

# RAMONFARAB

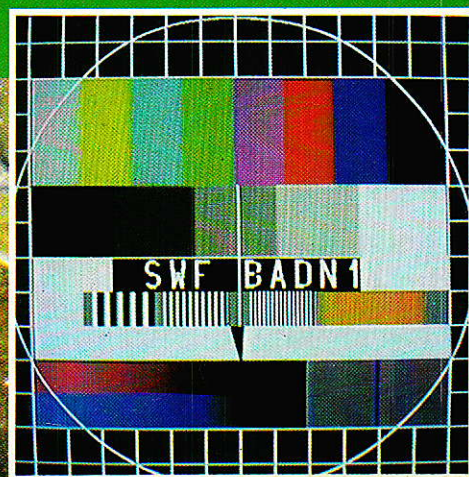
**ELECTRONIQUE** *Loisirs*

ISSN 0033 7668

N° 483 Février 1988

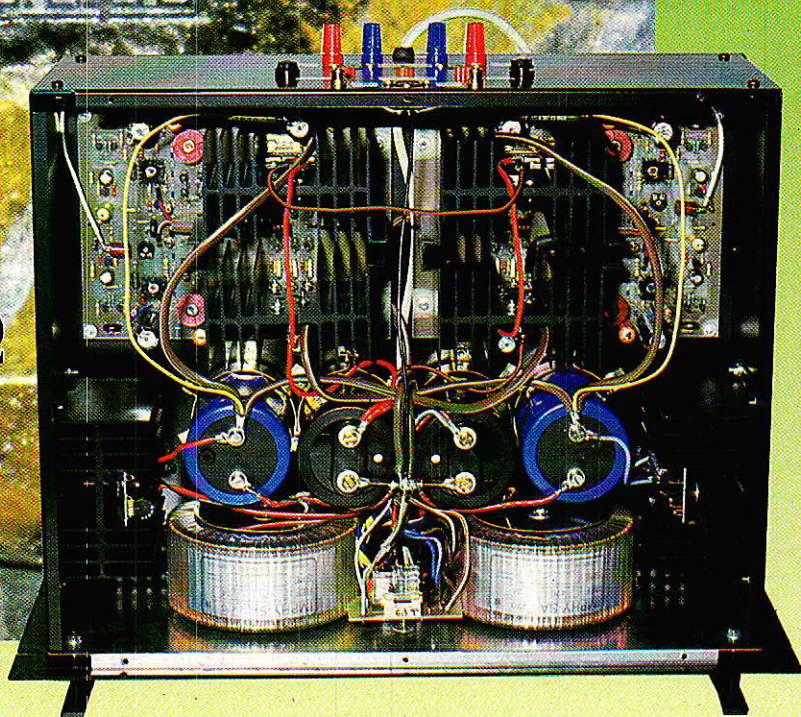
18 F

**Exploitation de la mire  
et des signaux test**



**Détection  
hygrométrique  
avec commande  
d'extraction**

**L'Hexorciste 3 :  
Ampli 2 x 120 W/8  $\Omega$   
très haute fidélité  
2 x 240 W/4  $\Omega$**



T 2438 - 483 - 18,00 F



# SOMMAIRE



## DIVERS

**59, 60, 84, 90, 92, 109**

*Infos*

## TECHNIQUE

- 61** Réchauffeur thermostaté : les « posistors »  
**79** Exploitation de la mire TV et des signaux test  
**93** La conversion A/N

## REALISATION

- 21** Ampli MOSFET 100 W eff/8  $\Omega$  : HERXORCISTE 3  
**37** Un lecteur de cartes à puce usées  
**49** Console Alexandra : câblage  
**69** Un commutateur double ligne téléphonique  
**73** Répondeur téléphonique : module de télésurveillance  
**103** Détecteur hygrométrique

### Ont participé à ce numéro :

J. Alary, M. Barthou,  
M.A. de Dieuleveult, M. Gérard,  
P. Gueulle, Ph. Horvat,  
D. Jacovopoulos, C. Lefebvre,  
C. Maigrot, J.C. Pougard.

### Maquette de couverture :

Virginie Schnerb

Ce numéro comporte un encart des éditions WEKA folioté :  
19, 20, 101, 102.

**N° 483**

# AMPLIFICATEUR MOSFET 100 W/8 $\Omega$

## HEXORCISTE III : LE DÉFI

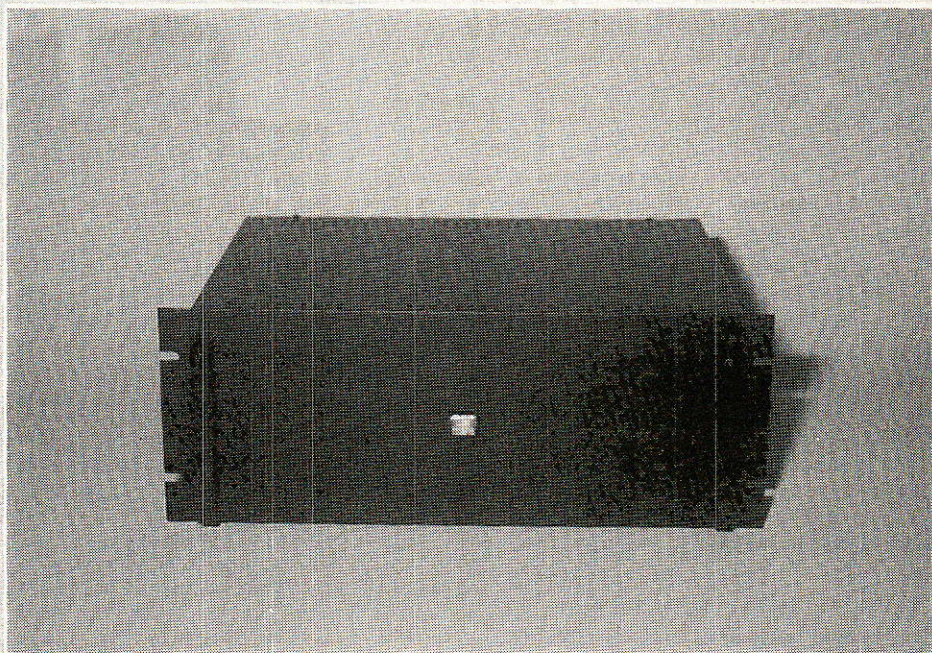
**L**es lecteurs impatients nous pardonneront d'avoir voulu passer les fêtes avant de présenter notre nouveau « dragster ». Il serait imprudent de courir en série « top fuel » en période de réveillons !

Voici donc l'ampli d'appartement qu'ont réclamé les possesseurs d'enceintes à faible rendement, tandis que les autres ont été emballés par notre HEXORCISTE II (50 W/8  $\Omega$ ) du N° 479 qui repoussait toutes les limites connues (850 kHz et 0,6  $\mu$ s).

Les performances de l'HEXORCISTE III vous conduiront « au delà du dôme du tonnerre » dans une extrême musicalité présente à toutes les puissances, y compris très faibles.

Ceux qui aiment le Compact-Disc pourront relier directement leur lecteur aux entrées de l'ampli (via un réglage de volume) pour une écoute sans concessions qui mettra en relief les qualités et les défauts de la platine laser et des enceintes.

L'appareil décrit est prévu pour 8  $\Omega$  mais fonctionne sans problèmes sur 4  $\Omega$  avec l'inconvénient toutefois d'une puissance doublée : les diverses sécurités ne vous protègent pas contre les réactions du voisinage !



### Avertissement préalable

**N**ous en doutions naguère, mais après avoir passé le réveillon dessus, nous pouvons affirmer ce qui suit :

— Un amplificateur transistorisé dont l'étage de la puissance est un MOSFET est **toujours plus musical** que le même appareil dont la puissance est bipolaire.

— Il existe de bons et de mauvais MOSFET pour l'application spéciale qu'est la Haute Fidélité.

— Un bon ampli avec de bons MOSFET **condamne irrémédiablement** les amplis bipolaires, les amplis à tubes, les amplis à découpage ou numériques actuels.

— La HI-FI en MOSFET débute vraiment en ce moment parce que les bons composants sont récents et Américains, et que leur maîtrise nécessite une pratique longue et attentive de la question, ce qui est rare pour ne pas dire plus.

— A l'usage, nous avons trouvé que les notions ésotériques coûteuses sur les composants passifs et connecteurs n'ont guère d'importance, **eu égard à la nette différence d'écoute qu'un push-pull complémentaire de MOSFET procure à lui seul.**

— Si vous placez un HEXORCISTE II ou III à l'emplacement de votre ampli actuel, le son paraîtra immédiatement plus fin, plus précis, plus nerveux, le

grave sera plus propre et les plans sonores ne seront plus emmêlés.

## Introduction

**L**a conception est de type industriel. Les schémas ne comportent pas de bizarreries, de zones à problèmes, de non-linéarités imposées, de compensations obligatoires : rien ici est tiré par les cheveux.

Le coût est élevé et mérite attention, nous ne le maîtrisons pas. Nous pensons toutefois qu'il s'agit du meilleur 100 W jamais décrit dans une revue à ce jour, et nous avons opté pour du matériel connu et courant à 95%. Les fabricants sont avertis et les 5% « spéciaux » devraient arriver très rapidement.

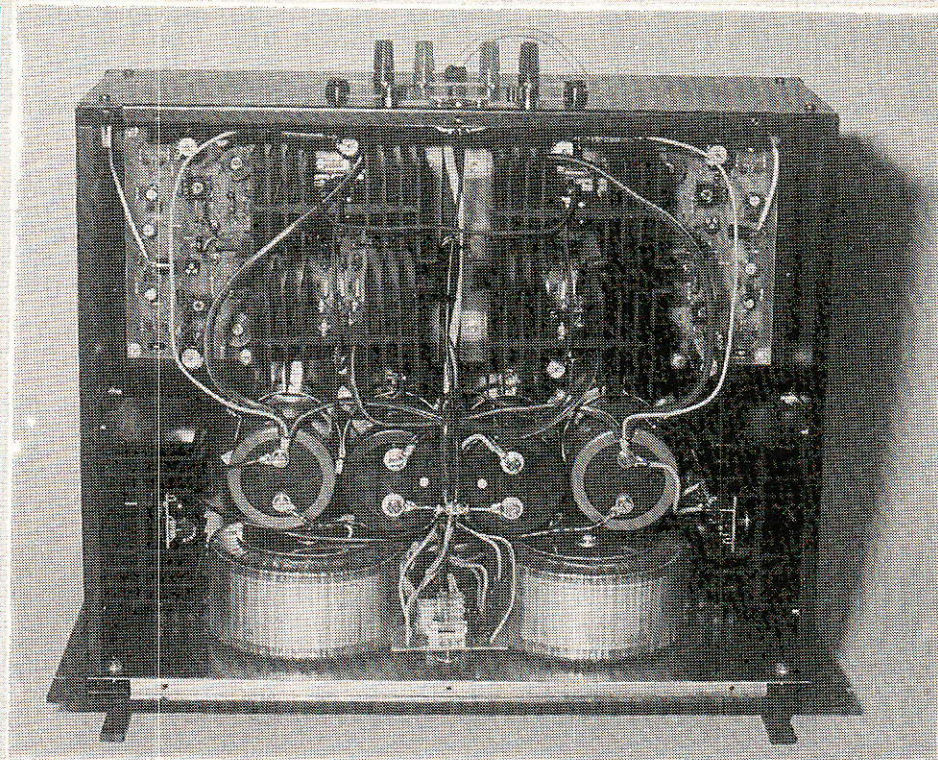
**La construction est longue et nécessite une attention constante avec en tête l'objectif zéro faute.** Dans ces conditions, mais c'est assez osé, un jeune lecteur débutant peut réussir cet appareil en se faisant aider par une personne expérimentée en matière de tolérance et de réalisations personnelles.

Un labo équipé est superflu, un contrôleur universel calibré suffit à mettre au point l'appareil qui comporte au maximum 4 potentiomètres à régler. Cet article mettra l'accent sur **la réalisation pratique** qui comporte les seuls points délicats, la technique étant parfaitement limpide.

Nombreux sont les lecteurs qui utilisent un schéma HI-FI pour réaliser un appareil différent de ce qui est décrit. En MOSFET, nous déconseillons formellement et **la carte amplificatrice doit être réalisée le plus fidèlement possible** pour éviter déceptions, dégâts et dépenses. Seule l'alimentation peut admettre des variantes que nous examinerons.

## Caractéristiques typiques de la carte ampli

**E**lles dépendent des tensions d'alimentation, de la charge, de la température des radiateurs, et de l'échantillon testé. Les mesures sont données avec des charges 8 et 4 Ω qui sont des résistances inductives (bobinées) faussant les relevés en HF ici ou là.



### — Carte aux performances « mauvaises »

Alimentation  $\pm 65$  V au repos/  
charge 8,35 Ω

Bande passante :

P	- 1 dB	- 2 dB	- 3 dB
1 W	485 kHz	748 kHz	885 kHz
10 W	476 kHz	765 kHz	894 kHz
75 W	409 kHz	498 kHz	559 kHz
111 W	343 kHz	405 kHz	459 kHz

L'écrêtage **doux** commence à 33,8 V efficaces soit 136 W efficaces, le temps de montée à fond (environ 100 V crête/crête) est de 0,8 μs à 33 kHz ce qui donne un slew rate d'environ 115 V/μs.

### — Carte en meilleure forme

Les conditions sont semblables, mais le module est chaud, les charges aussi et ont varié. Les cordons d'entrée jouent à ces fréquences, les réveillons également :

P	- 1 dB	- 2 dB	- 3 dB
75 W/8Ω	538 kHz	622 kHz	702 kHz
150 W/4Ω	517 kHz	597 kHz	675 kHz
116 W/8Ω	430 kHz	494 kHz	563 kHz
232 W/4Ω	417 kHz	485 kHz	554 kHz

Dans les quatre configurations, le temps de montée était de 0,66 μs sec mesuré à 58 kHz.

L'écrêtage doux survenait, verre en main, entre 33 et 34 V (soit 135 et 145 W eff.) en 8 Ω et entre 30 et 31 V (soit 225 et 240 W eff.) sur 4 Ω (avec  $\pm 59$  V dans ce dernier cas), le tout à 1 kHz.

### — Avec une régulation des alimentations

La carte triste sous  $\pm 58$  V écrête à 31,2 V/8 Ω soit 121,7 W et passe à - 3dB les 465 kHz. Le temps de montée à 38 kHz vaut 0,7 μs. En 4 Ω l'écrêtage débute à 29,25 V soit 203,7 W. L'autre carte était assez similaire.

Tel que nous le conseillons, avec alimentation unique à  $\pm 58$  V et pour un canal seul, on peut compter à  $\pm 10$  % les notions suivantes :

- \* BP ajustable du continu à environ 450 kHz à - 3dB.
- \* P maxi avant écrêtage, environ, 124 W/8 Ω et 225 W/4 Ω.
- \* Tension d'entrée d'environ 1,12 V sous 15 kΩ pour ce faire.
- \* Temps de montée moyen toutes configurations : 0,7 μs environ.

Des sécurités sont fournies par des fusibles, des disjoncteurs thermiques et des protections électroniques contre les courts-circuits pour donner à l'utilisateur un léger droit à l'erreur qui fut apprécié lors des fêtes de fin d'année !

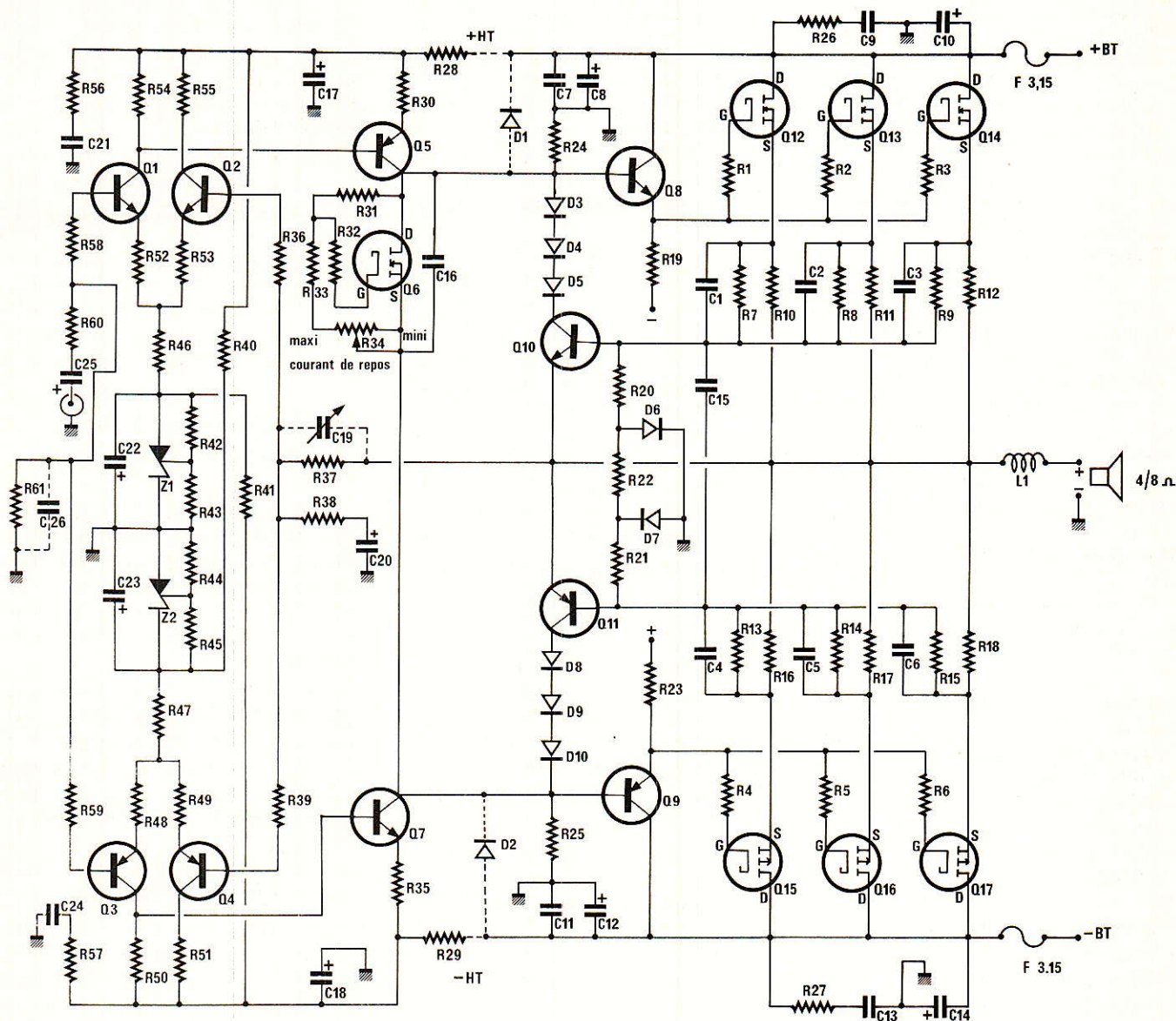


Figure 1

### Le schéma de principe de la carte amplificateur

Il est en **figure 1** et nous a donné beaucoup de travail tant il est vrai que l'étude commence par celle de l'étage final qui utilise un push-pull de... HEXFET complémentaires en triple parallèle.

On remarque l'évidente parenté de l'HEXORCISTE III avec le II du n° 479 que nous conseillons de consulter pour une information détaillée sur la structure archi-complémentaire de l'auteur.

De l'entrée BF à la sortie HP, le son traverse 4 semiconducteurs

dont les 3 premiers sont des transistors bipolaires au sommet de la technologie planar (qui est très musicale comme nous l'avons dit).

La partie positive amplifie l'intention par Q1 et Q5, puis en courant par Q8 et le MOSFET composite Q12 + Q13 + Q14. La partie négative procède symétriquement et Q6 sert de thermomètre (en HEXFET) pour compenser les 6 HEXFET de puissance.

Un limiteur de courant classique mais sophistiqué ici, est formé par Q10 et Q11 avec surveillance individuelle des 6 HEXFET de sortie et divers condensateurs d'accélération permettant une réaction rapide de la protection.

On notera l'absence de l'inutile

circuit R - C série en sortie qui n'a pas de justification dans un schéma parfaitement équilibré et simple. Les polarisations d'entrée utilisent les TL 431 comme Zener hautes performances (Z1 et Z2) car la simplicité n'exclut pas la qualité : au contraire elle l'impose !

### Le choix des HEXFET de sortie

Nous avons retenu les MOSFET d'International rectifier car ils nous semblent les meilleurs, et comme par hasard les mieux adaptés à notre application. Ceci dit, on ne consulte pas un catalogue de puissance MOS comme un catalogue de puissance bipolaire.

Même s'il est évident que sur la figure 1, on pourrait remplacer chaque transistor HEXFET par un Darlington 140 V et le thermomètre  $Q_6$  par un TIP 29 en ne modifiant que peu de résistances, ce serait une mauvaise idée. Le thermomètre bipolaire ferait osciller chaque point de raccordement, et l'étage final aurait moins de bande (10 fois environ) et plus de distorsion sous forme de courants d'erreur (importants dans les fréquences élevées).

Vu de près, le MOSFET est tout autre et doit être particulièrement étudié dans notre cas où la mise en parallèle s'impose. En effet le courant crête sur  $4 \Omega$  dépasse 10 ampères et aucun boîtier unique, fût-il TO 3, ne répond seul à la question.

### Voici donc la méthode de sélection :

- 1) Ecarter les catalogues dépassés ou inadaptés et trouver la marque des MOSFET
- 2) Evaluer la tension totale d'alimentation nécessaire (moins de 150 V à priori)
- 3) Rechercher les types 150 V (ou 200 V bien sûr) qui ont des Canal P correspondant en puissance et non en  $R_{DS}$  (ON) qui ne compte pas ici.
- 4) Sélectionner les couples 150 V selon la puissance admissible, c'est-à-dire la taille de la puce. On trouve des paires 40 W, 75 W, 125 W actuellement.
- 5) Rechercher la puissance globale nécessaire, comme égale à la puissance maximale consommée par le HP (soit ici 225 W environ).

6) Déterminer dans chaque gamme de puces, le nombre de MOSFET nécessaires pour réaliser ce chiffre soit  $6 \times 40$  W ou  $3 \times 75$  W ou  $2 \times 125$  W.

