteur ».

La troisième version, encore plus spécifique à la scène, est donnée à la figure 16 : Elle est encore moins coûteuse que la précédente puisqu'elle ne nécessite pas la présence des départs multi. Par contre, elle correspond

Figure 15 Création de sous-groupes.

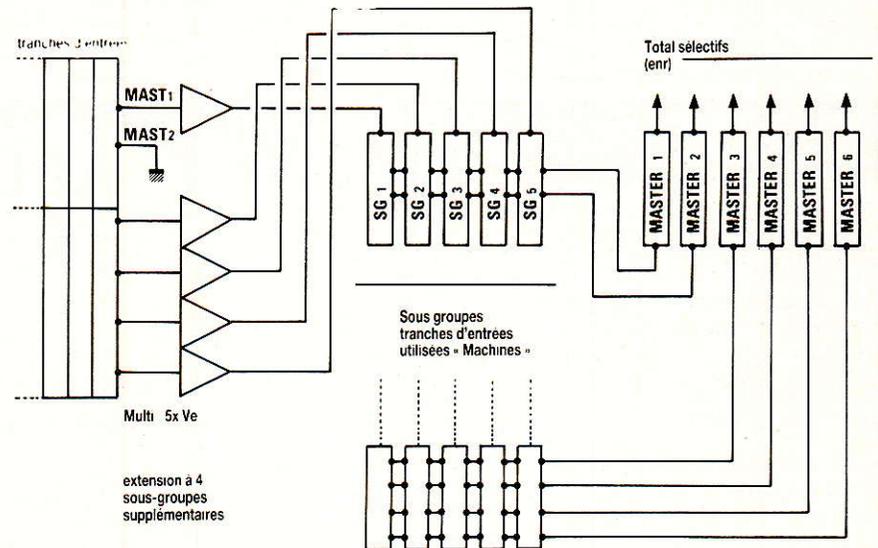
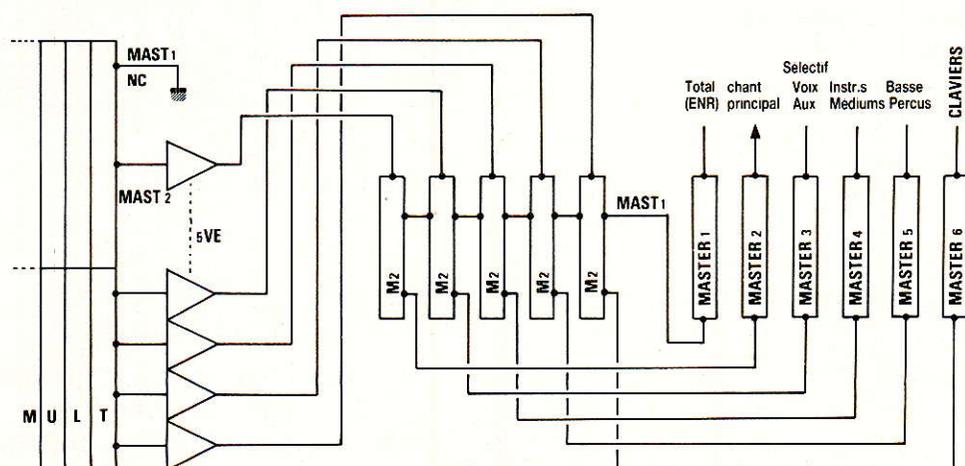


Figure 16 : Une solution plus spécifique à la scène et à la multi-amplification.



bien aux vues de l'auteur, car ces sous-groupes étant surtout destinés aux prestations scéniques, la multi amplification s'impose... A vous de choisir et de tirer vos propres conclusions !

Afin de rassurer nos amis lecteurs qui destinent leur console à l'enregistrement multipiste, précisons tout de suite que Sous-groupes et Masters finaux, feront partie de la console annexe dite MULTI. Il s'agira ici, d'attaquer les entrées « enregistrement » du multipiste, et de ce fait les sous-groupes seront directement issus des clés de choix « multi ».

Sonorisation mono

La sonorisation des lieux de culte et des salles de conférences ne devrait se différencier des grosses installations, que par sa petitesse... Mais trop fréquemment, sous prétexte de petits besoins, on propose n'importe quoi, pourvu que « ça fasse du bruit ». Si vous croyez que l'auteur passe son temps à renâcler, pensez à tester une des plus importantes marques de matériel de sonorisation française (celle qui fait partie des rares à s'être implantées aux USA avec succès) : injectez une source musicale sur une entrée ligne, coupez son volume individuel, puis ouvrez une voie micro... Miracle, on entend de la musique ! Il ne manque que les découplages d'alims sur les cartes préamplis, pour tant enfichables !

Les durs à convaincre pourront suivre le chemin de phase « en croix » des colonnes sonores... ou constater de visu, que pour le prix, leur dévoué curé aurait mieux fait d'investir dans une belle voiture anglaise, puisque condamné à se faire entendre en poussant la voix et en baissant la sono.

La figure 17 représente une conception classique, réalisable très aisément avec quelques-uns des modules décrits, et digne de vous permettre l'accès direct au paradis :

3 entrées MICRO pour AUTEL, LECTEUR et AMBON, auxquelles on pourra si le besoin se fait sentir, ajouter LECTEUR 2 et AMBON 2.

1 entrée LIGNE STEREO, câblée mono, pour le sacrosaint magnétophone à cassettes des

Figure 17 - Sonorisation mono (eglises, salles de conférences).

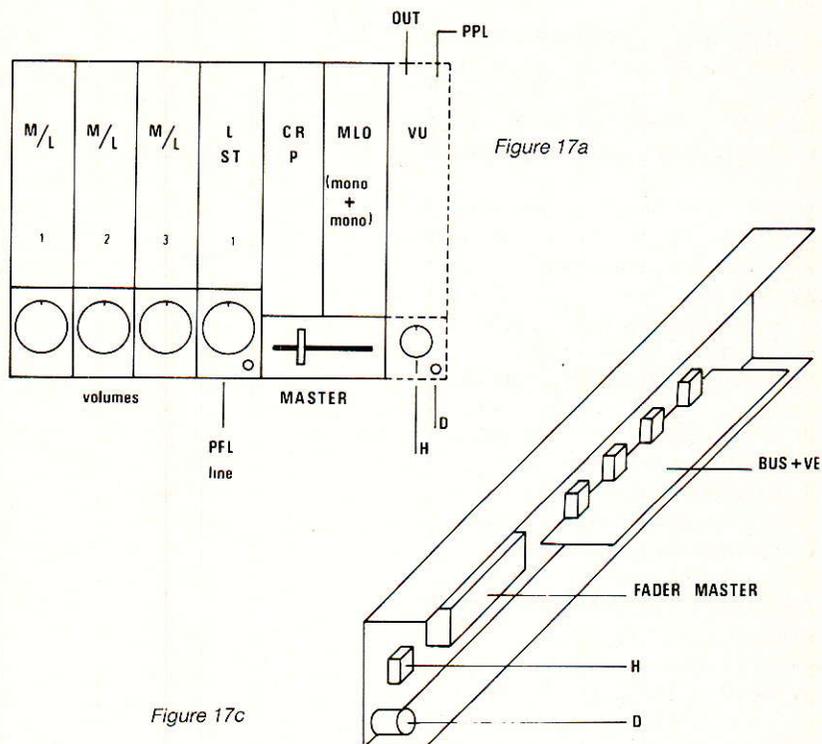


Figure 17c

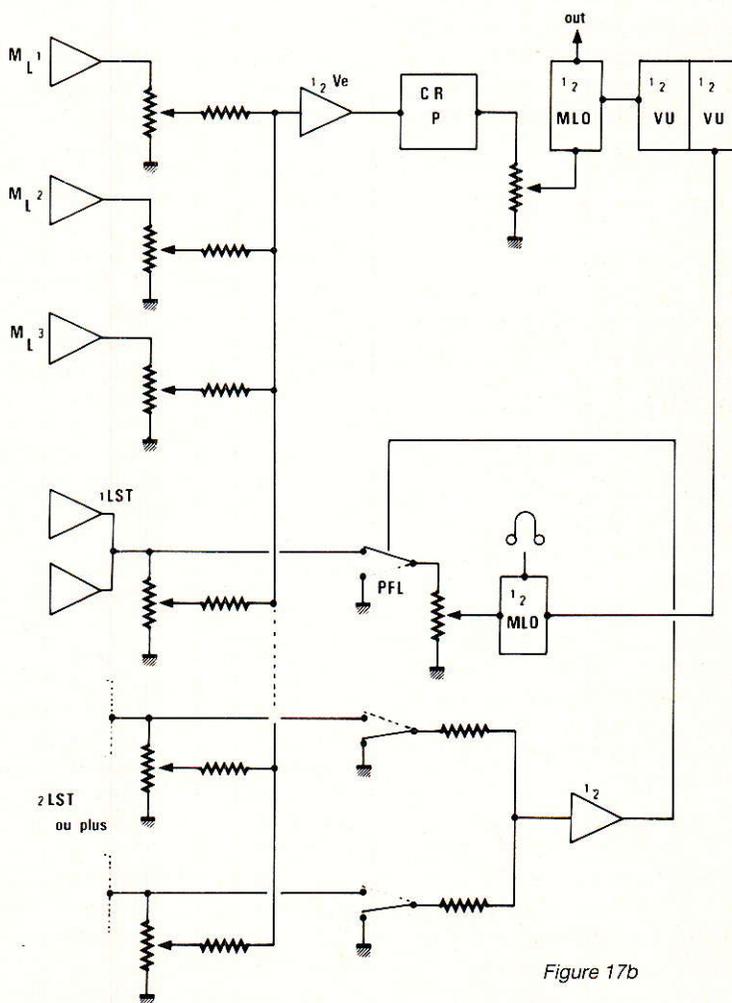


Figure 17b

cérémonies de noces, et fêtes diverses.

1 correcteur paramétrique mono, utilisé ici en correcteur général.

1 ampli de sortie MLO (1/2).

Cela donne déjà en son d'enfer !

En option luxe, on peut ajouter une préécoute sur le canal musique ainsi qu'un demi MLO pour le casque et un VU complet pour master et PFL (ce qui évitera d'entendre BLACK SABBATH en lieu et place de la Marche Nuptiale...)

Cette formule peut s'étendre encore à plusieurs lignes « musicale ». La **figure 17** donne en « a » une idée de présentation, en « b » l'organigramme évolutif, et en « c », une façon de concevoir la partie basse, excroissance de nos modules.

Avant de clore ce paragraphe, l'auteur tient à ce que son Ami, l'abbé Vial (Maître nationalement reconnu en mécanique cinéma, spécialiste 9.5 mm, etc...) soit assuré de son profond respect ; et lui demande de lui réserver une place au paradis, à la seule condition que les « AT » 104 et 2104 soient acceptés !

Pre-mixer stéréo

Extension du montage précédent — mais plutôt destiné à la scène — le pré-mixer stéréo permet de sous-grouper de façon économique, ou d'étendre une console un peu trop courte.

Extrêmement utilisé dans le milieu professionnel (car non-fumeur mais super-efficace), il faut se souvenir de lui, et savoir comment le construire. La **figure 18** donne quelques indications, suffisantes pour investir sainement : « a » possibilité d'assemblage mécanique, « b » panpot conçu à l'aide d'un potentiomètre double log-antilog monté à l'envers, et « c », une autre façon d'établir une commutation PFL.

Approche d'un club discothèque

Approche seulement, car dans ce domaine, chaque cas particulier doit être assisté d'une étude spécifique.

Toutefois il demeure des lois

Figure 18 : Pre-mixer stéréo (ou mini sono stéréo).

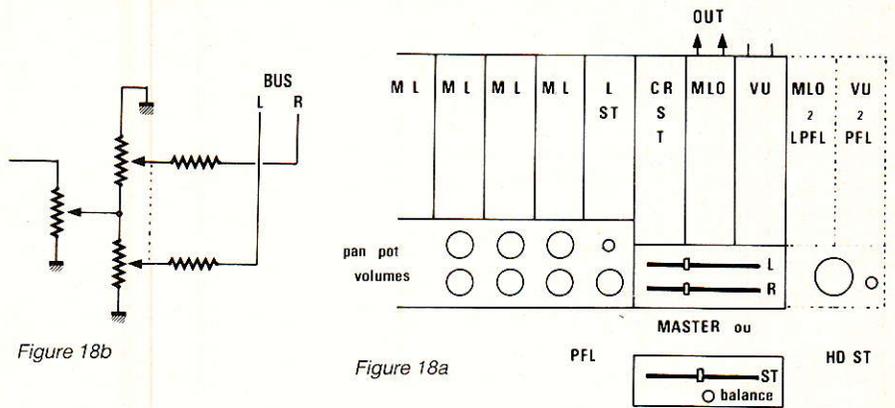


Figure 18b

Figure 18a

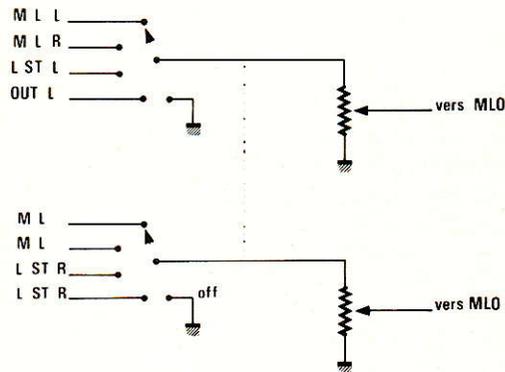


Figure 18c

communes à toutes les analyses, et c'est ce que nous allons essayer de voir ensemble.

Pour avoir l'honneur d'être le concepteur d'un CLUB (JPS), l'auteur se fait un plaisir de vous dévoiler une partie des structures qu'il met en place pour son ami Jean-Pierre Salas. Une partie seulement, car certains points innovent dans le domaine, et nous réservons à cet ami la primeur du résultat. Vous ne nous en voudrez pas ? Dès qu'ils seront testés, nous vous les offrirons.