7) Simplifier dès lors selon les critères suivants :

— Le prix de chacune des combinaisons ci-dessus (effrayant)

— La faisabilité : 12 MOSFET 40 W par canal c'est un peu compliqué à protéger et il faudra une valise de composants passifs et un montage sur radiateur qui laisse rêveur, éliminons le 40 W.

Avec deux puces 125 W, il faut choisir le métal parce que les points de contact et d'évacuation thermiques sont peu nombreux. On risque la surchauffe des puces qui sont de surcroît pénalisées par leur prix et leur capacité d'entrée, éliminons les 125 W.

Il reste la série des 75 W avec 3 puces Canal N et 3 puces Canal P qui peuvent se contenter du boîtier économique TO 220 comme le confirmera l'aspect thermique. Nous donnons en **figure 2** un tableau regroupant les informations importantes en Hi-Fi typiques des HEXFET International Rectifier de la série HEXORCISTE I à III

Il n'y manque que la paire IRF 132/9132 qui est le boîtier TO 3 des types 532/9532 électriquement identiques. Le lecteur attentif comprendra par ce tableau les choix de l'auteur pour le meilleur rapport prix/vitesse/faisabilité. Il existe une dizaine de paramètres reliés entre eux imposant une bonne centaine de calculs.

Sont donc retenus les IRF 633 (ou série 630) en Canal N et les IRF 9633 (ou série 9630) en Canal P. En descendant de 630 à 631, 632, 633, on voit baisser le prix de l'IRF dont le tri type 633 suffit. Idem en Canal P.

Concernant l'aspect technique de la mise en parallèle des MOSFET, domaine qui effraie à juste titre tant il est hanté par les démons HF, nous conseillons de relire le n° 479 en élevant au carré la somme des difficultés. Bien sûr, l'HERXORCISTE III a vaincu les démons, comme le II...

### Le choix des autres transistors

Il est encore plus restrictif puisque nous sommes obligés d'employer des types haute tension / hautes performances qui par le miracle sont des grands classiques et par la même ne coûtent pas cher.

Les préamplis d'entrée sont le NPN 2N 5551 et le PNP 2N 5401 qui sont comparables aux BC 107 et 177 en bruit mais tiennent 140 V au moins. Les amplis et divers sont le NPN 2N 3440 et le PNP 2N 5416 qui sont des transistors de puissance 10 W planar également mais 250 V minimum.

Ces derniers sont méconnus parce que militaires, soit aux limites du « confidentiel défense », toutefois leurs performances sont fabuleuses et leur prix avantageux. On les trouve entre autres chez SGS/THOMSON dans les pages classées X.

	Puissance maxi (W)		Tension $V_{DS(max)}$	Courant maxi (A)		Capacité d'entrée (maxi)	Pente typique	$R_{DS(ON)}$ maxi à 25° C	VGS tolérable	NOTES
	à 25° C	à 100° C		à 25° C	à 100° C					
IRF Z 12	20 W	7,5 W	50 V	5,9 A	3,7 A	420 pF	3,1 A/V	0,3 $\Omega$	$\pm 20$ V	Universel/Thermomètre - N
IRF 532	75 W	30 W	100 V	12 A	8 A	800 pF	5,5 A/V	0,25 $\Omega$	$\pm 20$ V	Hexorciste 2 - N
IRF 9532	75 W	30 W	100 V	10 A	6,5 A	700 pF	3,8 A/V	0,4 $\Omega$	$\pm 20$ V	Hexorciste 2 - P
IRF 633	75 W	30 W	150 V	8 A	5 A	800 pF	4,8 A/V	0,6 $\Omega$	$\pm 20$ V	Hexorciste 3 - N
IRF 9633	75 W	30 W	150 V	5,5 A	3,5 A	650 pF	3,5 A/V	1,2 $\Omega$	$\pm 20$ V	Hexorciste 3 - P
IRF 630	75 W	30 W	200 V	9 A	6 A	800 pF	4,8 A/V	0,4 $\Omega$	$\pm 20$ V	Trop luxueux - N
IRF 9630	75 W	30 W	200 V	6,5 A	4 A	650 pF	3,5 A/V	0,8 $\Omega$	$\pm 20$ V	Trop luxueux - P
IRF 243	125 W	50 W	150 V	16 A	10 A	1600 pF	9 A/V	0,22 $\Omega$	$\pm 20$ V	Ruineux et TO 3 - N
IRF 9243	125 W	50 W	150 V	9 A	6 A	1300 pF	6 A/V	0,7 $\Omega$	$\pm 20$ V	Très ruineux et TO 3 - P
IRF 621	40 W	15 W	150 V	5 A	3 A	600 pF	2,5 A/V	0,8 $\Omega$	$\pm 20$ V	Lent et complexe - N
IRF 9621	40 W	15 W	150 V	3,5 A	2 A	400 pF	1,8 A/V	1,5 $\Omega$	$\pm 20$ V	Lent et complexe - P

Figure 2 - Caractéristiques majeures des HEXFET International Rectifier pour les amplis HEXORCISTE

Les préamplis plastique sont entre autres chez RTC, l'auteur signalant que son appareil est entièrement équipé en FAIRCHILD/NS pour les quatre types employés. La protection utilise finalement le couple 2 N 2222/ 2 N 2907 pour la robustesse, ce qui rend inutile la présence de R<sub>22</sub> sur le schéma de la figure 1.

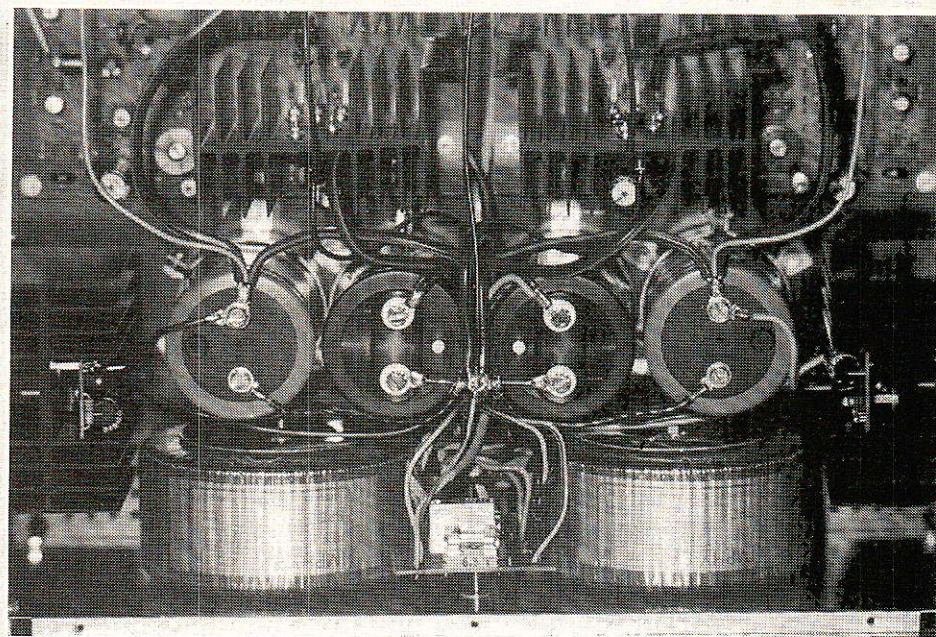
### L'alimentation alternative

On découvre le son d'un ampli dans le grave **en soulevant le capot** et en observant la taille et le nombre des condensateurs de filtrage, ainsi que du ou des transformateurs secteur.

Pour un bon résultat, il faut dépenser infiniment plus que l'on croit et que l'on voit dans les appareils du commerce. Ce qui mène à des choix pénibles en ces temps de crise, et nous conduit à proposer les diverses formules qui vont suivre.

**La part de schéma commune est présente en figure 3** et va de la prise de courant au pont redresseur unique. L'emploi des 2 transfos torique 470 VA impose des précautions efficaces mais peu coûteuses dans la pratique.

Pour permettre l'usage d'un interrupteur Marche/Arrêt assez élégant, il ne faut pas lui faire passer la puissance énorme de démarrage et de coupure qui le détruirait rapidement. Un relais à bobine 220 V pouvant couper 10 A 250 V efficaces s'en charge donc.



Les contacts utiles de ce relais sont protégés par l'écrêteur SIOV 1, tandis que SIOV 2 limite à environ 400 V les surtensions primaires des transformateurs qui pourraient endommager le pont redresseur et les chimiques de filtrage situés en aval.

Le néon du switch SW<sub>1</sub> (avec résistance) est monté sur le primaire des transfos et un fusible retardé de 6,3 A (F<sub>1</sub>) sert d'amortisseur et de protection primaire. On note les 4 protecteurs thermiques 80° C (montés sur les amplis) qui sont normalement fermés et s'ouvrent en cas de surcharge prolongée des sorties HP.

En montant en série dans le circuit Marche/Arrêt ces protections BF, on minimise le diamètre du fil de câblage qui les relie et le courant actif qui n'est que celui du relais. Les thermostats PRT<sub>1</sub> à 4 forment un OU de sécurité, et le premier qui s'ouvre coupe l'ampli ; le réarmement est automatique après refroidissement du radiateur concerné.

Les primaires des transfos T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> sont montés en opposition de phase pour minimiser les nuisances 50 Hz et cette phase est adoptée au secondaire comme l'indiquent les points de repère sur la **figure 3**. **Chacun des transfos voit en réalité ses 2 secondaires 43 V mis en parallèle** pour disposer d'un courant efficace de 11 Ampères.

L'étoile de masse est formée au centre des secondaires, et l'on peut relier à ce point le fil de Terre qui donne la sécurité à l'opérateur vis à vis des courants de fuite par capacité primaires/secondaires de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>. Cette connexion facultative en appartement devient **obligatoire en maison individuelle ou milieu ambiant humide**.

Les fils 43 V (Jaune + Bleu) comportent un fusible rapide 10 A (F<sub>2</sub> et F<sub>3</sub>) protégeant les secondaires T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>. Des connexions solides vont alors au pont 400 V/25 A (P<sub>1</sub>) via l'antiparasite C<sub>1</sub>. L'essentiel de la figure 3 sera regroupée sur un petit circuit imprimé pour faciliter les choses.

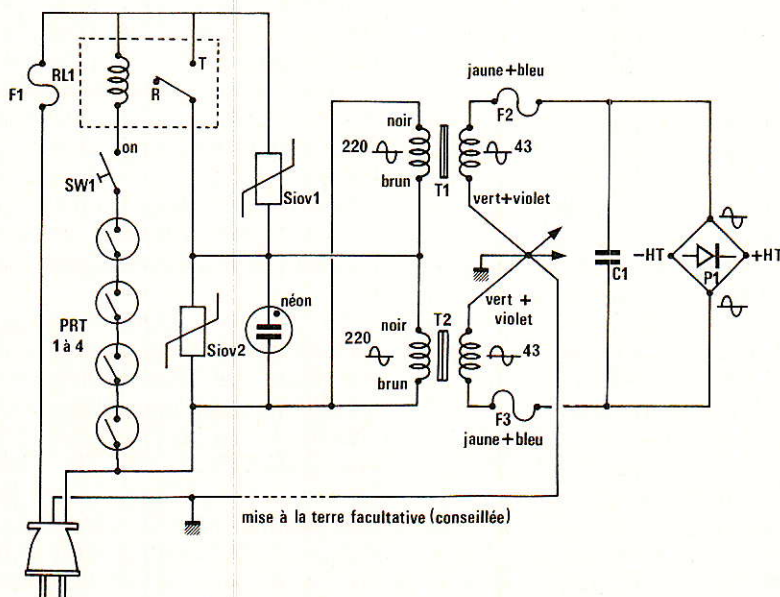


Figure 3

## Les diverses alimentations continues

A partir du pont redresseur  $P_1$  on propose diverses formules montrées en figures 4, 5 et 6. La figure 4 est le type d'erreur à éviter quand on fait soi-même son ampli. Le seul avantage est le prix minimum mais les inconvénients sont de taille :

1) Le chimique doit intégrer courant 100 Hz entrant et courant BF sortant à fort  $di/dt$  aléatoire : il fatigue vite et sonne « creux » en moins de 3 ans.

2) Le grave est minable et la musique avec car les problèmes augmentent de façon exponentielle quand la BF descend sous 100 Hz, fréquence de remplissage. Ceci explique l'incroyable montée de distorsion dans le grave des amplis du commerce. Ne parlons pas d'une masse orchestrale où le grave pompe l'énergie des autres sonorités.

3) La diaphonie apparaît en puissance ce qui est finalement moins gênant qu'on ne le croit. Sur ce point, c'est la capacité seule qui joue pour faire reculer le défaut.

4) Le problème du prix d'une alimentation Hi-Fi est à l'origine de l'ésotérisme chez les fabricants Japonais et parfois Américains, rarement Français. Cette tendance consiste à imaginer des types de câblages, schémas et composants très originaux qui cherchent à minimiser le manque de vitamines de l'alimentation et du push-pull.

5) Il est inutile de chercher des types de condensateurs à très faible résistance série qui sont énormes et ruineux, sauf peut-être les types PHILIPS-RTC que nous avons testé.

Finalement la figure 4 ne convient qu'à l'usage « arsenic et vieilles dentelles » où un petit piano à l'heure du thé ne risque pas de réveiller le chat. Si vous pensez à ce schéma, inutile de finir l'article, offrez-vous un ampli NAD du commerce (qui est un bipolaire musical).

Sinon, à l'aide de la figure 5, envisagez la solution qui partage l'effort entre 6 cartouches 22000  $\mu\text{F}/63\text{V}$  (l'unité Hi-Fi n'est pas le  $\mu\text{F}$  mais le 22000  $\mu\text{F}$ , vous l'avez compris) pour revenir au

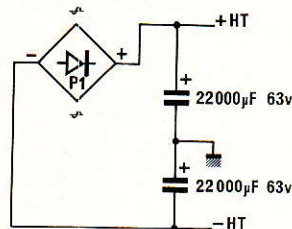


Figure 4

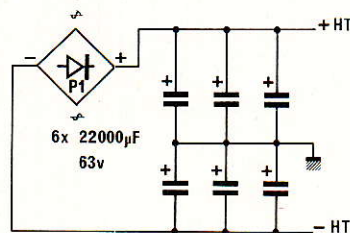


Figure 5

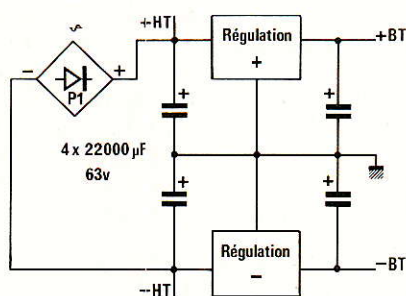


Figure 6

niveau « CD Laser » qui peut réveiller le chat.

On pouvait envisager la solution à 4 chimiques séparant les canaux droit et gauche au prix d'un 2<sup>e</sup> pont redresseur, en montant individuellement les transfos avec chacun un pont et 2 chimiques. La figure 5 nous semble d'une meilleure écoute avec une longévité des condensateurs correcte.

En figure 6 apparaît la solution préférée de l'auteur avec 4 unités chimiques découplées par des régulations. Les cartouches de sortie ne voient pas la dent de scie 100 Hz et durent 100 000 Heures, ceux de la tête ne voient que la forme intégrée du courant BF extrait. Ils dureront environ 10 000 Heures au lieu de 5 000 (environ).

Le prix est égal ou inférieur à la version 6 unités (figure 5) avec un inconvénient et deux nouveaux avantages :

— Les volts perdus entre HT et BT sont irrécupérables en puissance, et celle-ci chute d'environ 10% par carte ampli

— La basse impédance et le faible bruit résiduel donnent une « pêche » et une précision inégales aux énergies réclamées par les cartes ampli

— La relative précision des tensions vue par l'ampli réduit les promenades dans les polarisations des transistors BF de la figure 1, soit quelques distorsions dynamiques, et elle limite les distorsions dues aux erreurs de mode commun.

En effet, nos amplis « archi-complémentaires » savent éliminer à merveille deux signaux erronés présents simultanément sur les rails d'alimentation + et - s'ils sont égaux et en opposition de phase.

Aucun ampli toutefois ne peut éliminer une dissymétrie des rails d'alimentation, même brève, comme celle que produit un signal périodique ou musical qui ne tire pratiquement jamais la même chose sur le + et le - au même moment. La bonne réjection du mode commun n'est plus une garantie d'immunité car le mode d'erreur n'est plus commun.

Cette considération capitale explique pourquoi un ampli donné est meilleur sur 8  $\Omega$  que sur 4  $\Omega$  puisque l'impédance du boomer détermine directement la grandeur du signal d'erreur qui va polluer les rails d'alimentation, puis l'amplificateur, et finalement moduler l'orchestre par le grave, ce qui revient à « l'enrouler » et le « noyer » auditivement.

Nous conseillons donc de préférer la solution de la figure 6 en sacrifiant bien sûr quelques Watts pour donner de la précision et de la vérité à ceux qui restent. Le châssis présenté permet indifféremment de placer les solutions des figures 4, 5 et 6 soit de monter progressivement selon son budget une alimentation correcte.

La solution régulée dégage 4 potentiels différents que la figure 1 permet de relier à chaque ampli ( $\pm\text{BT}$  et  $\pm\text{HT}$ ) en disposant les diodes  $D_1$  et  $D_2$  (verticales). L'autre possibilité est de prélever seulement  $\pm\text{BT}$  et de remplacer ces diodes par le strap + et le strap + pointillés également (horizontaux sur la même figure 1).

La carte ampli est calculée et vérifiée comme résistant à tous



les cas possibles, et finalement, nous préférons l'option régulée (figure 6) avec straps (figure 1) qui est plus recommandable selon notre goût et les composants choisis sur la carte ampli.

### Les régulateurs

Leur schéma de principe est donné en figure 7 et correspond à une structure Zener + Ballast éprouvée dans nos précédents amplis. Les zener asservies Z<sub>3</sub> et Z<sub>6</sub> pilotent des Darlington puissants montés en parallèle (Q<sub>1</sub> + Q<sub>2</sub> et Q<sub>3</sub> + Q<sub>4</sub>).

Si les échantillons de Darlington sont de même marque, modèle et série, on peut se contenter de 0,1 Ω pour les équilibrer (R<sub>9</sub>/R<sub>10</sub> et R<sub>11</sub>/R<sub>12</sub>). Si le doute existe, on monte à 0,15 Ω pour ces résistances d'équilibrage. Les puces Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub> contrôlent chacune 250 W de puissance crête.

### 1<sup>ère</sup> étape de réalisation

Rechercher initialement tous les composants de l'HEXORCISTE III avec patience et attention quant à la qualité et à la conformité de ce qui est proposé. Travailler ensuite le coffret avec un jeu de forets HSS, et des limes rondes au delà de 10 mm de diamètre.

Sur le coffret ESM neuf, ôter les couvercles supérieur et inférieur et garder les vis précieusement. Démontez ensuite l'avant du coffret en ôtant les poignées et ranger également la petite quincaillerie en sachets.

Percez la façade aluminium selon la figure 8 si l'interrupteur général est de marque « TH », ou modifier sinon, mais éviter les tremblements de la pièce et du foret autant que les dérapages de la lime (se faire aider). Si besoin est, lavez la façade terminée au savon de Marseille exclusivement et avec les doigts.

La contre-face de tôle sera percée posée sur une planche de chêne pour ne pas la déformer vu l'épaisseur 0,5 mm et les contraintes à venir. Elle porte en effet les 2 transfos et l'alimentation alternative de la figure 3 comme le montre la figure 9.

Réaliser le circuit imprimé alternatif (sur époxy épais) dont

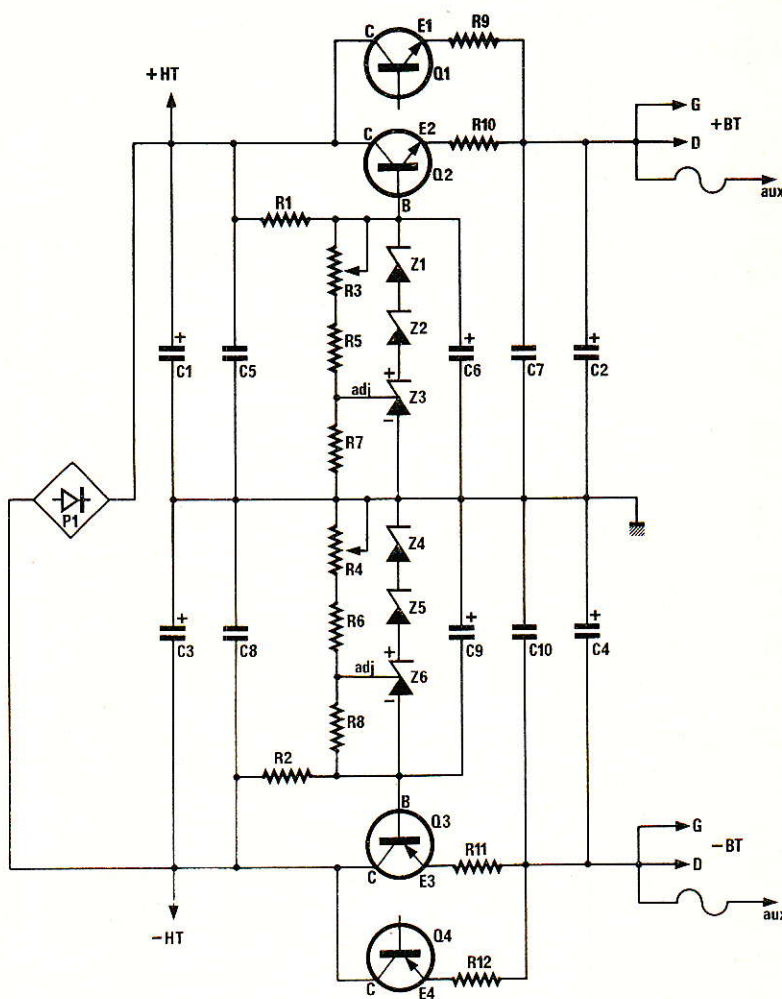


Figure 7

le tracé est donné par la figure 10. Les trous doivent correspondre aux divers diamètres des passages que l'on testera circuit en main. Etamer au fer à souder toutes les pistes fer à 370°C, panne plate et large 5 mm, puis nettoyer au trichloréthylène le flux avec un pinceau.

Monter les composants comme l'indique la figure 11. Procéder ensuite à l'assemblage mécanique des composants selon les précisions de la figure 9. Commencer par le pont P<sub>1</sub>, puis poser le circuit imprimé alternatif. Le serrage recto-verso de la visserie sur la tôle de contre-face permet de simplifier la maintenance.