La **figure 19a** donne un aperçu de l'implantation réelle retenue car nous utilisons nos modules, mais nous les montons à l'intérieur d'un chassis CIT de 24 tranches.

C'est pourquoi on trouve les voies « Micro » étalées sur deux emplacements. Les voies « MUSIQUE » sont quant à elles, dépourvues de correcteurs indépendants, mais passent par un correcteur stéréo à la sortie du mélange.

La **figure 19b** donne un exemple de sous-groupes programmés, et l'on observera attentivement le principe des mélanges successifs. La **figure 19c** représente une partie de la salle, et cela conduit à mieux comprendre

les solutions retenues : Deux canaux d'amplification distincts sont installés. Tous les deux recevront la modulation « MUSIQUE ». L'un restituera en plus les voies MICRO en provenance de la scène, l'autre l'animation des DJ's.

La raison de ce choix est due aux problèmes de larsen, qu'il est hors de question de tolérer dans ce genre d'endroit (ni ailleurs !)

La console réelle est beaucoup plus complexe que ce qui vous est dessiné, mais le principe reste néanmoins applicable partout où l'on souhaite disposer de modulations sélectionnées.

Une originale « MULTI 4 »

Si vos moyens sont très limités et que vous soyez astucieux, il vous sera possible d'obtenir d'excellentes performances alliées à une souplesse remarquable, en suivant l'idée que nous avons mise en application — avec succès — pendant de nombreuses années, et dont le synoptique est visible à la **figure 20**.

— 9 tranches Micro/ligne suffi-

Figure 19 : Exemple club-discothèque.

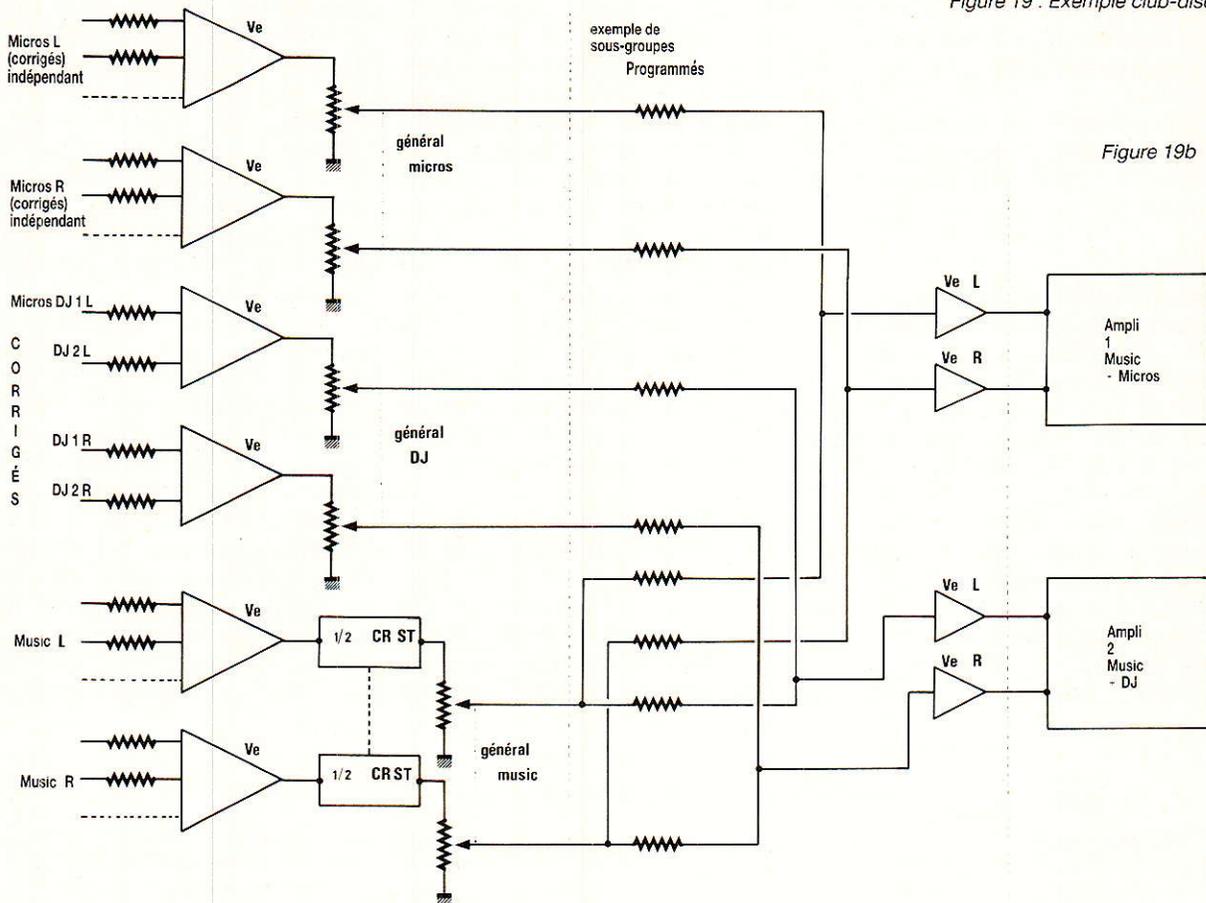


Figure 19b

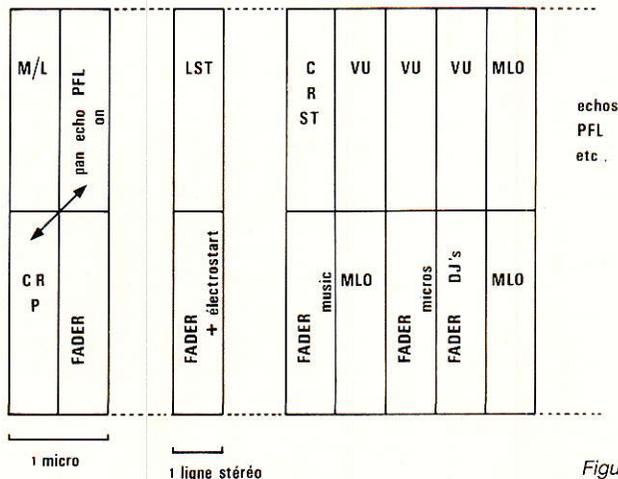
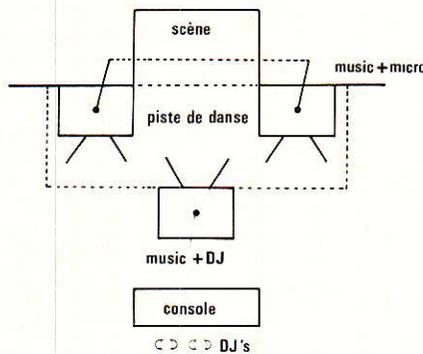


Figure 19a

sent, dont une est exclusivement réservée aux chambres à échos.

— 8 micros sont utilisables pour les prises et 8 voies accessibles aux lectures du multipiste. De ce fait, il serait possible sans autre désagrément qu'une petite perte de confort d'utilisation, d'exploiter ce système avec un 8 pistes.