Il est simplement important de vérifier qu'aucune tête de vis ou tige filetée ne viendra gêner la pose ultérieure de la face avant aluminium. Au niveau des transformateurs, il est impératif de placer de larges rondelles plates de part et d'autre de la tôle qui est hélas trop fine et vibrera à

50 Hz en fonctionnement « puissant ». A vrai dire, elle n'est pas faite pour cela, mais...

Une solution pourrait consister à trouver des carrés ou disques de tôle rigide 2 mm d'épaisseur remplaçant la rondelle plate située vers la face avant. Surveiller encore l'épaisseur car l'espace face/contre-face montée est de 9 mm maximum !

Monter les transfos entre 2 rondelles néoprène mises à plat (agrandir le trou de celle qui touche la tôle), placer la coupelle supérieure, creux vers le transfo puis serrer l'écrou final quand le torique est bien centré et que ses fils s'échappent vers le bas comme en figure 9.

Serrer ensuite ces écrous de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> au maximum possible sans déformer la tôle de contre-face (ou très peu) qui se creuserait en dessous en posant des problèmes ensuite. Câbler alors tout ce qui semble évident conformément à la figure 3, après avoir torsadé

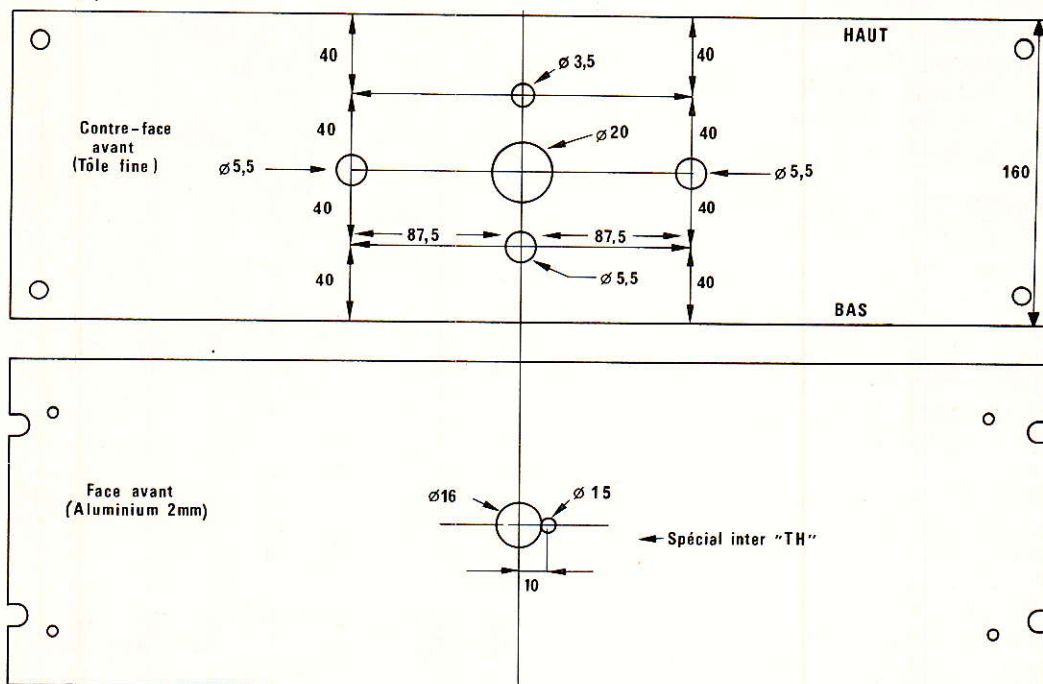


Figure 8

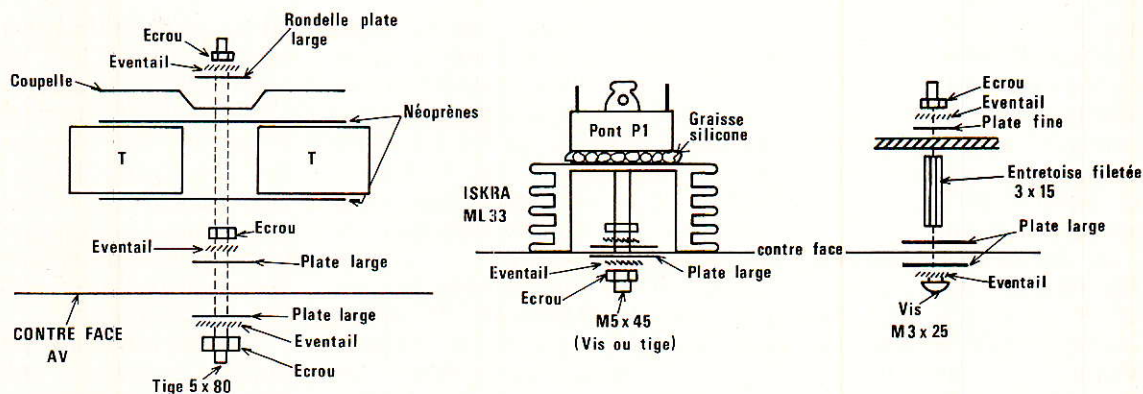
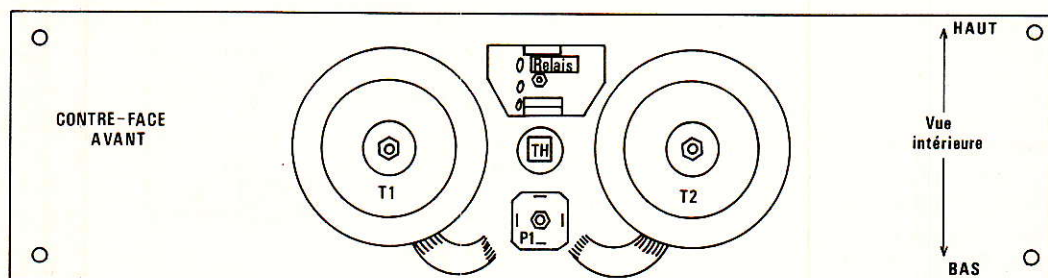


Figure 9

tous les fils des transfos qui voyagent ensemble.

Superposer façade et contre face en remontant les poignées, puis continuer le câblage en évitant aux fils de toucher SW<sub>1</sub> et le radiateur de P<sub>1</sub>. Employer au besoin de la gaine caoutchouc pour éliminer les frictions et respecter les couleurs des fils de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> comme en figure 11, conformément à la figure 3.

Les protecteurs thermiques étant placés sur les amplis, prévoir un fil souple (2 conducteurs fins à gaine solide tenant la chaleur) de 50 cm monté entre un point marqué « SW<sub>1</sub> » sur la figure 11, et l'une des bornes utiles de l'interrupteur général (TH). Veiller enfin à ce que les deux points néon du « TH » (SW<sub>1</sub>) soient largement isolés de la tôle de contre-face.

Ceci fait, déposer les parois et percer les emplacements des régulateurs comme l'indique la figure 12. Les remonter ensuite conformément à la figure 13, en ajoutant au montage d'origine ESM les 4 rondelles plates qui facilitent la portée. Ne pas serrer fortement pour l'instant.

Percer maintenant l'arrière du coffret en prenant exemple sur la figure 14. On peut bien sûr sim-

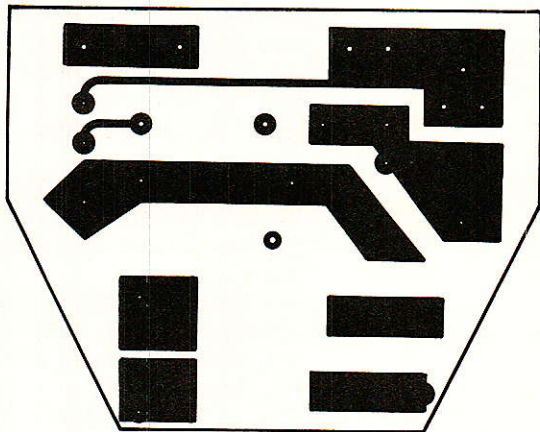


Figure 10

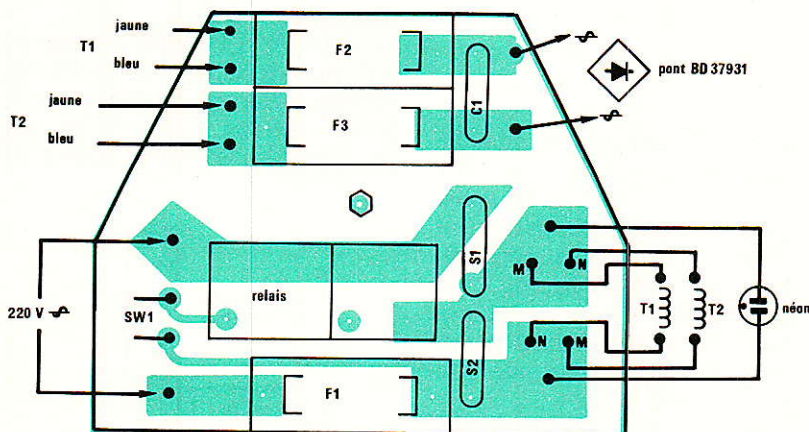


Figure 11

plifier et ne monter que le type de connecteurs que l'on préfère sur ce panneau, la maquette de l'auteur prévoyant diverses démonstrations est équipée en multinorme.

Utiliser de fines limes type queue de rat pour marquer les diverses encoches que présentent les composants susceptibles de rotations. Equiper la face arrière de toute cette connectique en posant les cosses à souder sur les bananes dont l'isolement sur le châssis sera testé à l'ohmmètre.

Remonter alors la totalité du coffret ESM en serrant modérément puis, de façon croisée, serrer fortement les fixations des panneaux AV et AR qui sont guidées dans leur position optimale par les couvercles. Ceci évite toute déformation ultérieure due au poids. Démontez à nouveau les capots supérieur et inférieur, le reste étant définitif.

### 2<sup>e</sup> étape : terminer l'alimentation

Les régulations de la figure 7 sont placées sur les deux petits circuits imprimés différents nommés Z + et Z - dont la figure 15 donne les tracés et la figure 16 les implantations. Chaque carte tient à l'intérieur d'un radiateur ISKRA S 39/100 mm de telle sorte que le haut de la carte (+ de C<sub>8</sub> ou de C<sub>9</sub>) affleure le haut du radiateur.

Avant de souder les composants de ces cartes, vérifiez que la fixation sur vis + entretoise (comme en figure 9) ne met aucune piste imprimée au contact de ces radiateurs. Etamer au fer à souder puis nettoyer au trichlo. Contrôlez que les trous permettent bien le passage dans l'époxi des conducteurs de puissance (HT et BT, etc...).

Percer ensuite les radiateurs de telle sorte que les boîtiers des Darlingtons se trouvent vers le bas

des radiateurs, car la chaleur monte. La figure 17 donne l'aspect (identique pour Z + et Z -) de la disposition permise par les boîtiers isolés « F » de RTC. On note les broches relevées à la pince et strappées en gros fil (Bases et surtout Collecteurs).

Isolé ou non, chaque Darlington doit être monté graissé. Des types montés isolés seront contrôlés à l'ohmmètre, la graisse étant bien sûr répartie sur les 2 faces du mica en plus de la semelle. Le boîtier isolé « F » SOT 199 (RTC) peut être serré correctement avec une rondelle plate sous la tête de vis (3 x 18 mm) et une autre côté opposé (radiateur).

Les cartes Z + et Z - de la figure 16 seront inspectées visuellement après équipement, suite à quoi on pourra effectuer le montage mécanique et les diverses liaisons cartes/Darlington dont 2 par résistances bobinées d'émetteurs. Tout ceci rend la maintenance éventuelle moins pénible : elle consisterait à changer les Darlingtons seulement.

Reprendre le châssis et y monter provisoirement les deux régulateurs sur les parois. Ajouter le fond (couvercle inférieur) fixé sommairement aussi. Monter les colliers des cartouches chimiques sur ces condensateurs (4 ou 6 suivant options) puis les poser sur le fond en cherchant quelle position des colliers permet d'aligner les chimiques serrés sur une même horizontale.

Vu les côtes, aucun plan précis ne peut être fourni pour percer mais il existe une position telle que 6 cartouches, ou 4 cartouches + 2 régulateurs remplissent la largeur du coffret dans un ensemble compact qui prend à peine la demi-profondeur du coffret tout compris.

Il est simple à ce stade de prévoir une option « 6 chimiques » qui revient à pointer 6 trous supplémentaires après avoir déposé les régulateurs ; on dispose ainsi d'un châssis « toutes options ».

Contrôlez simplement que dans tous les cas, des éléments différents n'ont pas de contact mécanique malencontreux, et qu'il subsiste un peu d'espace entre les arêtes de tous les composants en présence.

Photocopier maintenant en 2 exemplaires la carte ampli, puis

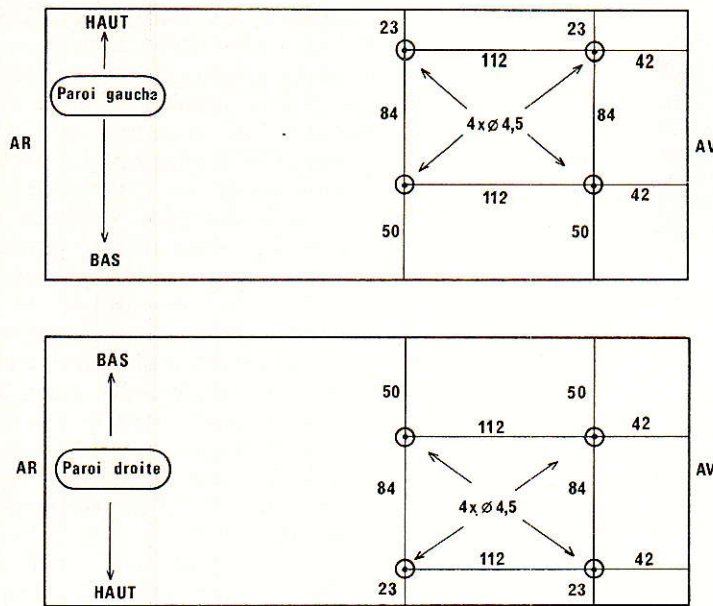


Figure 12

découper ces rectangles de 200 x 150 et les placer harmonieusement dans l'espace restant au fond. Attention de ne pas trop s'approcher des connecteurs de la face arrière. Scotcher les copies en place, et pointer les 8 trous restants en évitant de devoir percer les pieds caoutchouc du rack.

Percer le fond en 5 mm pour les chimiques, et 4 mm pour les cartes amplis. Veiller à orienter correctement les chimiques dans leurs colliers avant de les serrer en visserie de 4 x 10 avec force rondelles plates qui limiteront les

vibrations (causant des distorsions ésotériques). Il est courant de créer une ligne de masse avec les bornes concernées sur une horizontale barrant transversalement l'appareil côté transfos.

Les cartouches étant en place, on peut câbler l'alimentation comme suit, avec schémas de principe à l'appui :

- Utiliser un fer à panne large (370° C minimum, 400° C maxi) d'au moins 50 W, ou deux !
- Poser un bon fil rigide entre + et - côté transfos des chimiques **centraux**.

- Relier au centre de cette barre les deux torsades (vert + violet) des transfos.

- Relier à ce point toutes les bornes de masse des chimiques par fil **individuel** (2 mm au moins).

- Relier (en gros fil toujours) les sorties + et - du pont P<sub>1</sub> aux bornes libres de ces chimiques centraux.

- Tirer de ces points les fils (gros) + HT et - HT qui vont aux régulateurs Z + et Z -

- Ressortir en + BT et - BT de Z + et Z - par (gros) fils qui vont aux bornes + et - des chimiques C<sub>2</sub> et C<sub>4</sub> respectivement (voir figure 7). Décharger C<sub>2</sub> et C<sub>4</sub> par résistance ou court-circuit avant d'y relier + BT et - BT.

- Souder à l'étoile de masse les 2 connexions (30 cm de fil fin) de masse des régulateurs dont l'une (Z +) est au - de C<sub>6</sub> et l'autre (Z -) est au + de C<sub>9</sub> (figure 16).

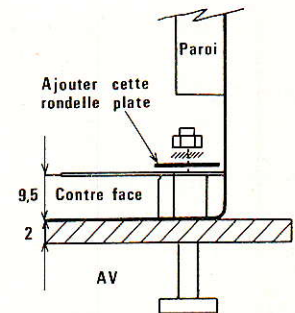


Figure 13

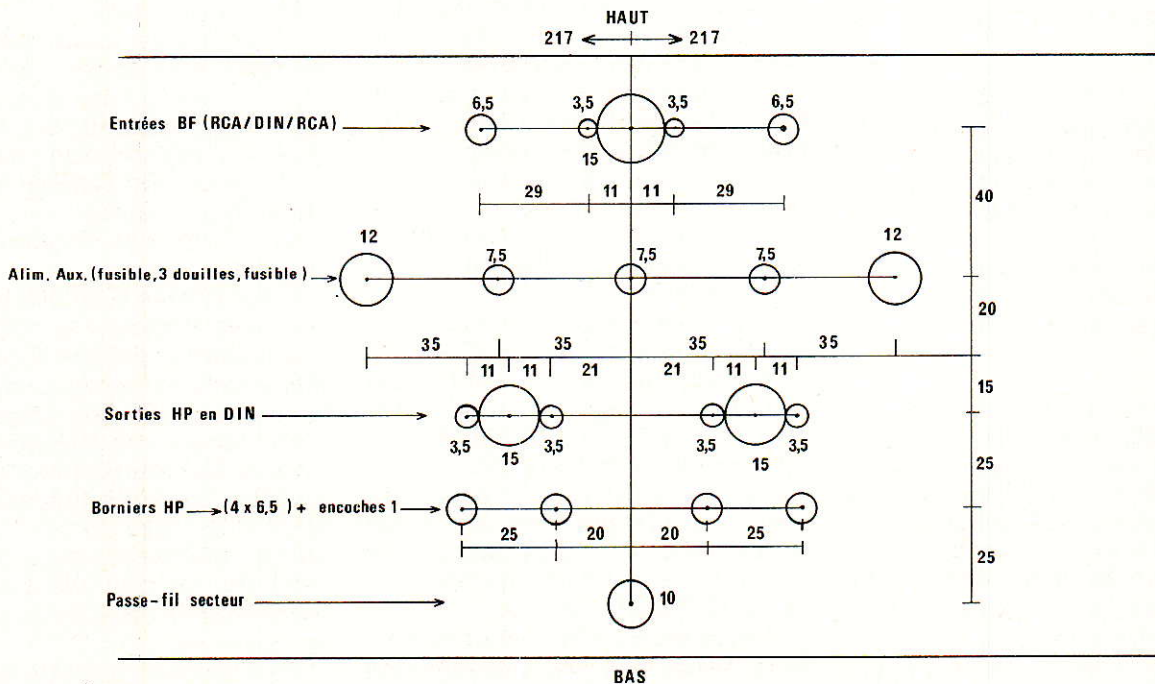


Figure 14

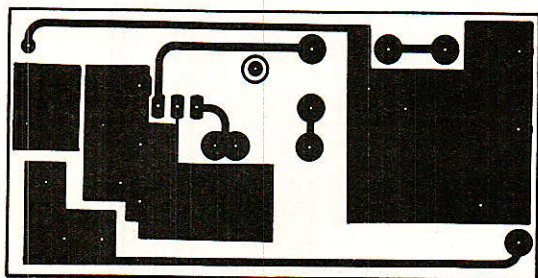
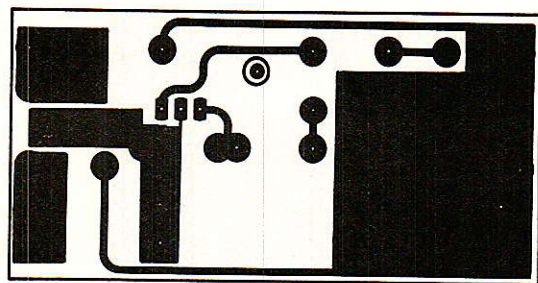


Figure 15

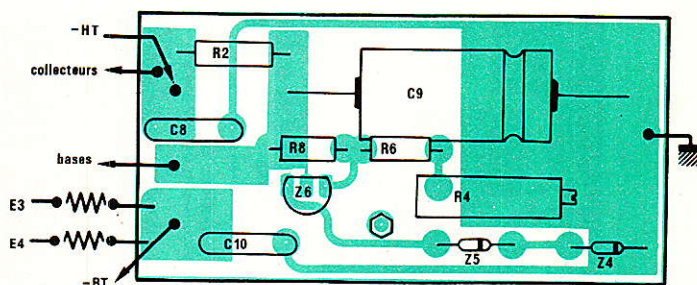
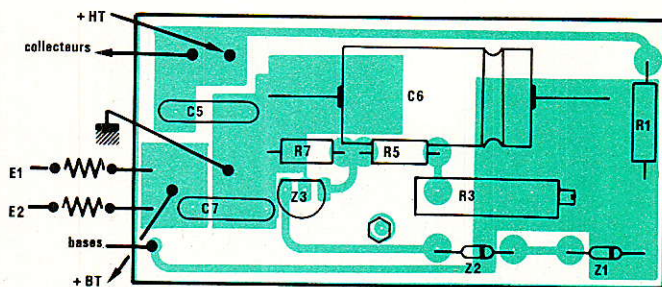


Figure 16

Il reste à vérifier tout le châssis et à compléter éventuellement le câblage ici ou là.

**Attention surtout aux inversions de polarité sur les cartouches.** Si tout va bien, placer des fusibles corrects sur la carte alternative, relier un cordon secteur à cette platine et strapper le cordon 2 fils allant vers les protecteurs thermiques en isolant le bout (220 V !).

Souder provisoirement une résistance de 1 k $\Omega$ /5 W aux bornes de C<sub>2</sub> et une autre aux bornes de C<sub>4</sub>. Mettez sous tension pour la première fois en ne touchant pas du doigt les cartouches, car il vient environ 63-65 V de HT par polarité, environ 58-60 V en BT, toutes valeurs pouvant être **dan- gereuses** pour l'organisme, même avec les mains sèches...

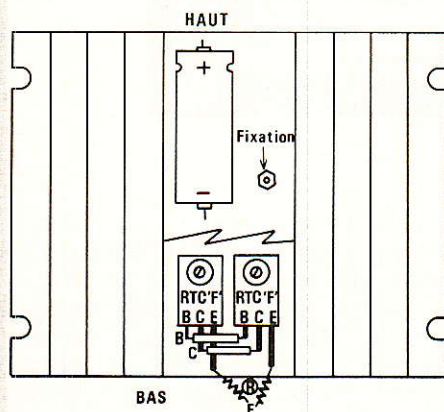


Figure 17

Si le disjoncteur EDF lâche, trouvez une prise de courant plus puissante et tout ira bien. Le courant crête au démarrage de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> peut atteindre 20 A ce qui est normal et fait simplement vaciller l'éclairage de la maison : c'est un signe de santé des transformateurs.

Si un ou plusieurs fusibles lâchent, il y a faute de votre part. Coupez et observez, c'est certainement gros et finalement évident. Si les valeurs de + et - BT ne varient pas en manœuvrant les potentiomètres quant  $\pm$  HT sont corrects, suspectez les Darlington.

Manœuvrez **lentement** les potentiomètres pour préserver les diodes internes de ces Darlington qui seraient claquées si BT = HT (après court-circuit des sorties à la masse par exemple).

Ne passez pas à la suite avant d'avoir contrôlé la bonne santé de votre alimentation au voltmètre (ordinaire). Réglez + et - BT à environ 58 V chacun et détendez vous avant de terminer l'HEXORCISTE III.

### 3<sup>e</sup> étape : les cartes amplificatrices

La figure 18 donne le tracé du circuit imprimé à réaliser en double exemplaire sur une sur-

face utile de 200 x 150 mm. Employer exclusivement de l'époxy cette fois encore, mais la méthode du stylo est toujours possible. L'important est d'imiter aussi bien que possible notre tracé pour des raisons techniques.

Les pistes de puissance sont larges et volontairement enveloppantes, ne les rapprochez pas au point de créer des court-circuits. Percez partout, même les trous excédentaires qui permettent l'adaptation de composants différents. Des composants inutiles sont même prévus comme une cellule de boucherot entre sortie HP et masse. C'est pour rire.

**Il faut obligatoirement étamer au fer (370° C, panne plate) la totalité du cuivre restant après gravure**, ce que l'on fait en plaçant des poids (ou annuaires) aux extrémités du circuit pour lui éviter de s'incurver par refroidissement de la soudure.

Dégagez les trous avec une panne fine et ôtez le flux de soudure inutile avec du trichlo et un pinceau. Placez en premier les 10 straps existants qui sont en fil rigide, par exemple des queues de composants. Posez 5 straps de 10/10<sup>e</sup> dans la région des HEXFET (ceux qui entourent L<sub>1</sub>). La figure 19 vous y aidera.

Soudez maintenant les **diodes 1 N 4148 (D<sub>3</sub> à D<sub>10</sub>) dans le bon sens**, sans surchauffe, et contrô-

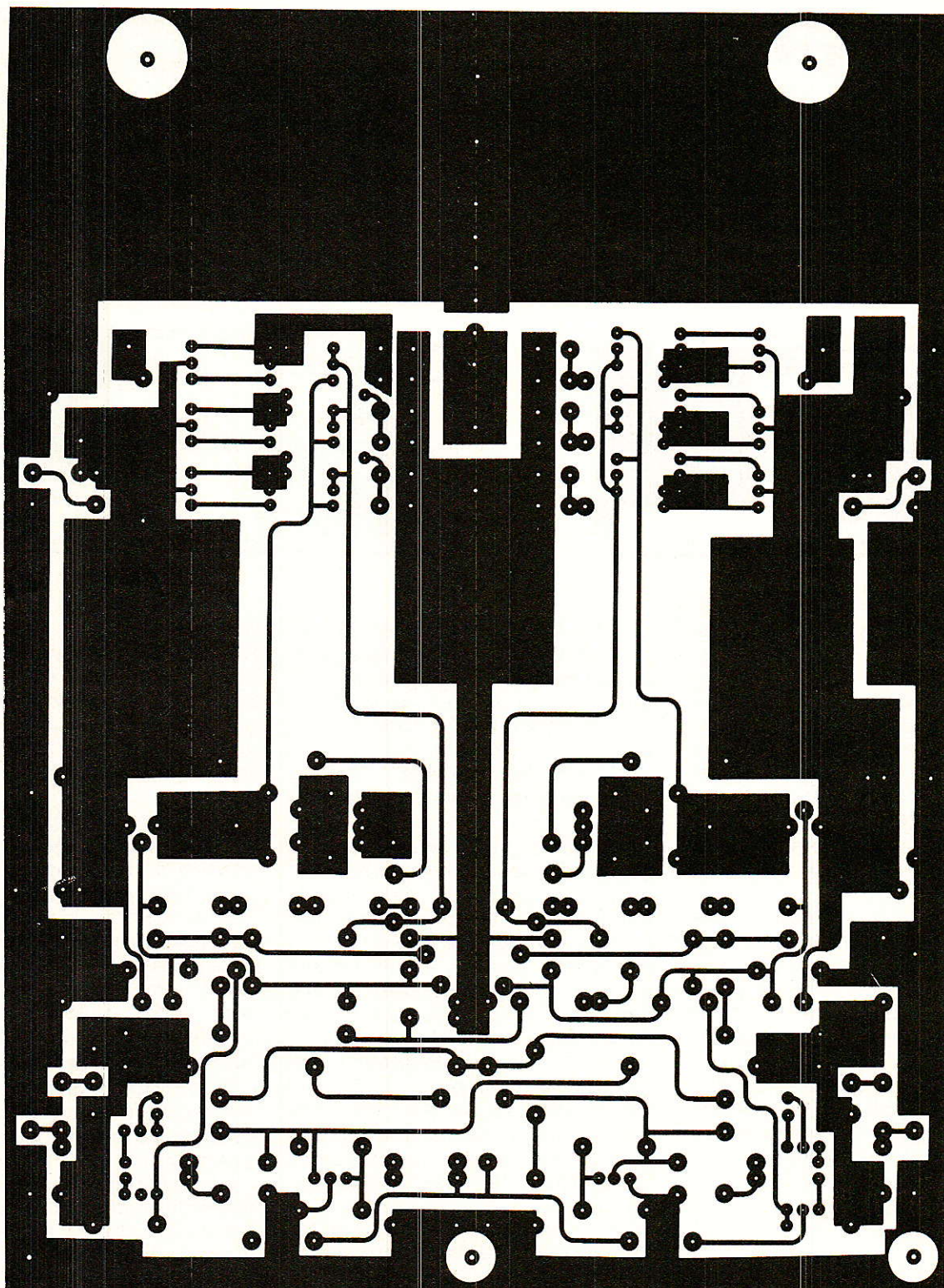


Figure 18

lez-les à l'ohmmètre. L'aiguille ne doit pas dévier dans le sens non conducteur.

Si elle dévie, même légèrement, il est facile d'identifier la diode qui fuit et **il faut la remplacer**. Une diode montée et démontée 3 fois (ou chauffée 6 fois) n'est plus bonne pour ce circuit.

Posez maintenant la totalité des résistances en commençant par les quart de Watt, puis les demi-Watt, et les bobinées qui sont debout. Les HEXFET restent piqués dans leur mousse pour l'instant. Les transistors métalliques sont de côté aussi. Montez tous les composants en ordre de

hauteur croissante.

Les chimiques 1000  $\mu\text{F}$ , s'ils sont axiaux, doivent voir leur fil - replié, puis **prolongé** avec les 2/3 du fil + pour un montage debout. Il est conseillé de **gainer** le fil - de  $C_{10}$  qui est assez proche du radiateur positif.

Prenez ensuite les 8 petits

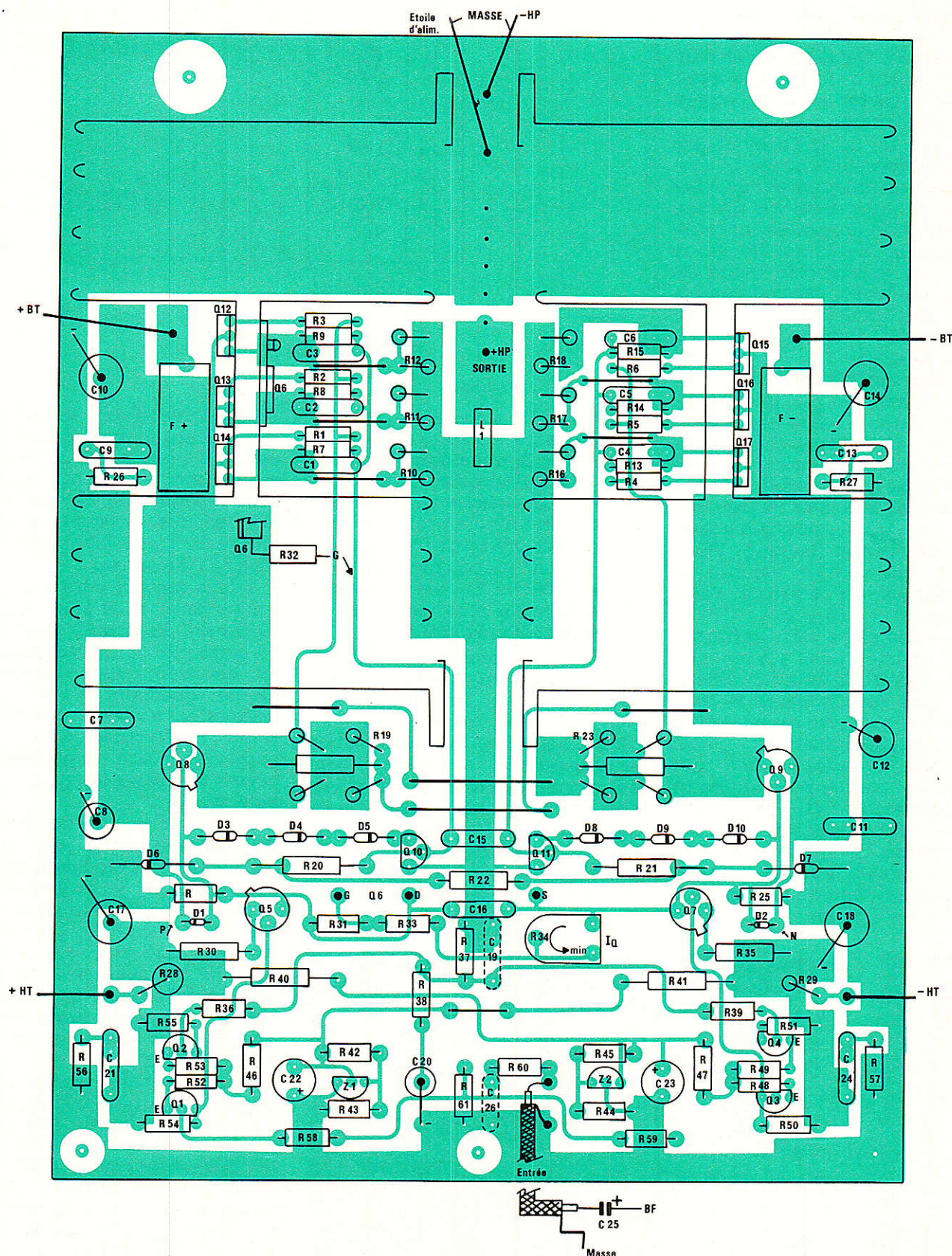


Figure 19

radiateurs des transistors métalliques, et un feutre marqueur pour graffitis. Inscrivez au sommet de tous les 2 N 3440 un N, et un P sur tous les 2 N 5416.

Ceci pour les reconnaître après habillage.

Avec un tournevis, enduisez soigneusement l'intérieur de chaque petit radiateur pour créer

une fine couche uniforme de graisse silicone. Il est probable toutefois que le boîtier n'entre pas dans son radiateur. On doit alors écarter un peu l'aluminium

du dissipateur avec le tournevis, en glissant le transistor de l'autre main, et ce **sans abimer ses connexions**. C'est un point délicat et somme toute ennervant, **prenez votre temps** pour habiller vos 8 transistors.

En figure 19, Q<sub>5</sub> et Q<sub>7</sub> n'ont pas de radiateur pour la clarté du dessin, mais techniquement ils s'imposent. Montez enfin vos transistors sur carte en exploitant toute la longueur de leurs fils et en cherchant la verticale. Faire de **belles soudures**, car ces composants vont travailler dur. Les drivers seront à environ 120° C boîtier au repos (!)

### Attention aux MOSFET :

Les manipuler par la semelle, ne pas toucher leurs électrodes, surtout la Gate (à gauche de face) et les court-circuiter par la mousse dès que possible. Vérifiez en premier lieu que le trou des IRF Z 12 (Q<sub>6</sub>) permet bien le **passage du canon isolant**. Sinon piquez une petite mousse et repercez-les en 4 mm à l'aide d'un étiau.

Avec une pince plate serrant le côté transistor, pliez à la main les pattes des IRF Z 12 à 90° vers le haut, puis raccourcissez la Gate et soudez lui (assez court) la 10 Ω (R 32) parallèlement aux pattes restantes. Soudez alors une nappe ou tresse 3 conducteurs aux connexions (G + 10 Ω) puis D et S. Coupez à 9 cm environ cette tresse, dénudez-la, étamez-la, et contrôlez le thermomètre à l'ohmmètre avant de piquer sur la mousse les 3 brins.

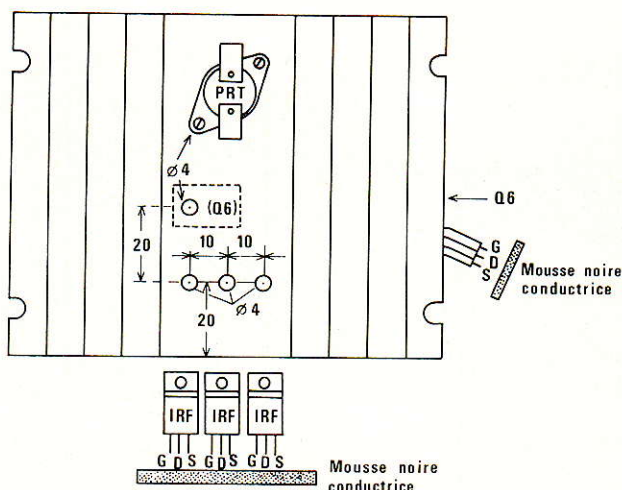


Figure 20

Si l'aiguille ne montre **aucune déviation persistante entre G et S**, ou G et D, et ce **dans les deux sens de l'ohmmètre**, vous êtes un vrai spécialiste du MOSFET. Sinon, votre fer est probablement dangereux pour eux (mettez le à la terre par pince crocodile). Par chance l'IRF Z 12 est très peu coûteux et de plus, ce genre de problème est très rare !

Une bonne pratique consiste à glisser des petits bouts de gaine caoutchouc sur les broches des IRF Z 12 pour recouvrir la soudure de chaque fil souple. Nous le conseillons si l'assemblage paraît susceptible de torsions afin d'éviter les court-circuits inter-broches. **Une ou deux couches de gaine caoutchouc protègent la nappe dont le parcours est exposé à la chaleur des radiateurs.**

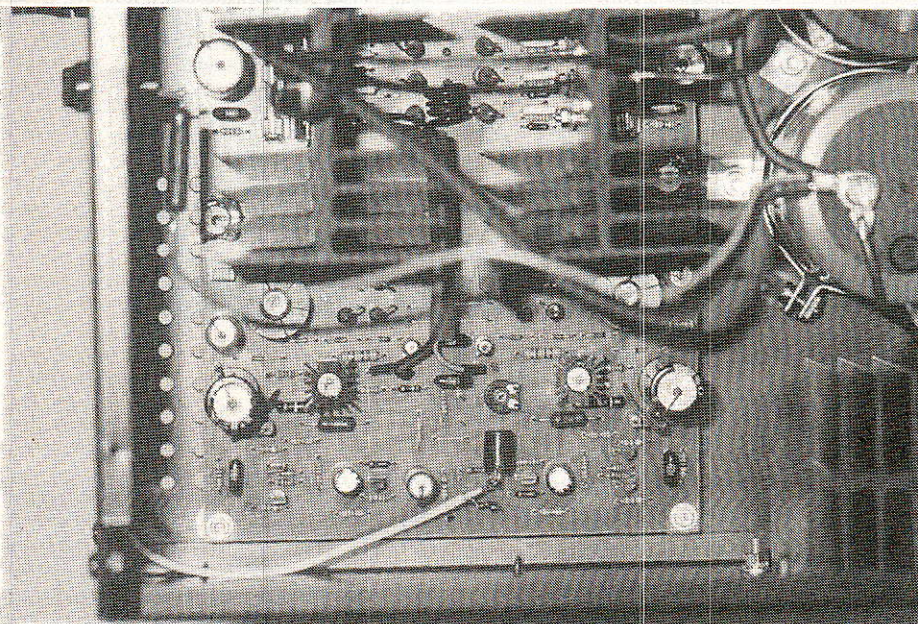
Les 4 radiateurs ISKRA S 39/100 doivent maintenant être percés pour l'équipement particulier de ce montage, en conformité avec la **figure 20**. On commence par le plus délicat qui est le forage de 3 trous alignés pour les HEXFET de sortie.

Il faut monter côte à côte ces composants, et la place est juste suffisante. La largeur totale étant d'environ 35 mm, **il est conseillé de découper deux bandes de papier quadrillé 5 x 5 mm sur lesquelles on aura marqué les trous à effectuer**. Scotcher ce papier en place et **pointer puis percer à travers lui** avec un foret de 4 mm.

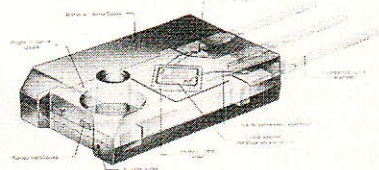
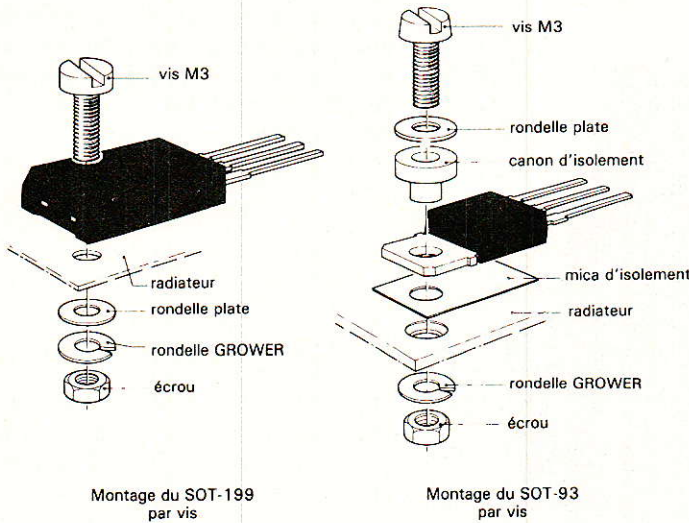
Piquer en mousse des HEXFET de **même polarité** par groupes de 3 (serrés), puis les graisser et graisser aussi le radiateur dans la zone utile. Poser le groupe délicatement en place, puis passer les vis 3 x 12 avec la tête plate côté IRF, placer côté radiateur une rondelle plate, un éventail et l'écrou et serrer **faiblement** le tout. Laisser la mousse en place sur les 9 broches.

Monter sur graisse les protecteurs thermiques PRT<sub>1</sub> à 4 (un par radiateur, en haut), puis monter sur 2 des radiateurs (par exemple IRF 633) **le thermomètre IRF Z 12 isolé par un mica** graissé (2 faces) avec canon plastique côté transistor, puis rondelle plate, etc... de l'autre côté.

Observez bien les documents pour monter correctement **les thermomètres qui sont installés à l'intérieur du radiateur**, soit à l'opposé des IRF 633. Laissez la mousse en bout de nappe, puis ôtez celle des 3 HEXFET parallèle







Data Sheet No. PD-9.440

INTERNATIONAL RECTIFIER

HEXFET TRANSISTORS IRFZ10 IRFZ12

N-Channel 50 Volt Power MOSFETs



50 Volt, 0.2 Ohm HEXFET TO-220AB Plastic Package

The HEXFET technology has expanded its product base to cover the low voltage, very low RDS(on) MOSFET transistor requirements. International Rectifier's highly efficient epitaxial and original processing of the HEXFET have been combined to create the lowest on-resistance per device performance. In addition to this feature all HEXFETs have excellent linearity and gain characteristics.

- Features:
- Extremely Low RDS(on)
  - Compact Plastic Package
  - Fast Switching
  - Low Drive Current
  - Easy of Paralleling
  - No Second Breakdown
  - Excellent Temperature Stability
  - Parts Per Million Quality

Product Summary

Part Number	VDS	RDS(on)	ID
IRFZ10	50V	0.22	10A
IRFZ12	50V	0.20	9A

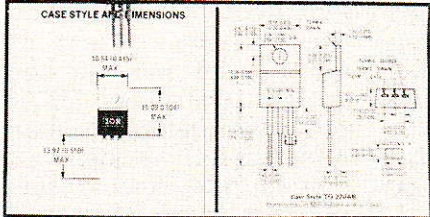


Figure 21

qui, précisons-le, sont montés **sans isolement mica**, et peu serres à cet instant.

Glissez avec précautions et patience, en vous aidant d'un bâtonnet de bois au besoin, le radiateur équipé dans son logement conformément à la figure 19. Ceci donne la bonne position aux HEXFET, puis ôtez doucement le radiateur verticalement (sans modifier les positions) et serrez fortement les 3 IRF en veillant à ne pas les faire pivoter lors de l'opération. **Egalisez la force de serrage**, et faites de même pour les autres radiateurs équipés.

Il est maintenant facile de glisser chaque radiateur dans son

emplacement, et on peut souder avec de préférence l'ordre suivant : S, D et G **en dernier**. Les trois connexions souples du thermomètre sont enfin soudées à destination, soit dans la région des protections (R20, R21).