Mais arrêtons nous aux 4 pistes pour l'instant. Le principe est le suivant :

— Les lectures MULTI sont reliées aux entrées Machine des tranches 6 à 9.

— Toutes les entrées Micro des voies 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8, 9, sont disponibles dans le studio de prises.

— Les 4 lignes Machine des tranches 1 à 4 sont libres de recevoir des platines tourne-disques (ou les lectures 5 à 8 d'un 8 pistes !) La grande astuce réside dans le fait que l'on peut disposer de 3 bus Master différents : 1 à 9, ou 1 à 4 et 6 à 9. La tranche écho étant commutable au bus que l'on veut.

REALISATION

De plus, chaque tranche possède une sortie directe et une prise insertion (la sortie directe isolant la tranche concernée du bus Master).

Ceux qui manipulent souvent ont déjà compris l'immense souplesse de cet agencement super-économique !

Exemples :

— 4 micros suffisent pour une prise mono sur une piste = séparation des bus, micros sur 1 à 4, panoramiques tirés à gauche, sortie gauche du bus AB sur l'entrée 1 du multi. Prise de son. Ecoute de contrôle cabine en monitor si le bus CD est sur l'ampli de cabine. Mais rien n'empêche de mettre l'ampli de cabine sur AB et un casque sur CD.

Retour de prise en studio : CD sur l'ampli de studio, (tranches 6 à 9 sur MACHINE). Le REMIX est donc possible, même avec un

écho fictif (5 sur CD), et ce sans toucher aux réglages de 1 à 4.

— 8 micros sont nécessaires pour une prise batterie en 4 pistes, avec la grosse caisse (patate...) seule sur 1, la caisse claire seule sur 2, et le reste en stéréo sur 3 et 4 = patate et CC en sorties directes vers 1 et 2, bus couplés, AB sur 3 et 4.

Remix linéaire au choix sur FB 2 au casque (mono), sur ampli de studio relié en FB2 (mono), sur ampli de studio en CD (stéréo), mais à condition de relever la balance des pan-pots avant de jongler avec (au cas — improbable — ou tout ne serait pas parfait !)

— Tracking 4 vers master 2, avec dédoublement des voies et filtrage de pseudo-gauche et droite = 6 à 9 sur MACHINE, 6 à 9 dédoublées vers MACHINE 1 à 4, bus couplés, MASTER tape en AB. Pratique du dédoublement 9-4

par exemple : la caisse claire arrive sur 9 et 4 simultanément, 9 est sélectif en fréquence et tiré gauche, 4 est aussi sélectif, mais sur une autre fréquence, et tiré droite. Un peu de réverb bien panoramiquée (croisée), et l'on peut obtenir soit un respectable effet stéréo, soit une purée innommable si l'on ne prend pas le temps de chercher un peu la bonne balance...

— Reprise d'une banche tracking et adjonction de 2 micros simultanément ; et ce sur 2 pistes du multi = Master (tracking) sur machine des voies 3 et 4 (pan-pots L et R), micros sur 1 et 2, bus coupés, multi sur AB.

ETC, ETC... Seule votre imagination calera, si vous prenez soin de construire des panneaux de brassage copieux et de disposer des câbles adéquats !

La conception d'une tranche est donnée figure 20b. Si vous ne

Figure 20 : Conception originale « Multi 4 » (très performante et économique).