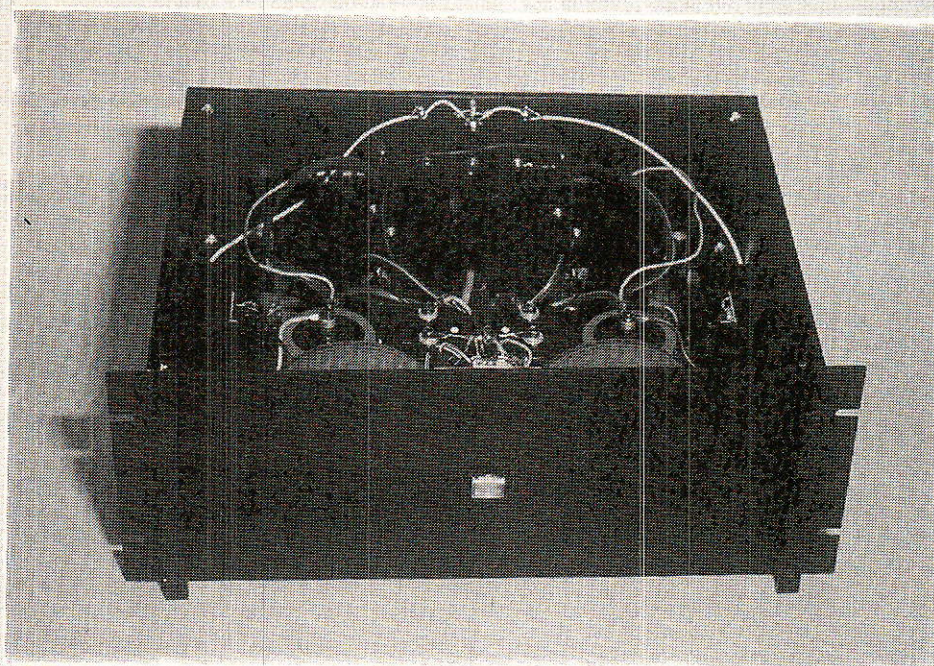
La self L1, toute symbolique, se résume à 4 spires de fil 15/10<sup>e</sup> émaillé bobinées sur un foret de 10 mm, puis écartées régulièrement pour une longueur de 10 mm du bobinage. Grattez et **étamez** les extrémités avec un fer bien chaud, puis posez et faites de belles soudures avec qualité et quantité : on passe 10 A dans cette région !

On notera que l'entrée BF est « continue » et que le chimique

C25 n'est pas sur le circuit imprimé. Ceci permet une liaison directe recherchée par les amateurs de sensations, et l'essai de différents types de condensateurs sans rien démonter (valeur typique 33 µF).

Les emplacements C19 et C26 peuvent être équipés de cosses à souder si l'on a la religion des compensations : les valeurs optimales dépendent de l'installation et nécessitent un oscilloscope bicourbe 20 MHz au moins, un bon générateur, etc... Tout ceci est mineur, et notre maquette n'utilise pas ces emplacements...

La figure 19 donne le sens des diodes D1 et D2 (verticales) en cas d'alimentation HT et BT



(4 points). On gagne très peu en compliquant le câblage, c'est pourquoi en conformité avec la figure 1, on conseille de réunir par des fils souples (+ HT et P), et côté négatif (- HT et N) qui sont mentionnés en figure 19.

On conseille de bloquer un peu les radiateurs avec de petites cales (sans forcer) et quelques points de colle néoprène ici et là. Monter ensuite les câbles de puissance et glisser des fusibles rapides 1 A dans les supports d'un seul canal. Placer les réglages  $R_{34}$  (potentiomètres) au minimum (voir figure 19) soit à fond en sens inverse des aiguilles d'une vieille montre.

Terminer le câblage quand les amplis sont en place dans le châssis. Glisser les liaisons  $C_{25}$  entre cosses d'entrée et connectique d'entrée. Faire de belles soudures aux bornes HP et aux bornes d'alimentation, sauf + BT qui passe par un contrôleur universel en position Ampèremètre continu 200 ou 500 mA (MAXI).

Si tout semble bon et conforme, mettre sous tension le canal en question. L'aiguille monte calmement vers les valeurs suivantes (typiques version strappée 2 points d'alimentation) :

**1 — Potentiomètre au minimum :**

- Pour alimentation  $\pm 58$  V, le courant avoisine 80 mA
- Pour alimentation  $\pm 63-65$  V, le courant avoisine 90-95 mA

**2 — En augmentant doucement le courant de repos par  $R_{34}$ , on est réglé pour :**

- En  $\pm 58$  V, environ 130 mA (maximum 150 mA, 200 mA c'est inutile)
- En  $\pm 63-65$  V, environ 150 mA (maximum 200 mA, 250 mA c'est inutile)

Ces valeurs ne sont que faiblement modifiées par la présence ou l'absence de charge  $8 \Omega$  en sortie, car l'offset est très faible. Elles varient par contre avec la température des radiateurs du fait de  $Q_6$  (thermomètre), mais faiblement ici aussi ; réajustez après 15 minutes environ.

**Attention en touchant les radiateurs pour évaluer leur température : chacun est au potentiel d'alimentation, et il y a de plus de 100 V entre les deux** que l'on ne doit jamais réunir, ni par vis, ni surtout par les mains ! Prenez le maximum de précautions en milieu humide !

Coupez le 220 V, soudez le + sur son chimique, changez les fusibles de canal et ampèremètre en place, réglez le second canal de la même façon. Coupez ensuite et mettez quatre fusibles définitifs de 3,15 A (rapides) sur les 2 cartes amplis. Félicitations !

Il reste à câbler la protection thermique qui est une boucle mettant le 220 V du relais dans la série de disjoncteurs PRT à 4. Ne jamais plier les bornes de ces compo-

sants, et souder de telle sorte que le fil fin employé **ne touche pas les radiateurs**, ou gainez-le sous caoutchouc lui-aussi. **Relier le fil Jaune/Vert du cordon secteur à l'étoile de masse.**

## Conclusion

L'auteur disposant d'appareils de mesure peut vérifier son bon réglage en contrôlant que la distorsion de raccordement n'apparaît pas avant 25 kHz (typiquement c'est bien plus), même à la limite d'écrêtage. Sinon retoucher **finement** les ajustables  $R_{34}$  (mi-course maxi)

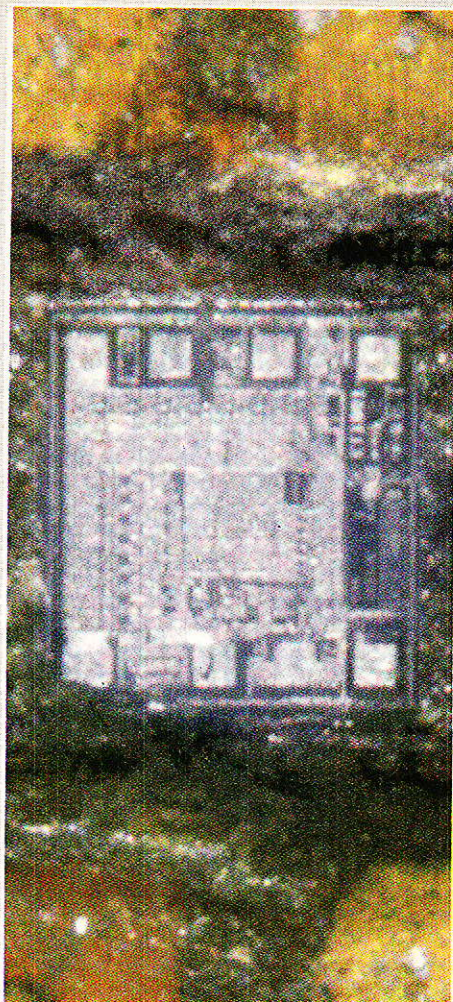
Les condensateurs de compensation seront testés avec le préampli et le cordon de liaison habituellement utilisés, en signaux carrés de 5 à 20 kHz. Les surprises seront nombreuses, il suffit de manœuvrer le volume, d'où la non-compensation que nous préconisons.

Toute intervention s'effectue alimentation éteinte et **chimiques déchargés**, ce qui ici est l'affaire de 30 à 60 secondes environ. Ne jamais glisser une sonde quelconque sur les sources et surtout Gate des HEXFET qui pourraient alors osciller et claquer (tous !). Le test du court-circuit est par contre possible (brièvement sur les bornes HP).

Cet appareil simple et sain ne devrait pas poser d'autres problèmes que son prix et le temps de construction nécessairement élevés. Ses performances permettent de caresser l'émotion musicale, toutefois il peut, avouons-le, s'avérer intolérable pour le voisinage. Mais finalement, ainsi que cette Revue, n'avez vous pas un goût marqué pour la plaisanterie corsée ?

**D. JACOVOPoulos**

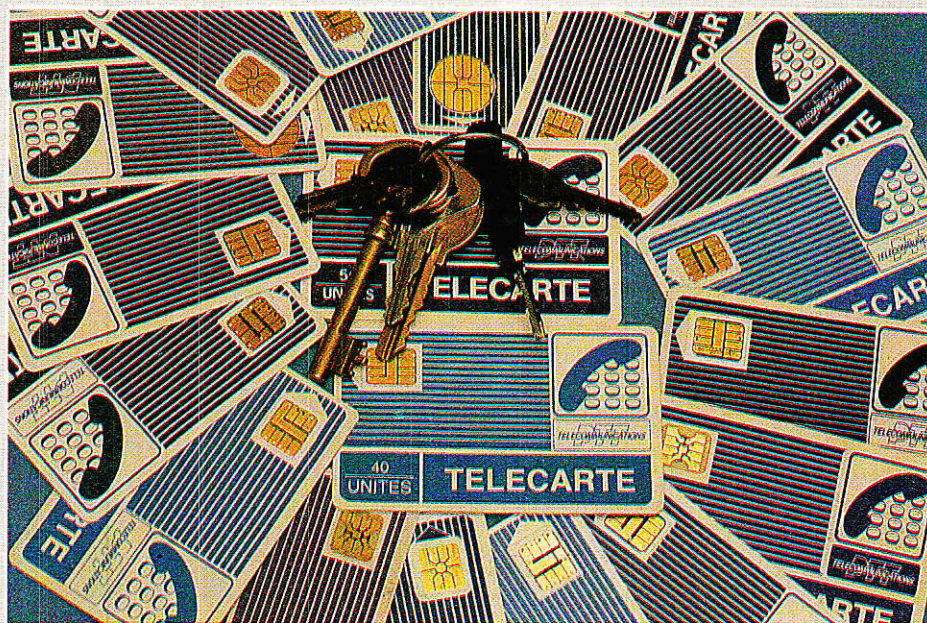
# Un lecteur de cartes à puce ...usées



**C**artes à puce simplifiées (non rechargeables), les **TÉLECARTE**s sont prévues pour être jetées dès que leur crédit d'unités « télécom » est épuisé.

Aucun électronicien ne peut rester insensible à un tel gaspillage de circuits intégrés (essentiellement des mémoires) : il est donc fort tentant d'essayer de trouver une application à ces composants si faciles à récupérer en quantités notables. Sans chercher à pénétrer le secret de la « monnaie électronique », quelques mesures à l'ohmètre peuvent déjà donner des idées...

Voici donc une première application, sous la forme d'un « lecteur » très simple qui permettra d'utiliser de vieilles télécartes en tant que « clés électroniques » pour commander l'ouverture de portes, la mise en marche du téléviseur, l'accès au MINITEL, ou tout ce que vous voudrez !



### Autopsie d'une télécarte :

Dès que les premières télécartes ont commencé à joncher le sol des cabines téléphoniques, l'auteur a voulu savoir ce qui se cachait derrière les petits contacts dorés, bref voir la « puce » en chair et en os (ou plutôt en silicium)

Le plastique qui l'enrobe ne résiste pas longtemps à un bon

fer à souder : avec un minimum de soin, on obtient facilement un petit circuit imprimé ultra-fin portant d'un côté les contacts, et de l'autre, la fameuse « puce ». Des trous métallisés mettent les contacts en relation avec les pastilles sur lesquels les connexions de la puce sont raccordées par des fils extrêmement fins, tout comme n'importe quel boîtier DIL.

La carte à puce est donc bien un circuit intégré comme les

autres, simplement logé dans un boîtier très spécial !

Pas question évidemment d'obtenir la feuille de caractéristiques et la note d'applications de ce composant « top secret », aussi est-il nécessaire de se livrer à une exploration en règle. Un examen de la puce au microscope optique (et même au microscope électronique à balayage !) montre clairement qu'il y a beaucoup de « monde » sur la puce, mais il n'est pas si facile de distinguer les transistors et les résistances...

A vrai dire, on en apprend plus en promenant les pointes de touche d'un ohmmètre sur les contacts de la carte, sans même la démonter : quoi de plus facile ?

Des résistances de quelques kilo-ohms apparaissent ainsi entre certaines paires de contacts : pas facile de savoir à quoi cela correspond, mais le plus intéressant est que la valeur de ces résistances varie assez largement d'une carte à une autre. En fait, dans la collection de l'auteur (et elle est bien approvisionnée !) il n'y-en a pas deux qui soient exactement identiques...

Même si cela n'a strictement rien à voir avec le fonctionnement d'origine de la carte (il s'agit certainement de dispersions de fabrication), ces résistances peu-

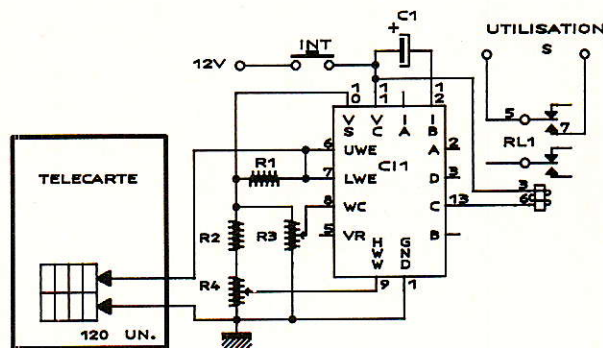
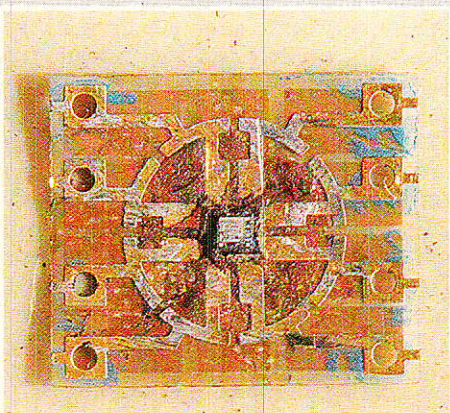
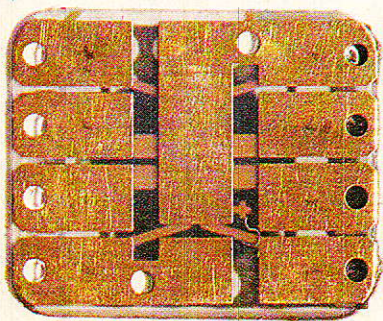


Figure 1

vent être considérées comme un véritable « code » propre à chaque carte.

D'où l'idée de construire un « lecteur » capable de reconnaître une carte unique (ou quelques cartes soigneusement triées), dans le but d'en faire une « serrure électronique » des plus originales !

## Un lecteur ultra-simple :

Mesurer une résistance est une opération extrêmement courante, la comparaison de deux valeurs également. Un circuit intégré bien connu existe même pour rendre les choses aussi simples que possible / le TCA 965 (Siemens) est en effet un « comparateur à fenêtre » capable d'indiquer si la valeur mesurée se situe à l'intérieur d'une fourchette bien définie, au dessus, ou en dessous.

Dans le montage de la figure 1, le relais ne collera que si la résistance de la carte est égale au « code » réglé par R<sub>3</sub>, plus ou moins une certaine tolérance fixée par R<sub>4</sub>.

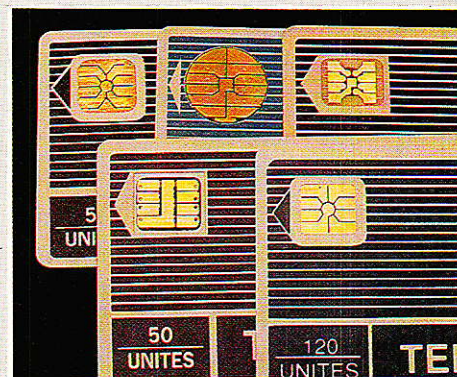
Si la tolérance est trop serrée, une seule carte pourra normalement déclencher le relais, mais il faudra se méfier des effets de la température ambiante, susceptibles de faire dériver légèrement la résistance de la carte.

A mesure que l'on assouplira la tolérance, de plus en plus de cartes pourront déclencher le système, ce qui peut être utile si plusieurs clefs doivent être distribuées.

Pour éviter les hésitations du relais au moment de la mise en contact de la carte, C<sub>1</sub> vient tem-

poriser la mise en service du comparateur : le relais ne pourra coller au plus tôt qu'une bonne seconde après l'appui sur le microswitch détectant la présence de la carte.

Électroniquement très simple, le lecteur comprend une partie « mécanique » qui doit être construite avec beaucoup de précision : il s'agit des glissières d'introduction de la carte et des contacts qui ne doivent tomber à côté de leur but.



## Réalisation pratique :

Toute la construction du lecteur est basée sur l'emploi du circuit imprimé de la figure 2 : les principaux composants se câblent normalement d'après la figure 3, et toute la « mécanique » prend place côté cuivre.

On commencera par découper dans du stratifié pour circuits imprimés (époxy 16/10 cuivré ou non) quatre rectangles de 80 x 17 mm, que l'on contre-collera deux-à-deux à la colle néoprène pour obtenir des cales de 3,2 mm d'épaisseur.

Ces deux cales seront à leur tour collées dans les emplacements réservés de part et d'autre

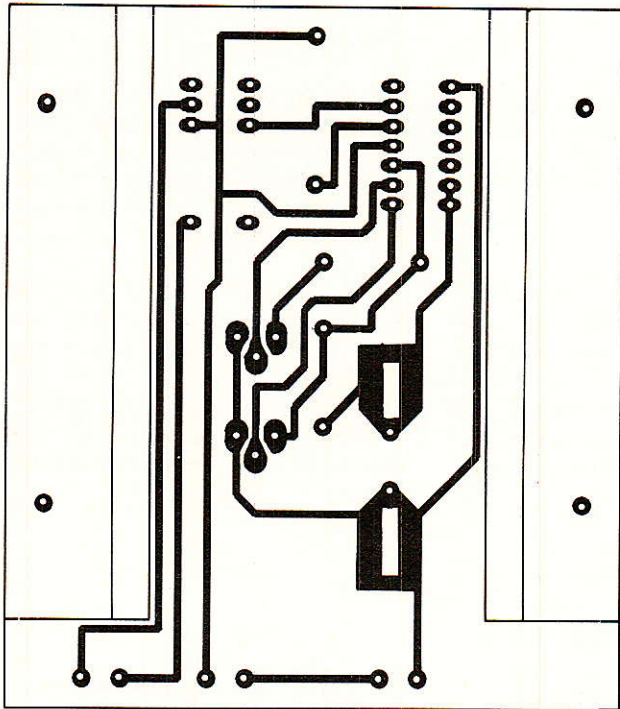


Figure 2

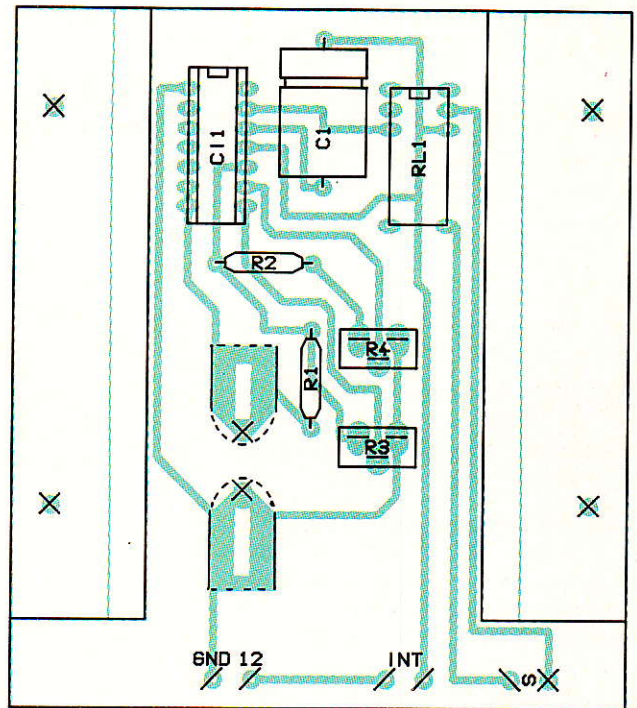


Figure 3

du circuit imprimé : une grande précision n'est pas encore nécessaire à ce niveau.

Découper maintenant deux rectangles de 10 x 80 mm dans une feuille de plastique rigide ou de tôle d'aluminium, voire de carton dur, dont l'épaisseur devra être **très légèrement** supérieure à celle d'une télécarte. On peut également découper ces cales dans une télécarte contre-collée avec plusieurs épaisseurs de ruban adhésif.

Ce sont ces deux cales qui, boulonnées entre le couvercles (plaque d'époxy de 80 x 70 mm) et les deux cales de 3,2 mm, guideront exactement la carte dans le lecteur, mais sans frottement excessif.

Deux trous seront ménagés pour commencer dans ces deux guides, et on ne percera les cales et le circuit imprimé ( $\varnothing$  3 mm) que lorsque les contacts auront été exactement positionnés et soudés.

Deux larges zones de cuivre sont prévues pour ces contacts, qui pourront être récupérés sur toutes sortes de connecteurs. Leur forme sera conforme à ce que représente la **figure 4**, afin que l'introduction de la carte puisse se faire sans effort impor-

tant mais que la pression de contact soit suffisante.

Les deux trous en bout des zones de montage des contacts correspondent précisément aux points de la télécarte auxquels doivent s'opérer les contacts.

Tout le secret du fonctionnement correct du lecteur réside dans le positionnement et le réglage précis de ces deux contacts : accordez le plus grand soin à cette opération !

Le positionnement correct étant trouvé, on pourra percer les cales et le couvercle puis boulonner solidement le tout en quatre points.

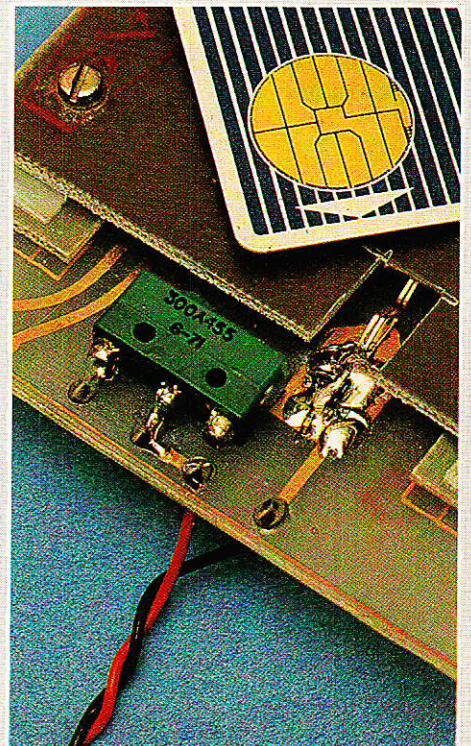
Il sera alors temps de fixer et raccorder le microswitch servant de butée de fin de course, lors de l'introduction de la carte. Ce contact devra être actionné lorsque la carte sera exactement en face de ses contacts.

On aboutit alors à la disposition de la **figure 5**, finalement assez simple et ne faisant surtout appel à aucune pièce coûteuse.

Il reste maintenant à régler R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub>. Si un doute quelconque existe quant au bon positionnement des contacts, il vaudra mieux procéder aux réglages, carte hors du lecteur : deux poin-

tes de touche permettront de créer un contact au dessus de tout soupçon.

On commencera les opérations avec R<sub>4</sub> curseur côté R<sub>2</sub> : on doit alors trouver une assez large plage de R<sub>3</sub> menant au collage du relais. Agir alors sur R<sub>4</sub> pour rétrécir cette plage à volonté,



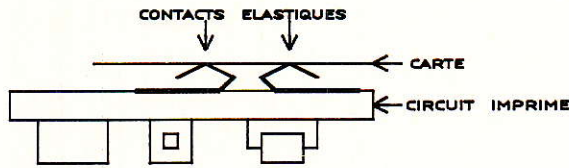


Figure 4

quitte à recentrer de temps à autre le réglage de  $R_3$ .

Ne pas chercher à serrer par trop la tolérance au début, notamment si la mécanique n'est pas parfaitement au point.

Les réglages électroniques étant faits, on pourra en effet figner les positionnements mécaniques afin d'obtenir un fonctionnement tout à fait fiable.

## Exploitation du lecteur :

Une simple pile suffit pour alimenter le lecteur pendant très longtemps, puisque celui-ci ne consomme qu'en présence de la carte. Selon le relais employé, la tension d'alimentation peut aller de 9 à 24 volts, la valeur recommandée étant 12 V.

Environ une seconde après l'introduction de la (bonne) carte, le

relais colle, et doit rester collé tant que la carte n'est pas retirée : le lecteur fera l'usage qu'il désire de cette fermeture « fugitive » du contact mis à sa disposition : commande de gâche élec-

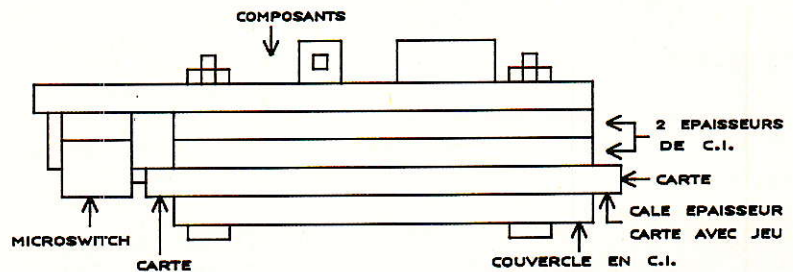


Figure 5

trique, de minuterie, ou de relais auto-entenu.

Un condensateur pourra éventuellement être mis en parallèle sur le relais et/ou la source d'alimentation au cas où des parasi-

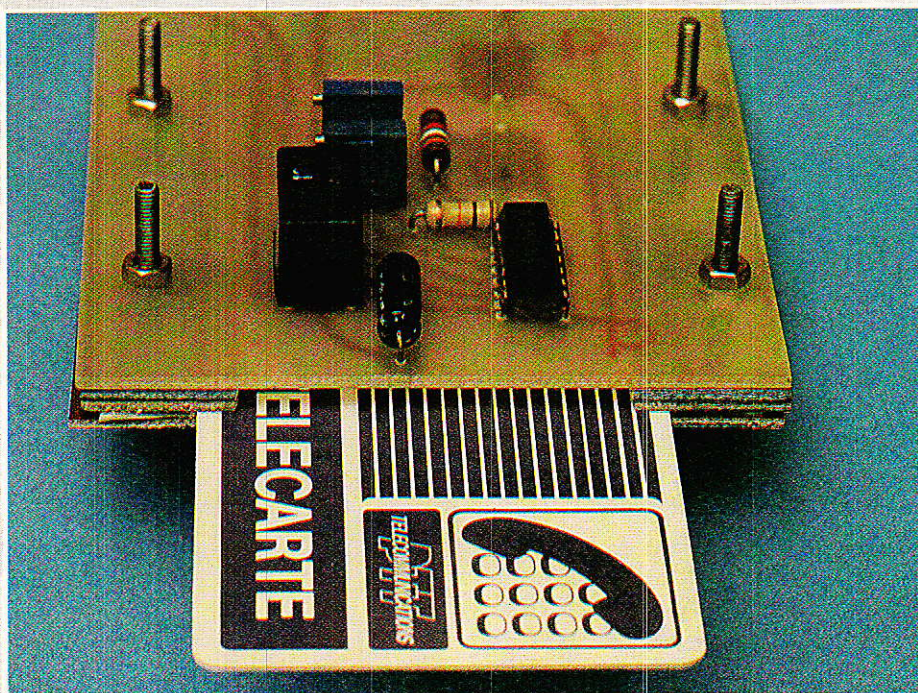
tes viendraient à en faire « frétiller » le relais : 22 à 220  $\mu\text{F}$  selon les cas.

Il reste maintenant à récupérer suffisamment de cartes pour les besoins de chacun, et à les trier pour ne conserver que celles correspondant à la valeur et à la tolérance réglées.

Un axe de recherche possible serait de tenter de modifier la valeur de la résistance de la carte en faisant passer un assez fort courant dedans pendant un temps suffisant : il serait alors possible de « personnaliser » ces

cartes à volonté, d'autant que rien n'interdit, en plus, de les « repeindre » aux couleurs de votre choix, contacts exceptés bien-sûr !

Patrick GUEULLE



## Nomenclature

### Résistances

- $R_1$  : 3,9 k $\Omega$
- $R_2$  : 10 k $\Omega$
- $R_3$  : Pot. ajustable 4,7 k $\Omega$
- $R_4$  : Pot. ajustable 1 k $\Omega$

### Condensateurs

- $C_1$  : chimique 25 V 10  $\mu\text{F}$

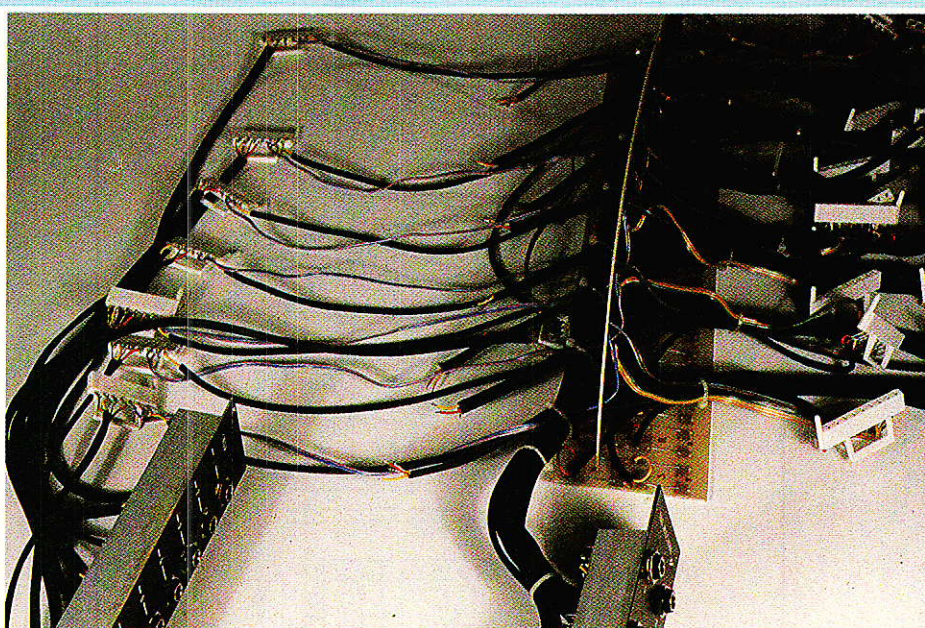
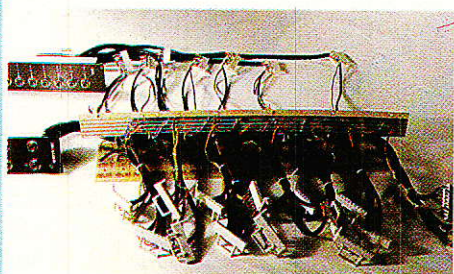
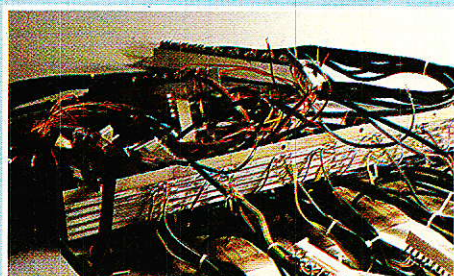
### Circuits intégrés

- $CI_1$  : TCA 965 SIEMENS

### Divers

- relais 12 V DIL
- microswitch travail
- 2 contacts (voir texte)

# Console Alexandra : câblage



**C**ontrairement à ODDY dont le câblage était fait au fur et à mesure de la construction des modules, alexandra ne dispose à ce jour d'aucune liaison autre que celles qui sont imprimées.

La raison de ce choix est due au fait qu'il est possible ici de câbler sur table, et d'insérer la totalité des connexions, comme un module autonome.

Cette étape finale sera coupée en deux, et il ne manquera plus qu'un essai global pour que votre studio soit totalement opérationnel. « J » moins trois !

## Introduction

Deux erreurs ont encore été repérées...

Dans le n° 459 (MASTER AUX), toutes les résistances  $R_1$  à  $R_8$  sont de  $3.9\text{ k}\Omega$ , et non un savant mélange de  $22\text{ k}\Omega$  et  $3.9\text{ k}\Omega$ , qui déséquilibre les retours échos.

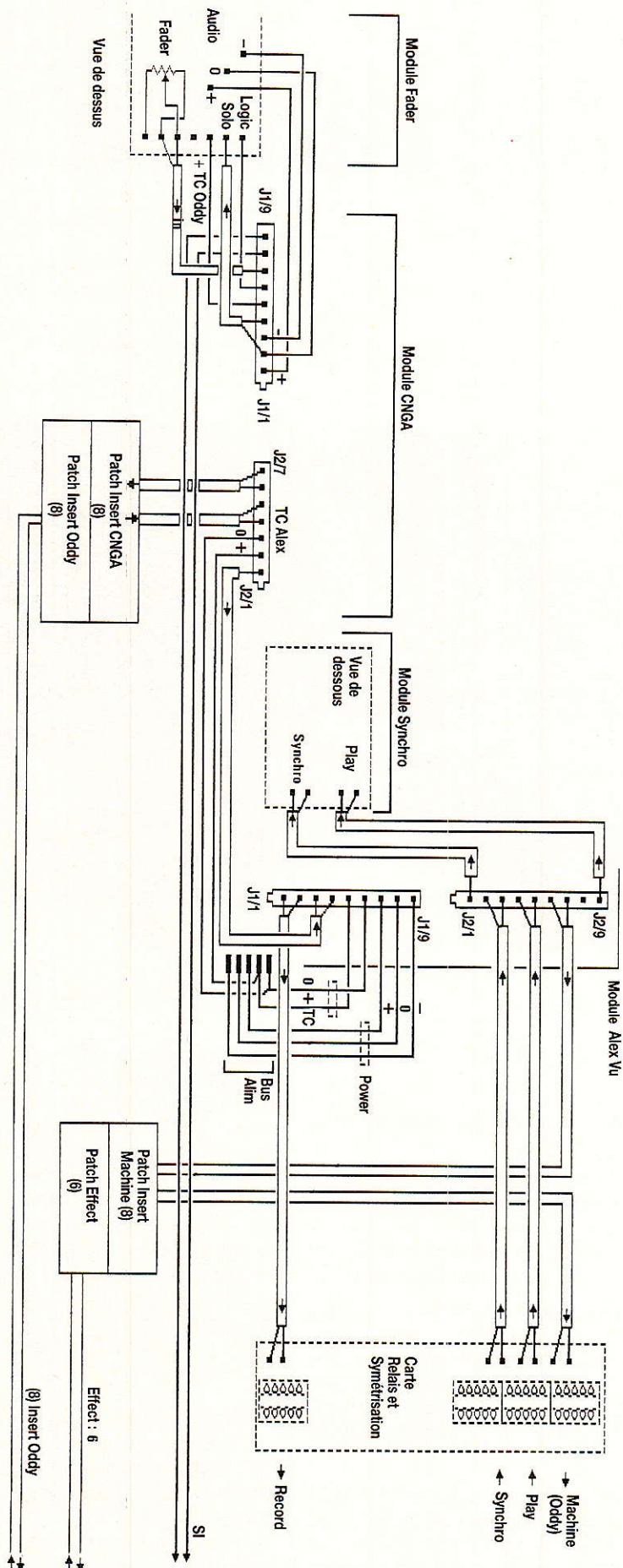
La seconde erreur porte moins à conséquence, mais reste grave : depuis le début, l'auteur parle de SHADOW, alors que cela s'écrit SCHADOW ! Plusieurs milliers d'excuses à la famille SCHADOW.

Nous allons promptement entrer dans le vif du sujet, car pour vous faciliter la tâche au maximum dans cette étape peu agréable, nous avons détaillé

chaque phase de manière telle qu'elle devienne presque sympa ! En retour de manivelle, il n'est pas évident d'aborder l'ensemble sans vous demander parfois d'oublier un ordre trop logique dans la description : quand on câble un module à l'aide de composants « tout prêts », il est facile de respecter un canevas logique, mais ici il est nécessaire de confectionner les sous-ensembles, avant de les interconnecter de manière classique.

Nous sommes bien conscients de l'aspect rébarbatif d'une étape de simple câblage et du regret pour certains lecteurs de voir ces pages occupées à d'autres choses que de fières réalisations plus purement électroniques, mais il faut quand même bien « y pas-

Figure 1 - Plan de câblage général (partiel).



ser », et nous nous tenons prêts à vous faire vite oublier cette grisaille...

## Plan de câblage

Une vue globale de la partie « chaude » est donnée figure 1, et l'on y reconnaîtra le raccordement des éléments mis en place dans les numéros précédents. Ce n'est qu'une partie du travail prévu mais celle sans doute qui vous tient le plus à cœur.

Si l'on observe le dessin de gauche à droite, on peut retrouver tout d'abord le module FADER (une seule voie est ici représentée), et ses liaisons au connecteur J1 du module CNGA. Il faut bien se rappeler que la tension TC commandant le SOLO logic provient de ODDY et non de l'alimentation propre à ALEXANDRA. Le bus alim AUDIO étant implanté sur les cartes FADER, chaque module CNGA viendra y prélever son dû, et ce sera la seule utilisation de ces tensions symétriques. L'unique envoi de J1 vers l'extérieur, est la transmission de la commande SI, par deux fils simples, à un jack 6.35 accessible en face arrière.

Le connecteur J2 exige la tension d'alimentation 0/+ TC, propre à ALEXANDRA, que distribue un BUS ALIM dont nous reparlerons.

Les accès au patch d'insertions (aller-retour) et la sortie RECORD (avant commutation VU et réglage du gain), exploitent les derniers points d'accès au module CNGA.

C'est de J1/1 du module VU que part vers la face arrière le signal utile à l'enregistrement. Avant d'accéder à la prise, il transite par une carte qui permettra de symétriser la ligne, ainsi que PLAY, SYNCHRO, et MACHINE.

Cette façon de faire présente l'avantage d'autoriser le choix mais aussi d'apporter des modifications dans le temps, sans tout remettre en cause. Ainsi, si vous décidez de symétriser dans un an les lignes PLAY, il suffira de retirer les straps adéquats et de souder les SP61 à leur place, un point c'est tout.

Disons tout de suite et bien haut qu'il s'agit d'une OPTION, et qu'elle ne sera retenue que si



elle s'avère indispensable : à raison de 4 transfos par voie, 8 voies conduisent à 32 transfos, soit un budget d'environ 6400 F ! Hé oui, ça va très vite...

Pour vous mettre à l'aise, votre serviteur vous confie qu'il a choisi de commencer par l'option straps, nettement plus abordable.

C'est toujours sur J1 du module VU qu'arrivent les tensions d'alimentation 0/+ TC et +15, 0, -15 POWER. Ces 5 lignes sont groupées sur le bus ALIM dont nous avons déjà fait mention.

De J2 de ce même module, partent les signaux de lecture et de synchro destinés aux balances prévues sur les modules SYNCHRO et arrivent les lignes de même nom après une éventuelle symétrisation.

Enfin, reste la ligne MACHINE (J2/7). Rappelons que cette sortie est active quand le commutateur MIX est enclenché et qu'elle est normalement reliée à une entrée MACHINE de ODDY. Nous avons ajouté un jack d'insertion dans cette ligne, et ce, sur patch en façade.

Mine de rien, cette petite attention supplémentaire présente un grand intérêt, comme le dialogue entre deux multipistes (copies, etc...). Ainsi, si un de vos amis arrive dans votre studio avec un multipiste comportant une bande à mixer ou simplement à copier sur votre installation, il suffit de se connecter à cette prise très accessible. Idem si il veut une copie d'une de vos bandes. Dans tous les cas, c'est le point idéal de prélèvement ou d'injection.

Tout au bas de la figure, on peut voir deux rectangles nommés respectivement Patch INSERT Oddy (8) et Patch EFFECT (6).

Le premier permet de ramener en façade 8 insertions d'ODDY, et le second 6 périphériques d'effet (ou ce que vous voulez). Ainsi, les insertions des voies d'entrées de ODDY se trouvant alignées à côté des accès aux compresseurs, il est aisé de comprendre à quoi cela pourra servir !

Trente points particulièrement sensibles ou utiles sont donc disposés dans l'espace réservé par

les deux tranches situées à l'extrême droite du châssis ALEXANDRA.

Que manque-t-il encore pour en avoir terminé ?

Les amplis de mélange pour les bus PREMIX (PREMIX sur ODDY est une entrée en tension), les liaisons pour les prises d'extensions, un module ALIM CONTROL (très simple), et le câblage des ou plutôt de LA face arrière. Il est en effet question de la faire d'un seul tenant, tant pour des raisons de facilité à l'usage, que de réduction sensible du coût.

Deux modules resteront libres (ainsi que quelques fiches en face arrière), pour vous permettre d'inclure par exemple une télécommande pour votre multipiste.

## Réalisation

Comme elle se découpe en plusieurs étapes bien distinctes, nous donnerons à chacune un titre de paragraphe permettant de les identifier plus aisément.

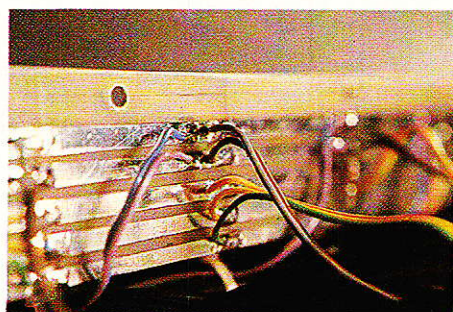
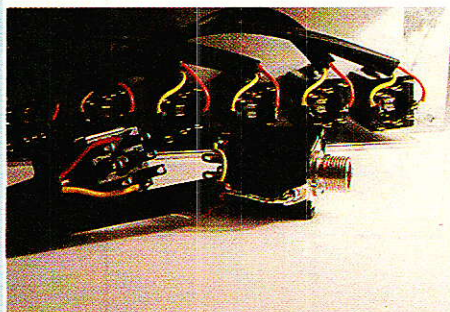
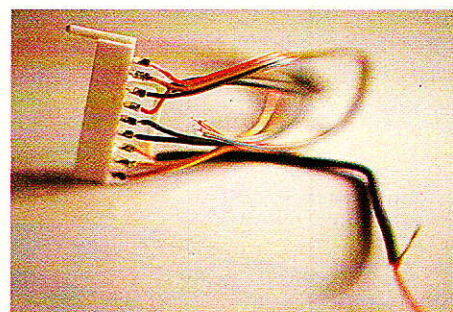
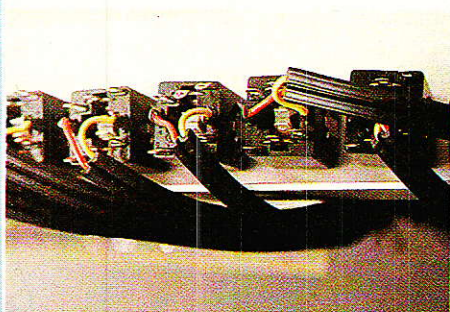
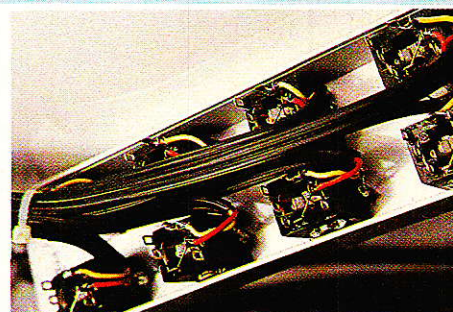
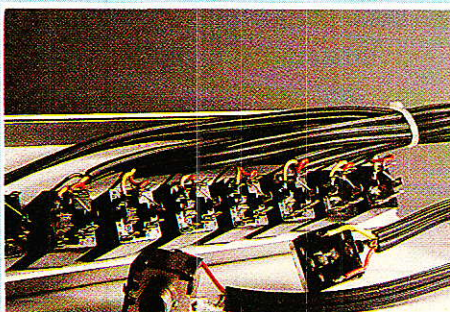
## Bus alim

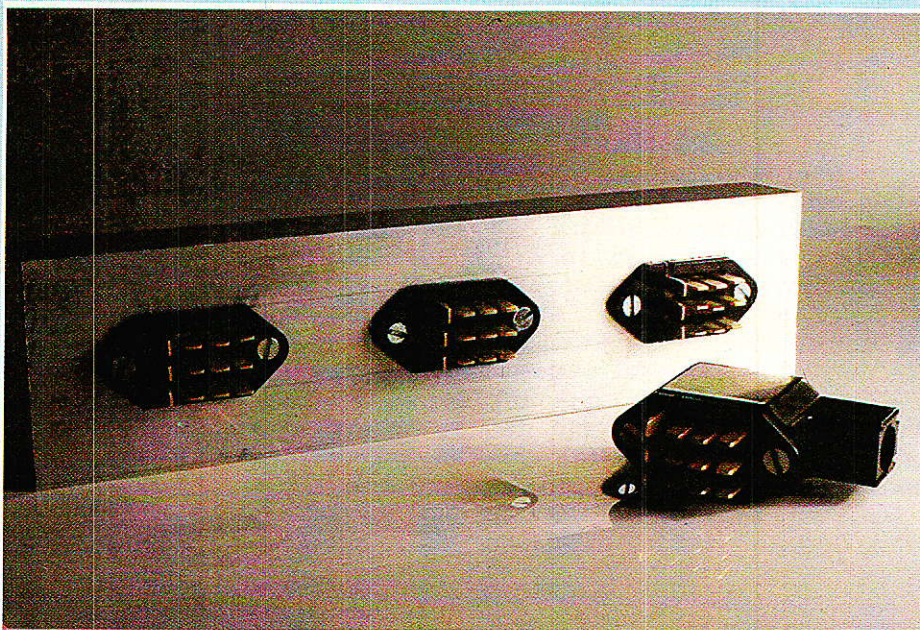
La figure 2 donne les côtes du circuit imprimé nécessaire, ainsi que la manière de le fixer sur le châssis. On fera un essai de mise en place pour s'assurer que tout va bien, mais on démontera de suite, car on aura besoin de ce CI hors châssis.