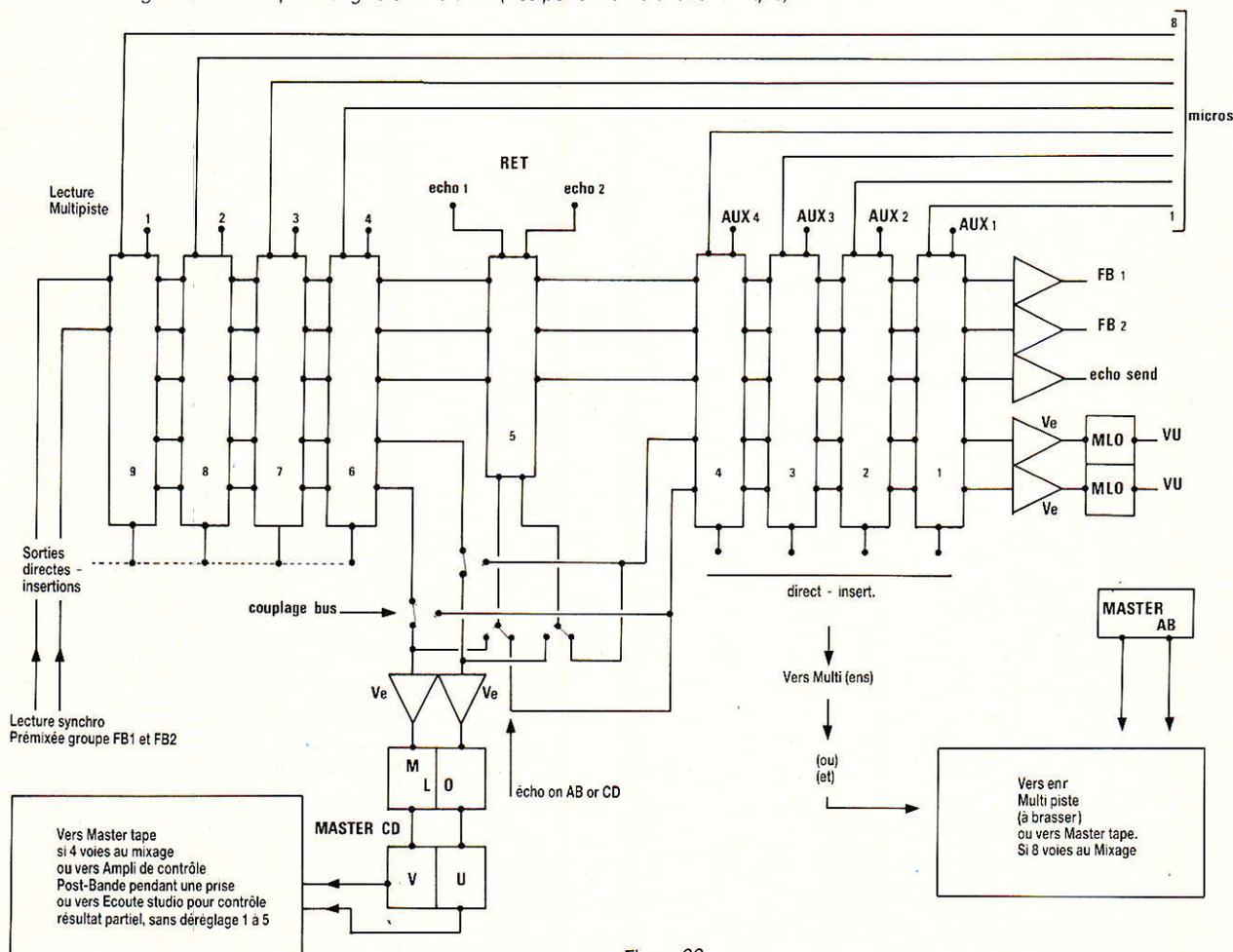


Figure 20a

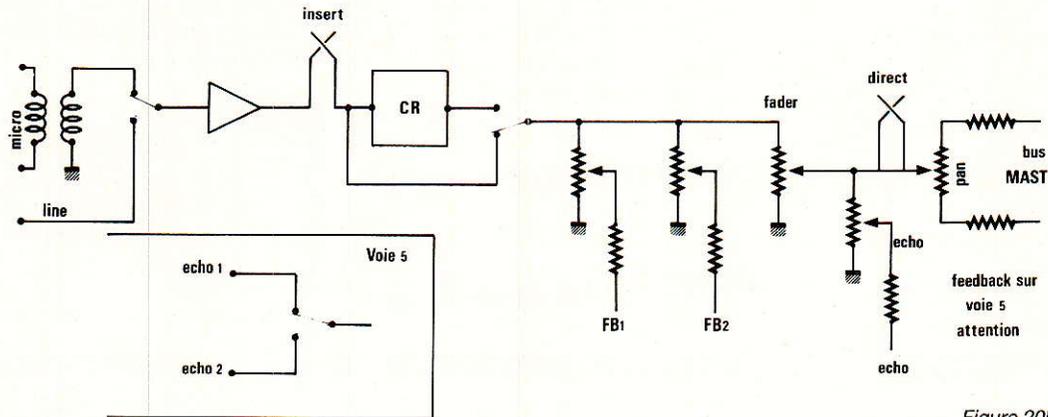


Figure 20b

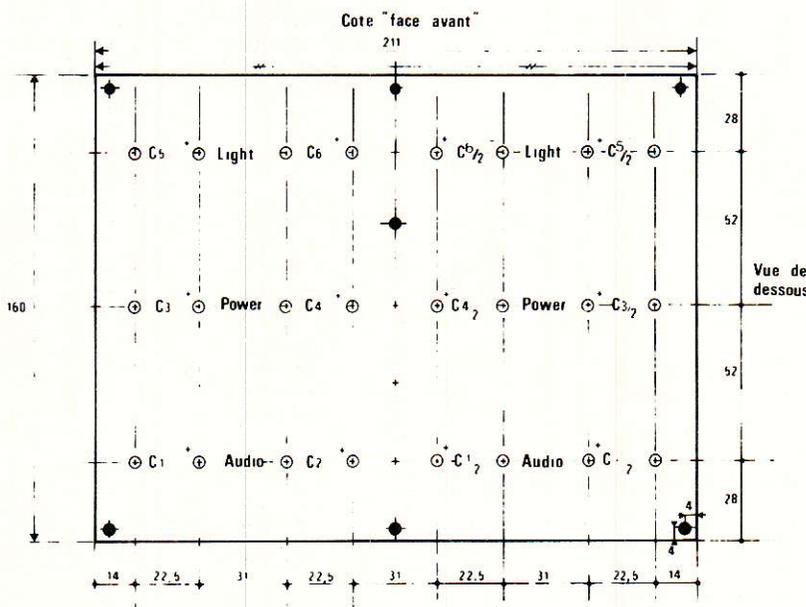


Figure 21

voyez pas la ressemblance avec ODDY (ou SONDY), nous ne pouvons rien pour vous : Seule la coupure des bus entre en jeu !

Sans vouloir insister, vous ne pouvez faire mieux en rapport performances qualité/prix. Si vous « entrez DANS le schéma », vous tirerez des possibilités considérables de ce petit ensemble, et c'est avec l'expérience de 6 ans d'utilisation que « A » « C » peuvent témoigner avec vigueur... Surtout que même le passage en 8 pistes ne remet pas la structure en cause : un bus REMIX, et les contraintes disparaissent.

Voilà un petit tour d'horizon qui, nous l'espérons, vous apportera le coup de pouce qu'il fallait pour vous permettre de vous envoler vers des réalisations personnelles hardies, ou simplement efficaces.

Pour éviter de paniquer, sachez qu'une extension bus (double) est prévue sur ODDY !

Conclusion

Aie, aie aie..., l'auteur entend déjà les super-pressés dire « ça y est, il reporte la liaison

ALIM — console, au moins prochain ! ».

Et bien oui, mais corriger les erreurs était nécessaire, répondre à vos demandes aussi.

Le mois prochain, nous rattrapons le temps — perdu ? —, et nous construirons les bus ALIM définitifs, le point de masse, et le module de contrôle ALIM ainsi que les amplis de retours échos.

Restez patients, soyez soigneux !

N'hésitez pas à appeler l'auteur sur sa ligne directe si vous avez un problème, mais certaines plaintes seront malvenues : « j'ai acheté à prix d'or un jeu de circuits imprimés pour les MASTER AUX (chez Dupont), et ça ne marche pas ! ».

NOTA : L'alu-nouveau est arrivé à la rubrique SERVICES. Renseignez-vous auprès du CLUB AC, 33, rue de la Colonie 75013 PARIS, pour TOUS vos chassis (ODDY, SONDY, MULTI, perso ?). Des ensembles prêts à assembler sans usinage, à vos cotes — grâce à la mise en fabrication de profilés spécialement conçus par votre serviteur — vous y attendent !

Bon courage travaillez bien, et pensez à envoyer des photos de Votre console à l'auteur.

MERCI !

Jean Alary

Nota : Un grand merci à messieurs Biesen et Ponthus pour leur aide précieuse dans la détection des erreurs.

Indicateur d'accord

TV Sat

Comment, avec un récepteur TV par satellite, juger de la qualité de l'accord sur une station. Les installateurs professionnels ont, pour cette manipulation, une recette que nous vous livrons.

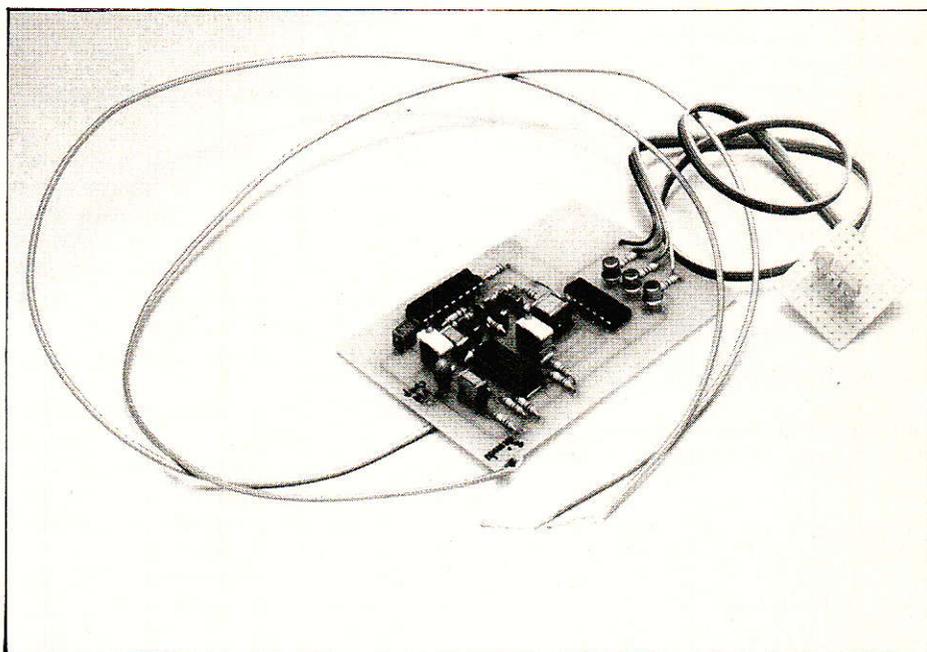
Lorsque la fréquence est trop basse les sparklies sont noires, trop haute les sparklies sont blanches, si l'accord est bon l'image est nette. Dans la pratique, ces affirmations sont entièrement vérifiées mais pourquoi recourir à une telle recette ? Simplement parce que les récepteurs ne sont pratiquement jamais équipés d'indicateur d'accord. Avec la réalisation que nous vous proposons dans les pages suivantes, cette lacune est comblée. Pour juger de la qualité de l'accord, on dispose donc des informations : luminance des sparklies qu'il faut simplement traduire en termes de signaux électriques utilisables.