Pour des raisons évidentes, seule une petite portion est dessinée, mais en réalité il faut qu'il y ait une longueur de 40 cm au moins.

L'auteur l'a fait d'un seul morceau dans du CI non photosensibilisé, et gravé au cutter, suivant la méthode dite corvée de pluches (qualité militaire)... Cela demande une certaine habitude et il faut faire attention aux doigts qui plaquent la règle, car il est courant de les oublier sur le trajet de la lame.

Le circuit disponible à la rubrique SERVICES est constitué de deux morceaux de 20 cm chacun, dont il faudra bien évidemment





assurer la continuité électrique par fils soudés, comme nous avons fait sur ODDY.

Au moment où la plaque est mise en position dans le châssis, il est bon de faire une marque au crayon représentant le centre des modules du bandeau, et ce afin de souder plus tard les fils d'alimentations de manière régulière et esthétique.

## Carte des transfos

Ce singulier est mal adapté, car il est préférable de graver 2 cartes identiques, comportant chacune 16 emplacements de transformateur. Une fois encore l'auteur a utilisé la coupe et le pelage, mais dans ce cas c'était une erreur, comme le montre le dessin du motif à répéter 8 fois (**figure 3**). L'implantation de

cette carte est simple : transfos SP61B ou straps, 8 câbles par voie, et au besoin 4 emplacements pour placer des résistances de charge aux secondaires (option transfos uniquement). Une valeur de 1 k $\Omega$  est satisfaisante dans la moyenne des cas, mais il faudra s'assurer que le magnétophone n'en comporte pas déjà une, qui peut être soudée à demeure ou commutable (inter marqué « load » par exemple). C'est au moment des mesures de transfert du magnétophone qu'il faudra y veiller, aussi nous vous conseillons de ne les monter qu'à cette période, et côté cuivre de la carte, c'est à dire par le dessous de la console.

Comme vous le constaterez, chaque fil porte un nom.

Nous les identifierons bientôt, mais avant il faut apporter une

légère modification au positionnement de G1, et rapprocher cette glissière de G2, d'environ 22 mm. Le mieux est d'engager votre carte et de repérer les nouvelles fixations. La raison de cette réduction de surface est due au fait qu'il est ainsi possible de vous proposer tous les CIs utiles, sur une seule carte de 200-300, et ce pour une version 8 pistes.

ATTENTION, chaque carte portant 16 transfos fait 207 mm de long et non 200 mm ! La dernière information fournie par la **figure 3** est le choix de la rainure utile dans G1/G2 : celle du centre.

## Câbles « VU »

Traduisez : coupe et pose des câbles liés aux deux connecteurs des modules ALEX VU. Pendant que nous en sommes aux traductions, pour PATCH convertissez en « panneau de brassage », ou mieux en « élément permettant d'accéder à des points stratégiques d'un réseau électrique en vue d'autoriser des interventions manuelles et judicieuses effectuées par un personnel qualifié, et ce au moyen de fiches et prises compatibles de préférence » ! La **figure 4** illustre le plus clairement possible le travail à effectuer, tant par le dessin de la partie gauche que grâce au tableau de la partie droite.

Le nom donné à chaque fil vous avait bien aidé pour le câblage d'ODDY, aussi réitérons-nous avec joie. Le code est simple, exemples :

RCI (record in), bl. 44 cm (fil

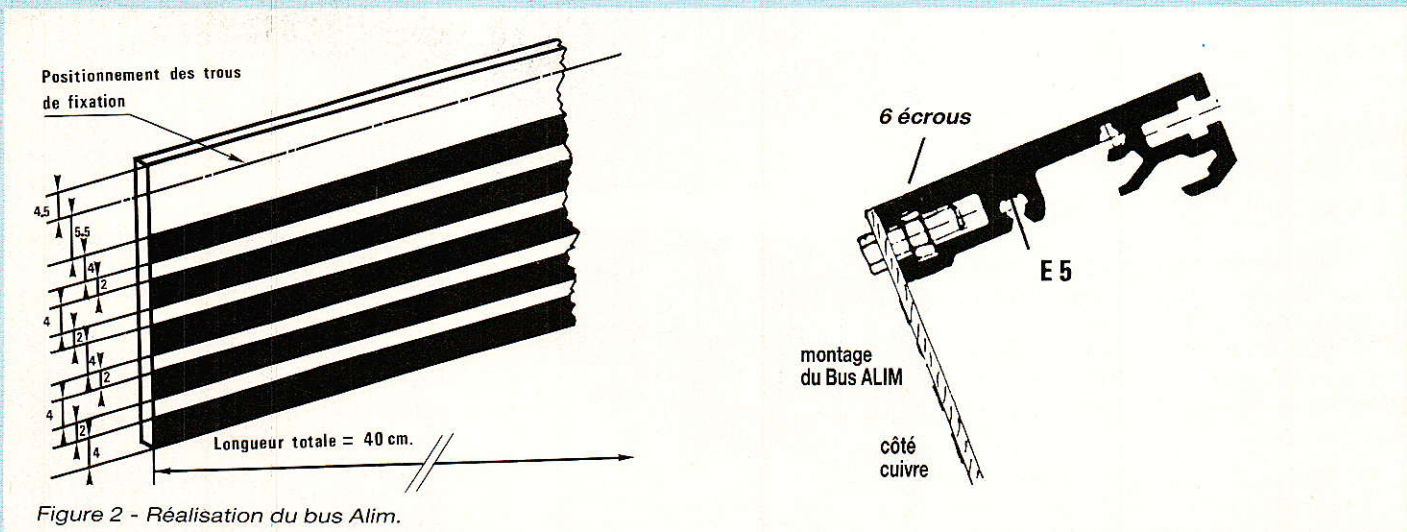
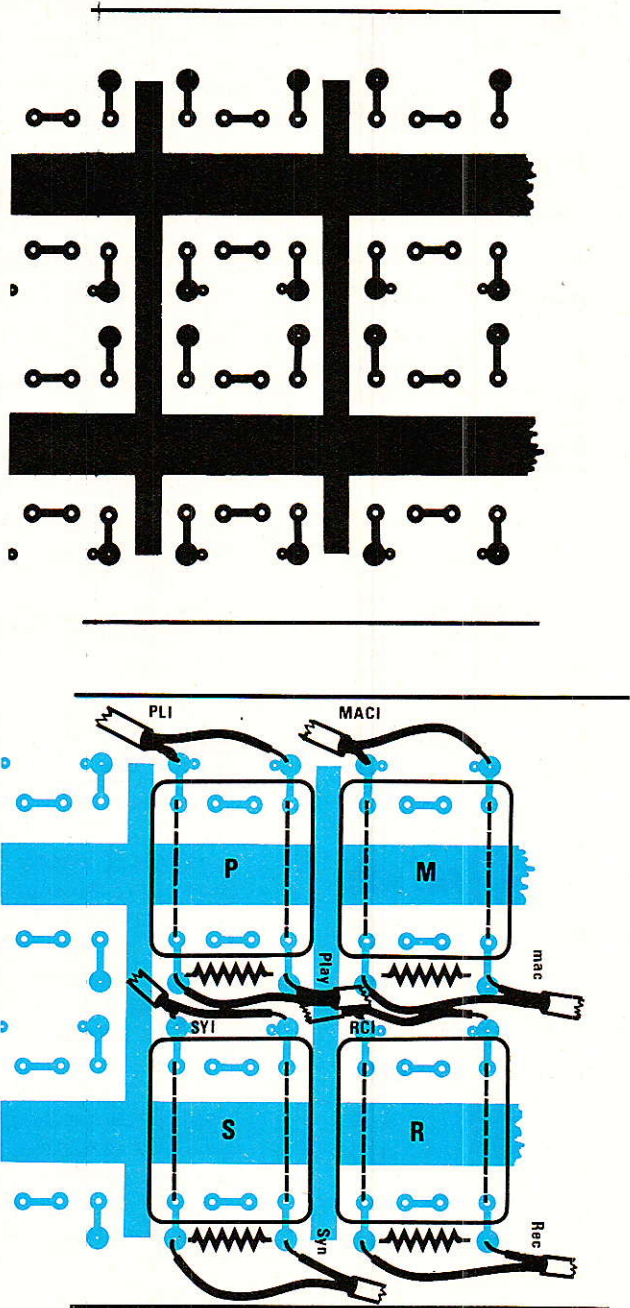


Figure 2 - Réalisation du bus Alim.

2 blocs de 16 transfos.

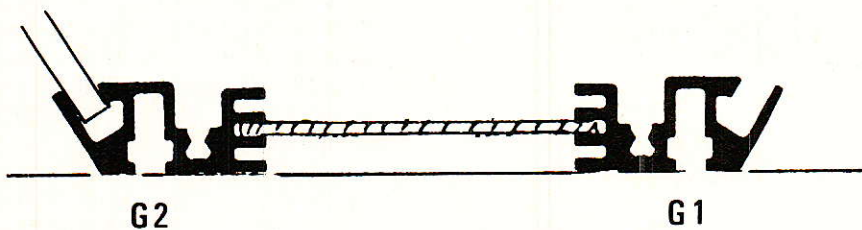


blindé de 44 cm de long), destination MOD CNGA (module CNGA). TCV (alim TC du VU), NA2 19 cm paire (2) de fils en NAPPE de 19 cm, MACR (Retour de la ligne Machine), cf. table (voir **figure 6**), destination PATCH INS.MAC (patch d'insertions MACHINE).

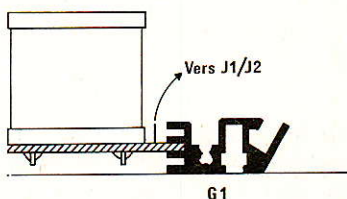
C'est assez primaire, mais efficace. Notre dernier exemple était choisi soigneusement, afin d'attirer votre attention sur la figure 6. Ce tableau donne la longueur d'un câble en fonction de son nom et de la voie qu'il sert. Ainsi MACR fera 74 cm s'il est destiné à la voie 1 (extrême droite, vue depuis l'arrière), et 53 cm pour la voie 8 (troisième à gauche... même point d'observation). Pour EFFECT, nous avons utilisé ce même tableau, afin de mettre en évidence le fait qu'il ne faut que 6 câbles de 40 cm de long, et le moment venu nous dirons qu'il s'agit ici de paires. Ne cherchez pas tout de suite à repérer toutes les références, car ce tableau nous servira plusieurs fois, mais si vous vous dites avec juste raison « si il y a un MACR, il doit y avoir un MACI », n'usez pas vos yeux inutilement et regardez la figure 1 : c'est celui qui sort de PATCH INSERT MACHINE et qui rejoint la carte de symétrisation.

Retournons à la figure 4 pour y noter les attentions toutes particulières de l'auteur à votre égard (Hé, il a tout démonté pour mesurer et repérer pour vous !) : il faudra veiller scrupuleusement à respecter les « présences ou absences » des tresses de masse. Les flèches orientées dans les dessins des câbles blindés mentionnent le sens des signaux par rapport au module concerné.

Pour opérer pratiquement, il est vivement conseillé de couper les câbles en série, mais connecter par connecteur, et de les



Il faut rapprocher G<sub>1</sub> de G<sub>2</sub> d'environ 22 mm.



Engager la carte dans la rainure centrale.

Figure 3 - Carte des transfos.

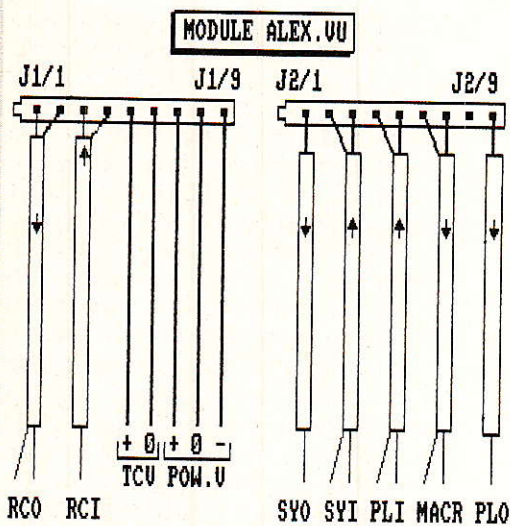


Figure 4

REPertoire	
Lg.	destination
RCI : bl 20 cm	Mod. CNGA
RCO : bl 44 cm	c.r. Symétris.
TCV : NA2 - 19 cm	BUS ALIM TC.
POW.V : NA3 - 20 cm	BUS ALIM POW.
SYO : bl 32 cm	Mod. SYNCHRO
SYI : bl 23 cm	carte relais
PLI : bl 23 cm	Symétrisation
MACR : cf. fig. 6	PATCH INS Machine
PLO : bl 35 cm	Mod. SYNCHRO

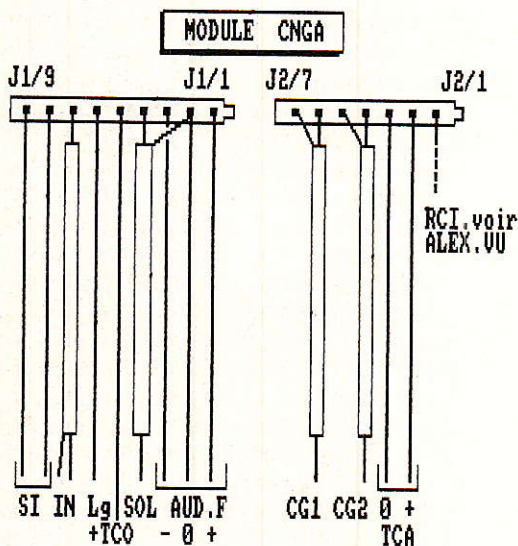


Figure 5

REPertoire	
Lg.	destination
SI : NA2 - 60 cm	Jack SI
IN : bl 17 cm	Mod. FADER
Lg :	Mod. FADER
+ TCO : NAZ - 20 cm	Mod. FADER
SOL : bl 16 cm	Mod. FADER
AUD.F : NA3 - 20 cm	Mod. FADER
CG1 : cf. fig. 6	Patch CNGA
CG2 : cf. fig. 6	Patch CNGA
TCA : NA2 - 33 cm	BUS ALIM

câble déjà préparé et soudé à J1 (ALEX VU). Il vous est possible de ne pas effectuer maintenant cette liaison pour rendre plus pratique le stockage des faisceaux en attente mais il ne faudra pas l'oublier plus tard !

Avant de mettre de côté ces sous-ensembles, soudez un jack de face arrière au bout de la paire SI (J1). N'étant portées à aucun potentiel, les fiches seront branchées comme il vous semblera le plus judicieux.

## Module INS. MACHINE

C'est l'un des quatre modules SYNCHRO, permettant de placer 8 jacks câblés en insertion (ouverture de la ligne quand une fiche est engagée, fermeture à l'état normal). Les indications nécessaires sont réunies à la figure 7 : on y trouve l'aspect de la face avant ainsi que le câblage des socles.

Le choix de ces derniers est impératif : il faut qu'ils soient isolés du châssis et que leur cosse de masse soit totalement autonome. Il existe des modèles très pratiques, dont le canon est recouvert de plastique puis fileté. Ils demandent un perçage à 12 mm au lieu des 9 classiques, mais évitent les empilages toujours délicats de bagues isolantes plus ou moins faciles à se procurer.

Cet impératif s'appliquera pour les trente jacks montés en façade. Pour ceux qui seront fixés sur la face arrière, il vaudra mieux choisir des modèles classiques, dont le canon est plus long. Pas de crainte à avoir pour eux, puisqu'ils sont sur une plaque de PVC, matière isolante.

Un dernier mot à ce sujet : au moment d'acheter, pensez que vous avez parfois meilleur temps de prendre en quantité le modèle le plus complet (stéréo à double inverseurs), plutôt que de choisir en faible quantité des modèles différents. Ainsi, 8 jacks sans inter coûtent environ 6,50 F pièce, alors que 25 jacks avec double inter reviennent à 5 F !

Le branchement des fiches est donné figure 7 (vue de dessous). Il utilise les câbles MACR (J2 ALEX VU) et MACI, dont les longueurs sont précisées dans le tableau figure 6. Les extrémités libres des fils MACI seront sou-

TABEAU	nature	1	2	3	4	5	6	7	8	
	CG1=CG2	49	45	39	36	31	27	24	22	
	MACR	74	68	65	59	62	56	59	53	
	MACI	54	48	45	39	42	36	39	33	
	INSERT	95	92	89	86	83	80	77	74	
	EFFECT	40	-----				40			

Figure 6

REC = 30 cm
SYN = 27 cm
MAC = 18 cm
PLAY = 23 cm

souder au fur et à mesure. Quand un connecteur est muni de ses fils, il est très facilement identifiable, et les confusions sont exclues. Ne cherchez pas à ce stade à confectionner des torons, et passez à l'étape suivante.

## Câbles CNGA

La procédure est la même que précédemment, comme le prouve la figure 5. Une attention particulière est à prêter à J2 (7 broches) : RCI est l'extrémité d'un

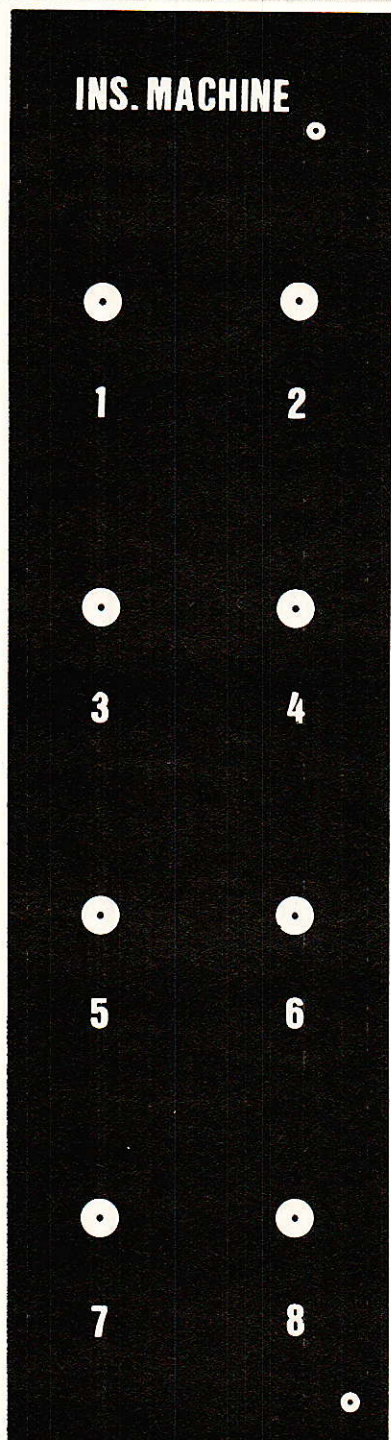


Figure 7

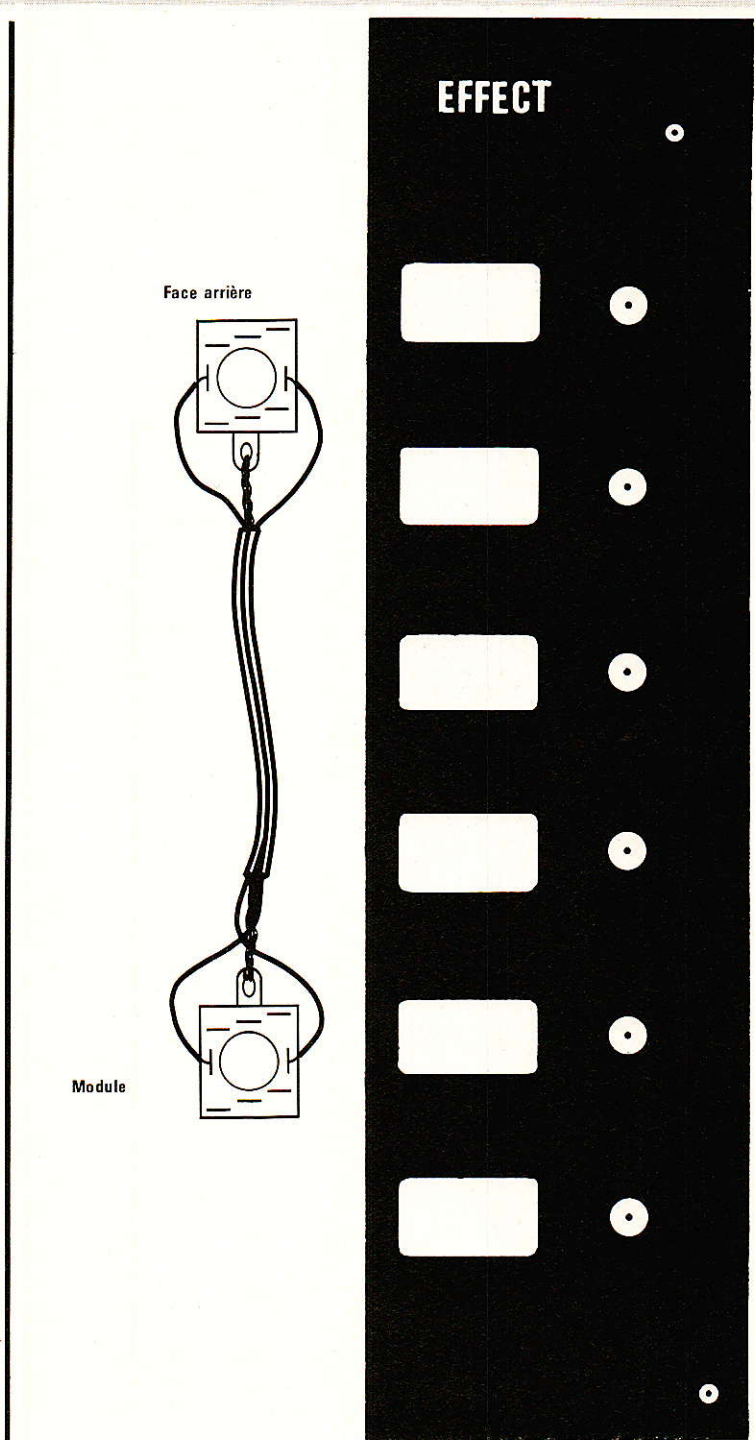


Figure 8

dées aux primaires des transfos M, comme le montrait la figure 3. Sauf erreur, vous devez disposer d'un faisceau progressif jusqu'aux fiches. C'est juste après le couple de jacks 1 et 2 que vous mettrez un collier en nylon, en pensant que le toron part tout de suite à l'équerre quand le module est engagé dans le châssis.