Après traitement, le résultat peut être utilisé par le système gérant l'accord pour compenser un éventuel désaccord ou dérive ou simplement être affiché pour renseigner l'utilisateur.

Dans le précédent numéro, la description des démodulateurs Plessey SL 1452 et SL 1455

comprend la fonction de transfert : tension de sortie en fonction de la fréquence d'entrée. Ces courbes

nous serviront de base pour l'exploitation du principe de l'indicateur d'accord.



Détection d'accord

Le schéma de la figure 1 rend compte de l'allure de la fonction de transfert du démodulateur Plessey type SL 1455. Lorsque la fréquence d'entrée varie entre $f_c + \Delta f$ et $f_c - \Delta f$, la tension de sortie varie de V_1 à V_2 , et V_1 est inférieure à V_2 . $V_2 - V_1$ est fonction du coefficient de surtension du circuit RLC parallèle déterminant la fréquence centrale.

Pour ce circuit la tension de sortie vaut environ 2,5 V lorsque la fréquence d'entrée est égale à la fréquence de résonance du circuit RLC.

L'accord correct peut facilement être détecté en moyennant le signal de sortie du discriminateur : un simple intégrateur suffit. La tension de sortie résultante est bien sûr fonction du contenu de l'image. Elle varie donc entre $2,5 + \Delta V$ et $2,5 - \Delta V$. L'expérience montre que ΔV ne dépasse

jamais 100 mV avec un filtre passe-bas adéquat.

Nous disposons donc de deux frontières 2,4 V et 2,6 V qui délimitent trois régions telles que :

— si la tension est inférieure à 2,4 V, la fréquence d'entrée est trop haute et donc la fréquence d'oscillateur local est trop basse,

— si la tension est comprise entre 2,4 et 2,6 V, l'accord est correct.

— si la tension est supérieure à 2,6 V, la fréquence d'entrée est trop basse et donc la fréquence d'oscillateur local est trop haute.

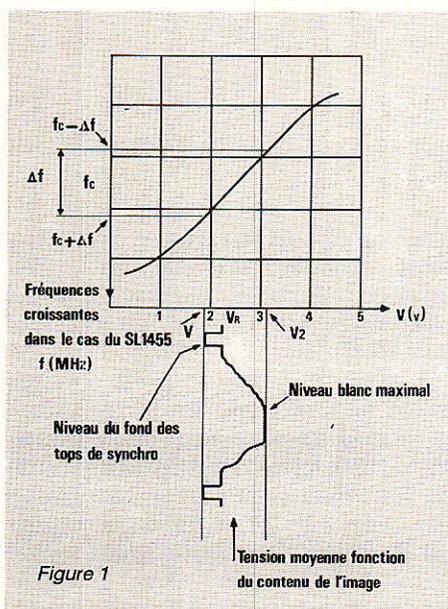
Avec un discriminateur du type SL 1452, fonction de transfert inversée, le phénomène s'inverse.

Dans tous les cas, nous considérons que la fréquence de l'oscillateur local est supérieure à la fréquence à recevoir et il ne peut raisonnablement en être autrement.

La détection d'accord et la génération de signaux de commande automatique de fréquence par ce procédé est d'une mise en œuvre extrêmement simple. La visualisation de la CAF n'apparaît pourtant que dans de très rares cas : recherche des stations manuelle à l'aide d'un potentiomètre.

Fonctionnement de la commande automatique d'accord

Imaginons un système bouclé par des signaux provenant



d'une détection de niveau sur la tension de sortie moyennée.

Comme pour tout asservissement, la position d'équilibre est maintenue grâce aux informations de sortie par contre-réaction.

Si la tension de sortie passe au-dessous de 2,4 V, la fréquence de l'oscillateur local remonte et la tension de sortie reprend une valeur normale. Si la tension passe au-dessus de 2,6 V, la fréquence de l'oscillateur local diminue et la tension de sortie est de nouveau comprise entre 2,4 et 2,6 V.

Classiquement, le système de commande automatique de fréquence doit être déverrouillé pendant la phase de recherche des stations. En effet lorsque l'accord sur une station est obtenu, et lorsque l'on force le déplacement de la fréquence d'OL vers une autre station, le système contre-carre cet effet.

Amélioration du système

En absence de signal la tension moyenne de bruit est identique à la tension qui serait obtenue avec une fréquence d'entrée valant exactement f_c . Ce qui signifie que l'accord est parfait. C'est une des faiblesses du système que nous avons cherché à compenser.

L'amélioration consiste simplement en l'adjonction d'une condition supplémentaire : reconnaissance d'un signal TV. Pour générer ce signal, on prélève à la sortie de la carte de traitement vidéo le signal vidéocomposite. Un classique circuit jungle délivre l'information TV ou non TV. En additionnant cette information aux trois informations dues aux deux frontières 2,4 et 2,6 V, on aboutit au système final. Dès qu'un signal est identifié comme un signal vidéo TV, la CAF entre en action. Dès le début de la recherche l'identification disparaît et le système est déverrouillé.

Utilisation

Avec un ensemble d'accord par synthèse de tension, les signaux de sorties seront effectivement utilisés pour compenser l'accord.

On pourrait imaginer un système à M213 SGS ou M193 déjà décrit dans Radio Plans.

Avec un système par synthèse de fréquence, les signaux peuvent n'avoir aucune action sur le programme du synthétiseur. Trop rapidement, on en déduirait qu'ils sont inutiles. Grossière erreur, ils facilitent le positionnement du synthétiseur sans qu'il soit nécessaire de guetter l'apparition et la disparition des poisons noirs et blancs sur l'écran.

Le schéma de principe

Le schéma de principe adopté est représenté à la figure 2. Les deux signaux d'entrée sont : le signal de sortie du discriminateur et le signal de sortie de la carte de traitement vidéo.

Le signal vidéocomposite désaccentué et clampé attaque le circuit IC₃ : TDA 2595. Aucune des sorties classiques : sortie ligne, trame, synchro composite ou sandcastle n'est utilisée. Seule la sortie identification TV, disponible à la broche 7 du circuit, est utilisée pour le déverrouillage des informations logiques.

Le signal de sortie en provenance du discriminateur est intégré par un filtre sommaire, R₁, C₁, mais suffisant. La tension de sortie résultante est en permanence comparée à deux références délivrées par le pont R₁₇, R₁₈, R₁₉ et R₂₀. Un quadruple comparateur LM 339 délivre les informations : tension trop haute, trop basse et leur complémentaire.

Lorsque la tension intégrée n'est ni trop haute ni trop basse, la sortie 11 de IC₂ passe à l'état haut indiquant ainsi que l'accord est bon.

Les trois informations finalement utilisées sont :

- tension trop haute
- tension OK
- tension trop basse.

Le diagramme des temps de la figure 3 résume les opérations logiques effectuées par le quadruple comparateur et les quatre portes ET.

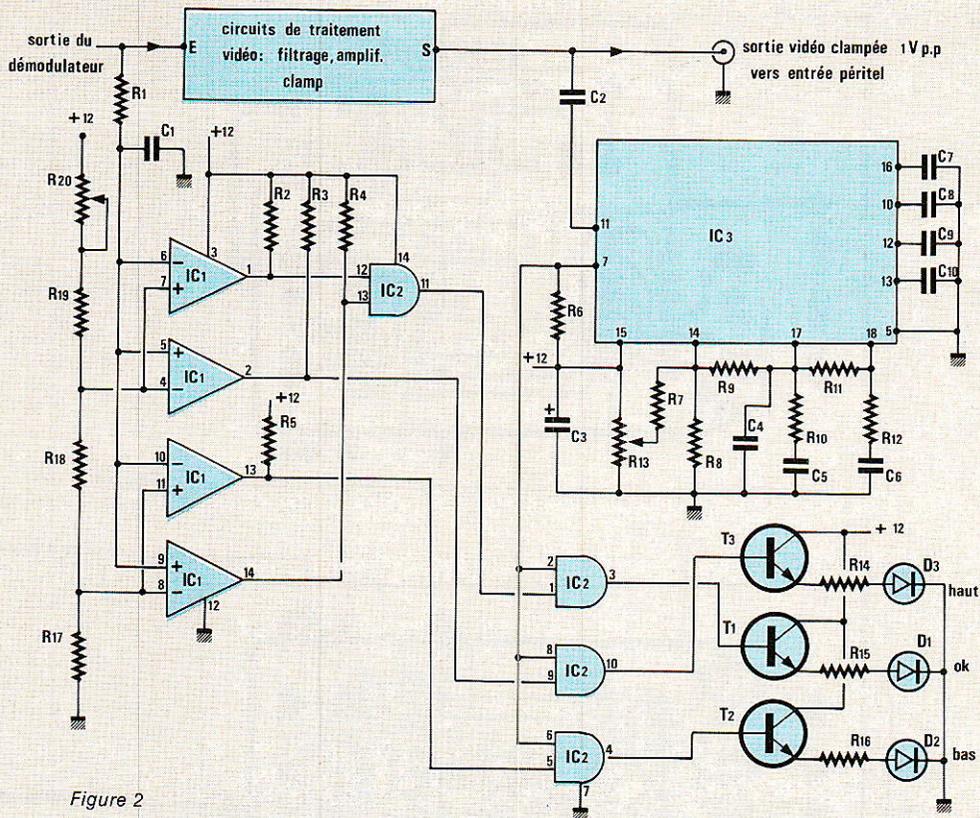


Figure 2

Réalisation pratique

Les trois diodes de visualisation d'accord sont rapportées sur la face avant. Tous les autres composants sont implantés sur une carte simple face dont le tracé des pistes est représenté à la figure 4 et l'implantation des composants à la figure 5.

Réglage des potentiomètres R13 et R20

Ces deux réglages sont indépendants et l'on peut procéder dans un ordre quelconque.

R20:

Le circuit étant alimenté avec une tension de 12 Volts, ajuster R20 pour lire environ 2,4 V au point commun R17 et R18. Vérifier que dans ces conditions, la ten-

sion au point commun R18, R19 vaut environ 2,6 V.

R13 :

Appliquer à l'entrée du circuit jungle TDA 2595 (C₂) un signal vidéocomposite d'environ 1 Volt crête à crête et régler R13 pour avoir un verrouillage correct des PLL internes. Visualiser par exemple la broche 9, signal de synchronisation image : T = 20 ms.

S'assurer finalement du bon fonctionnement du circuit de reconnaissance : niveau haut à la broche 7 de IC3 en présence d'un signal vidéocomposite et niveau bas lorsque l'entrée est en l'air.

Le circuit est alors prêt à fonctionner et peut être raccordé de manière définitive à l'entrée et à la sortie de la carte de traitement vidéo.

Bien que ce circuit ne soit pas l'essentiel du récepteur TV SAT, il facilite l'accord sur la station, peut éventuellement participer à la génération d'une commande automatique de fréquence et même être utilisé comme indicateur d'arrêt dans les systèmes de recherche automatique.

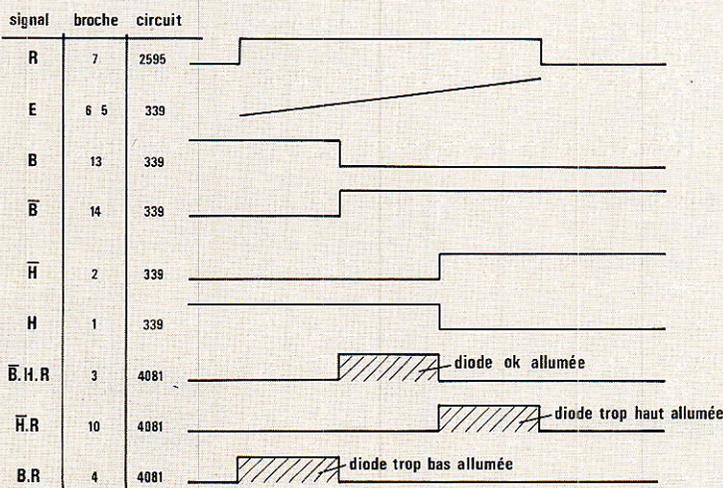


Figure 3

François de Dieuleveult

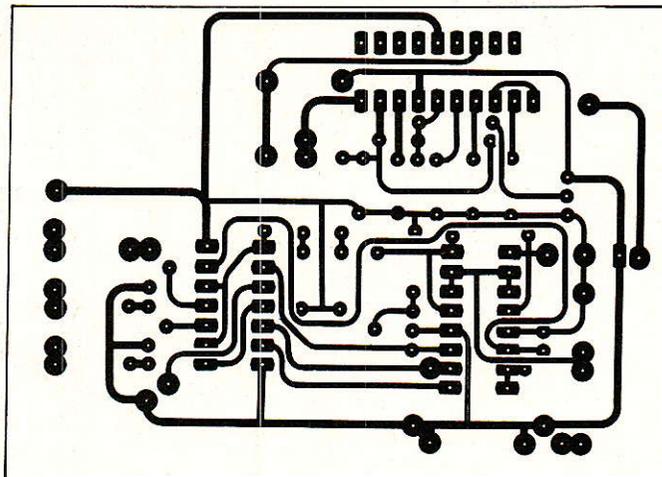


Figure 4

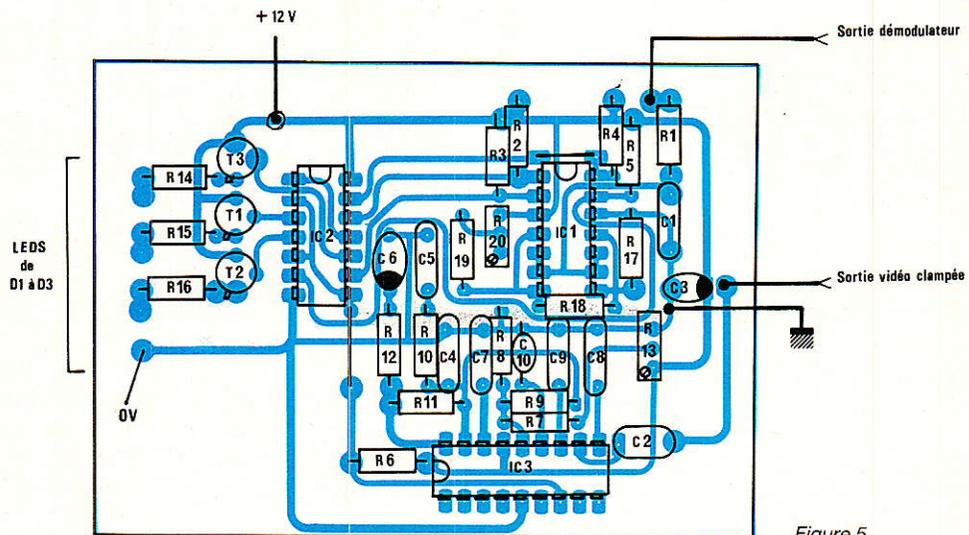


Figure 5

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁ : 10 kΩ
 R₂ : 10 kΩ
 R₃ : 10 kΩ
 R₄ : 10 kΩ
 R₅ : 10 kΩ
 R₆ : 10 kΩ
 R₇ : 120 kΩ
 R₈ : 12 kΩ
 R₉ : 100 kΩ
 R₁₀ : 4,7 kΩ
 R₁₁ : 820 Ω
 R₁₂ : 680 Ω
 R₁₃ : 47 kΩ ajustable
 R₁₄ : 470 Ω
 R₁₅ : 470 Ω
 R₁₆ : 470 Ω
 R₁₇ : 2,7 kΩ
 R₁₈ : 220 Ω
 R₁₉ : 8,2 kΩ
 R₂₀ : 2,2 kΩ ajustable

Condensateurs

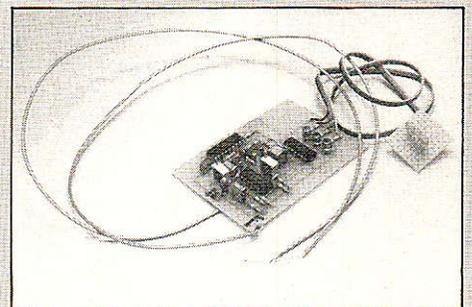
C₁ : 1 μF MKH
 C₂ : 0,22 μF MKH
 C₃ : 47 μF/16 V T
 C₄ : 10 nF MKH
 C₅ : 0,56 μF MKH
 C₆ : 4,7 μF 35 V T
 C₇ : 4,7 μF MKH
 C₈ : 0,22 μF MKH
 C₉ : 10 nF MKH
 C₁₀ : 0,1 μF MKH

Circuits intégrés

IC₁ : LM 339
 IC₂ : 4081
 IC₃ : TDA 2595

Semi-conducteurs

T₁ : 2 N 2222 D₁ : LED verte
 T₂ : 2N 2232 D₂ : LED rouge
 T₃ : 2N 2222 D₃ : LED rouge



Vous avez apprécié cette revue, suivez le guide et partagez les vôtres...

Comment faire le vide dans vos placards, contribuer à la collecte du vieux papier et emmener votre bibliothèque (Et celle des autres) en vacances sans payer de surtaxe à l'aéroport.

Chapitre I : Découpage.

Pas le choix, un bon massicot capable de couper 100 pages (Ca existe ?) ou une latte, de préférence en métal, un bon cutter et un support pour épargner votre table de cuisine...

Chapitre II : Scannage.

Si vous ou votre patron avez un scanner **recto-verso** qui converti en pdf passez au chap. III.

Sinon il vous faut au minimum un scanner avec chargeur (Ou être insomniaque). Il est important que le programme de gestion du scanner soit convivial. Pour éviter/réduire les images fantômes du verso de la page qui apparaissent par transparence augmenter lumière +/- 10% et contraste de +/- 15 %.

Scannez toutes les pages (1 pdf par page) impaires dans la directory 1 et renommez le début du fichier (Winsome File Renamer fait ça très bien) increment : 2, start from 1) : 001, 003, 005... **055**. (Par exemple). Retournez le paquet, scannez dans la directory 2 (A l'envers, la première page scannée sera la dernière du livre!) et renommez à l'envers FileRenamer : decrement : 2, start from **56** : 056, 054, 052... 002. Transférez les deux directories dans une directory commune et fusionnez toutes les pages en un seul fichier avec votre prg favori. (PDF Tools de Tracker Soft, léger et convivial mais il y en a d'autres).

Avant de fusionner toutes vos pages vous pouvez les parcourir sous forme de vignettes avec l'explorateur XnView (Gratuit) et facilement retirer les pages de pub intempestives... à supprimer par paire pour garder la mise en page gauche/droite !

Il paraît qu'Adobe Acrobat (Pas le « reader ») fait ça tout seul, pas essayé. (> 300 Mb)

Tous les prg cités sont en version d'essai sur eMule ;-)

Chapitre III : Partagez.

Sur Rapidshare & co c'est bien mais encore faut-il trouver les liens et avoir la chance que les fichiers n'aient pas été effacés... à la demande des éditeurs ! Torrent faut chercher beaucoup aussi, eMule il faut un peu de patience mais on trouve tout et tout de suite. Merci de soutenir eMule. Si vous avez des (vieilles) séries genre : Bateaux, Voile Magazine, Motor Boat, Neptune... merci ôssi, ça se fait rare.

Au boulot...

Pour lire les revues un programme léger et très complet : pdfXchange viewer (Pro). A configurer par défaut dans « affichage » : Afficher 2 pages en vis-à-vis + Afficher la couverture en mode vis-à-vis. Vous aurez ainsi à chaque fois les pages paires à gauche et impaires à droite + F12 = plein écran. Pour définir l'affichage par défaut rendez-vous dans : Edition -> Préférences -> Affichage de page...

Pour feuilleter les couvertures sous forme de vignettes encore XnView (Affiche à peu près tout ce qui existe.)

Un programme qui fait les deux : Koobit, mais nombre de vignettes limité à 2 lignes.

PS : Si cette dernière page vous ennuie, supprimez-la avec pdfXchange viewer pro, menu : Document...