Pendant que les cartes des transfos sont encore aérées...

vous pouvez couper huit fois le quatuor REC, SYN, MAC et PLAY dans de la paire blindée, et aux longueurs données figure 6. La tresse de masse ne sera conservée que d'un seul côté, et l'extrémité opposée respectera les données de la figure 3. Arrangez-vous pour qu'une même couleur soit toujours orientée de la même façon (par exemple rouge face au zéro volt) : cela évitera les rotations de phase si l'option transfo

est retenue, ou les silences inquiétants en version asymétrique...

### Module EFFECT

Il est au même format que le précédent mais comporte seulement 6 socles (figure 8). Les liaisons sont plus simples puisqu'il ne s'agit que d'un transfert entre les fiches en panneau arrière et celles du patch. Bien entendu les câbles seront des paires afin de

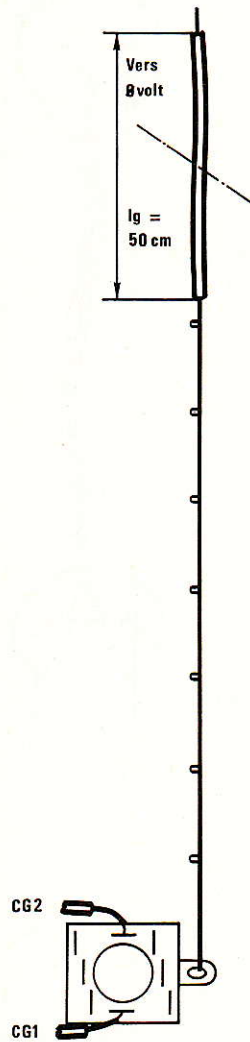
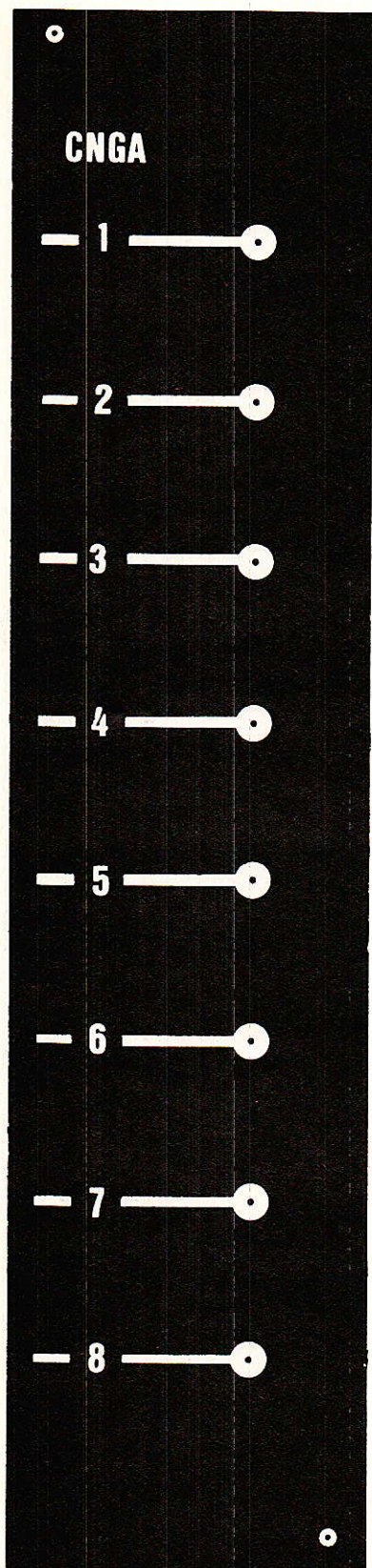


Figure 9

permettre des transferts stéréo. La longueur commune à ces 6 fils est donnée figure 6 : 40 cm. Pour ceux qui s'étonneraient de cette mesure constante alors que les socles s'éloignent constamment

de la face arrière, rappelons que cette dernière est inclinée, et que les socles seront disposés les uns au dessus des autres, compensant ainsi les écarts.

Comme cette pièce est totale-

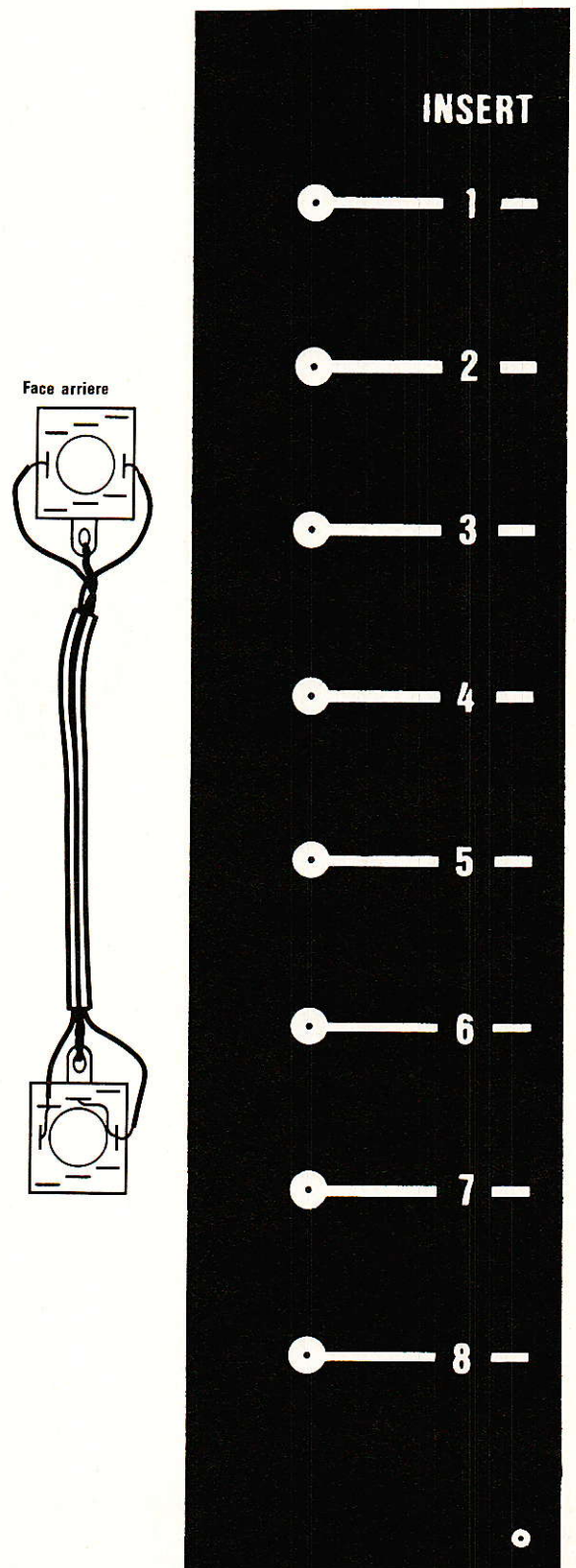


Figure 10

ment indépendante des autres, les fiches de la face arrière seront soudées, et l'on mettra de côté l'ensemble, après avoir soigneusement dévissé les écrous et les avoir enfermés (avec les rondel-

les) dans une boîte qu'il ne faudra pas perdre... Cela peut vous sembler idiot mais vous évitera peut-être la crise de nerfs et l'émission de mots grossiers au vu d'une fiche ayant perdu ses éléments de fixation indispensables.

Ce module étant réservé à votre utilisation personnelle, une réserve est prévue dans la sériographie, pour vous permettre d'y inscrire ce que vous désirez.

## Module CNGA

C'est lui qui vous permettra d'utiliser les limiteurs dans les insertions d'ODDY.

Petite pause : cette façon de rendre accessible un étage qui n'est pas utilisé en permanence aux fins de l'exploiter ailleurs, vous a séduit semble-t-il, si l'on en croit la quantité d'appels téléphoniques à ce sujet, ou allant dans le même sens... Tout y est passé : de la platine cassette que l'on souhaitait isoler d'un ensemble compact portatif, au VU mètre à aiguille que l'on voulait promener par ci par là (l'idée n'est pas sans intérêt), en passant par la récupération des correcteurs paramétriques de ODDY au moyen des fiches SI non utilisées (autre bonne idée tout à fait réalisable, si l'on prend garde de laisser l'indicateur de modulation dans les lignes ODDY).

Mais toutes les remarques ne portaient pas uniquement sur un jack, et les demandes d'extensions des possibilités de la fonction GATE ont été nombreuses. Un tout petit peu de patience chers Amis, dès qu'ALEXANDRA sera terminée, nous pourrions aborder des sujets tout aussi passionnants, mais moins impressionnants... Et les idées ne manquent pas : les personnes présentes à la dernière réunion du CLUB A et C ont participé à la définition du produit le mieux adapté, et ce n'est pas tombé dans l'oreille d'un sourd !

Dernière remarque au sujet du CNGA : un lecteur a écrit, se plaignant qu'il manquait l'aspect de la face avant. C'est vrai, les machines ont absorbé une partie de la figure 7 dans le n° 480. Vous trouverez donc dans ces pages (en fin), la gravure manquante, et ici même, nos excuses sincères.

Fin de la pause.

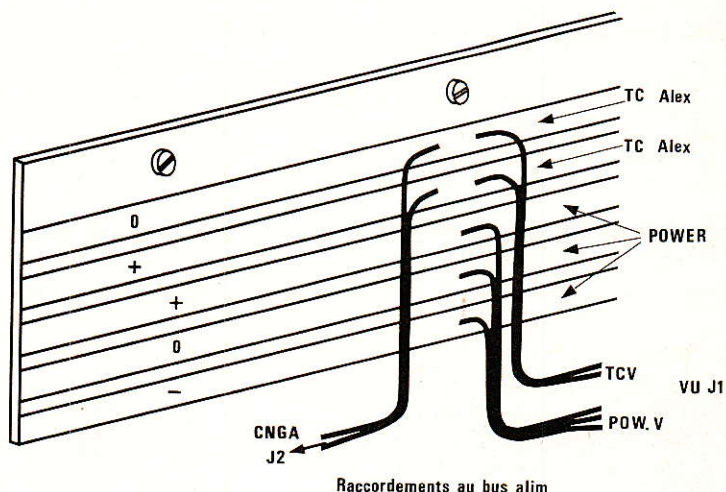


Figure 11

La figure 9 présente une particularité remarquable : ce n'est pas la face avant (bien que les perçages de tous ces modules ne soient pas innocents, notamment au moment de l'exploitation), mais la ligne de masse commune et indépendante qui relie toutes les prises et se perd (pour l'instant) dans la nature.

Ce câble, long d'une cinquantaine de centimètres depuis le jack 1, relie au préalable tous les socles du module par leurs cosses de masse.

D'autre part, le raccordement de CG1 et CG2 définit le premier (et le seul) faisceau transversal. Le peu de jeu accordé est dû à la décision de déconnecter les CNGA par le dessous (seuls les VU et les FADERS seront accessibles par le dessus du châssis), mais libre à vous de modifier cette condition, en recalculant de nouvelles longueurs de câbles (pas uniquement CG1 et CG2 !!).

Ne vous souciez pas du châssis si vous respectez les données fournies en standard : il sera assez tôt le mois prochain de le vider pour engager le « module câblage », et en profiter pour faire quelques usinages simples.

## Module INSERT

A ne pas confondre avec INS. MACHINE. Celui-ci comporte 8 jacks en ligne, destinés à ramener en façade les prises insert de 8 tranches ODDY. Il faut donc penser à reporter soigneusement sur le nouveau socle, les fonctions de l'ancien.

C'est ainsi que quand une fiche est engagée dans ODDY, la voie est ouverte. Le rôle du module sera de refermer le circuit, et de ne l'ouvrir que quand une insertion en façade sera commandée.

Il faudra donc respecter le branchement indiqué figure 10, à partir des données de longueurs mentionnées figure 6. Une fois de plus, il s'agit de paires blindées, dont les extrémités libres recevront dès à présent leurs jacks de face arrière, puisque l'ensemble est autonome.

NOTA : Vous constaterez sans doute que certaines fiches de face arrière sont soudées, alors que d'autres câbles attendent. En effet, les entrées PLAY, SYNCHRO et les sorties RECORD, seront équipées de XLR. Ces fiches superbes présentent toutefois l'inconvénient de ne pas être démontables par l'arrière (comme le sont les jacks). Inutile donc de perdre du temps à souder des fiches pour les démonter le mois prochain !

## Raccordement au bus ALIM

Il va falloir maintenant raccorder les lignes 0/+ TC (ALEXANDRA) et +/0/- POWER aux pistes adéquates du bus alim. Cette opération va avoir pour effet de rendre solidaires une partie des sous-ensembles préparés. Resteront au repos J1 de CNGA, et les modules EFFECT et INSERT.

Tout le reste va tenter de former un bloc le plus propre possi-

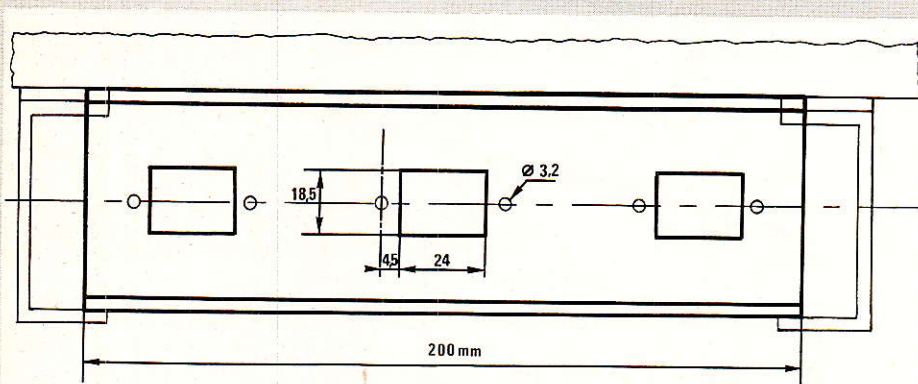
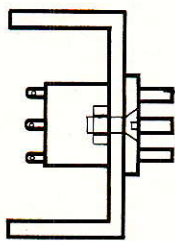


Figure 12



Préparation du "Connecteur" 36 points

ble, qu'il suffira d'engager le mois prochain dans le châssis, pour installer d'un coup l'essentiel des connexions.

Comme nous supposons que vous lirez ces lignes au moins une fois dans leur intégralité avant de vous lancer dans la pratique, rappelons que toutes les opérations (à l'exception du décalage de G1), se feront sans avoir besoin du châssis, ni de ses modules : travail fastidieux, certes, mais nettement plus confortable que pour ODDY première formule, la version II rendant possible cette méthode grâce au nouveau châssis.

La figure 11 indique le potentiel véhiculé par chaque piste du bus, ainsi que les 7 fils par tranche qui le rejoindront. Les soudures seront effectuées aux endroits marqués précédemment, soit tous les 5 cm.

Les photographies illustrant cette étape montrent bien qu'il faudra respecter l'ordre des voies, ordre fixé essentiellement par le Patch CNGA et l'allongement régulier des câbles soudés à J2 (module CNGA). Ne cherchez toujours pas à poser des colliers qui rendraient l'aspect plus ordonné, mais risqueraient de poser des problèmes au moment d'engager l'ensemble dans le châssis. Rassurez-vous, le « fouillis » disparaîtra très vite le mois prochain.

## Mécanique

Il nous faut préparer le raccordement aux prises d'extensions prévues sur ODDY, et confectionner une prise mâle 36 points..!

Le système retenu pourra donner des idées à ceux qui n'ont pas les moyens d'acheter des ensembles fiche-prise à grand

nombre de points, tels les SOCAPEX 63 Pts etc... En dehors de l'aspect purement économique, la facilité de repérage des paires, la qualité des broches, et le câblage aisé, donnent à l'ensemble un petit côté sympathique.

C'est tout simple : il suffit de pratiquer dans un U de 20 cm de long (voir figure 12), trois lumières coïncidant parfaitement avec les prises montées sur ODDY (celles situées au niveau des départs AUX).

Chaque fiche comportant 12 broches, on a vite fait de constituer un bloc de 36 points, facile à extraire et à enficher, pour peu qu'il n'y ait aucune contrainte due à un défaut d'alignement.

En fait, il n'y a pas de difficulté majeure si l'on prend soin de mettre les fiches mâles dans les socles correspondants, et de repérer les positions exactes de chaque prise (défauts éventuels inclus).

Le plus simple est encore de poser un carton le long des prises, et de marquer au crayon les emplacements. ATTENTION, il faudra les reporter vus par transparence !

Pour les bus MULTI, une fiche et son couvercle seront parfaits. Une photographie montre les pièces prêtes avant câblage.

Certains d'entre-vous pensaient que les deux consoles allaient s'emboîter directement l'une dans l'autre : impossible, si

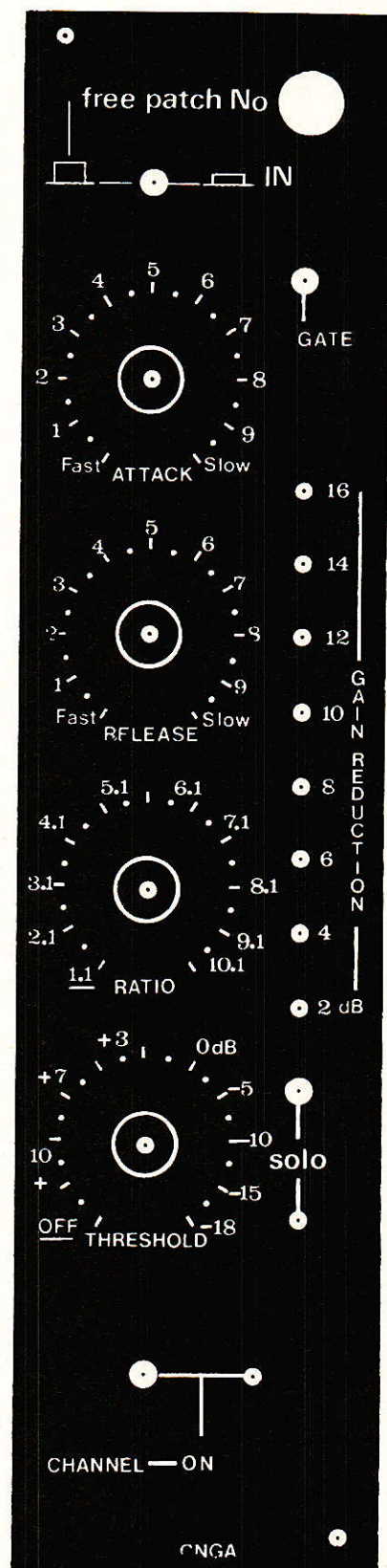


Figure 13

l'on prend en compte (et comment faire autrement ?) le poids des machines et le maniement peu aisé. Il aurait été envisageable de monter des piges coniques de guidage. (comme celles que



l'on trouve au fond des baies 19 pouces), mais cette solution n'a pas été retenue.

Nous verrons comment conserver une esthétique irréprochable à l'ensemble couplé, et force sera de constater que tout se passe bien.

## Face avant CNGA

La **figure 13** donne la sérigraphie manquant à la figure 7 du n° 480.

Vous serez peut-être choqués par les gravures épaisses des quatre faces avant de patch (surtout comparées à la figure 13),

mais attendez de les voir chargées de jacks : le changement est surprenant.

## Services

**L**a rubrique SERVICES vous propose cette fois les quatre patches, ainsi qu'un CI permettant de terminer ALEXANDRA (8 pistes), comportant les cartes transfos, les bus alims, et deux petites cartes dont nous aurons besoin le mois prochain.

NOTA : la nouvelle DOC 285 comprenant le récapitulatif de

toutes les pièces ODDY et ALEXANDRA est prête : demandez-là.

## Conclusion

**C**ourage ! Le mois prochain tout sera consommé. Il ne restera plus qu'à faire une mise en route totale, et à bénéficier longtemps des efforts consentis. D'ici là, prenez bien soin de vous.

Jean ALARY

## INFOS

### Les multimètres professionnels de poche CDA 17, 18 et 19

#### Automatiques, légers et pratiques



Réduire les dimensions et le poids sans pour autant abaisser les performances et la protection, tel a été l'objectif pour concevoir et réaliser ces multimètres de poche.

CDA propose ainsi trois modèles professionnels, 2000 points de mesure, à sélection automatique de gammes, correspondant aux besoins les plus variés : maintenance électronique, électroménager, contrôle d'installations, électricité automobile, service après-vente,...

#### Nombreuses fonctions

Le **CDA 17**, premier modèle, dispose des fonctions Voltmètre continu et alternatif (jusqu'à 500 V) et ohmètre (jusqu'à 2 M $\Omega$ ). Deux courants de mesure sont possibles en ohmmètre.

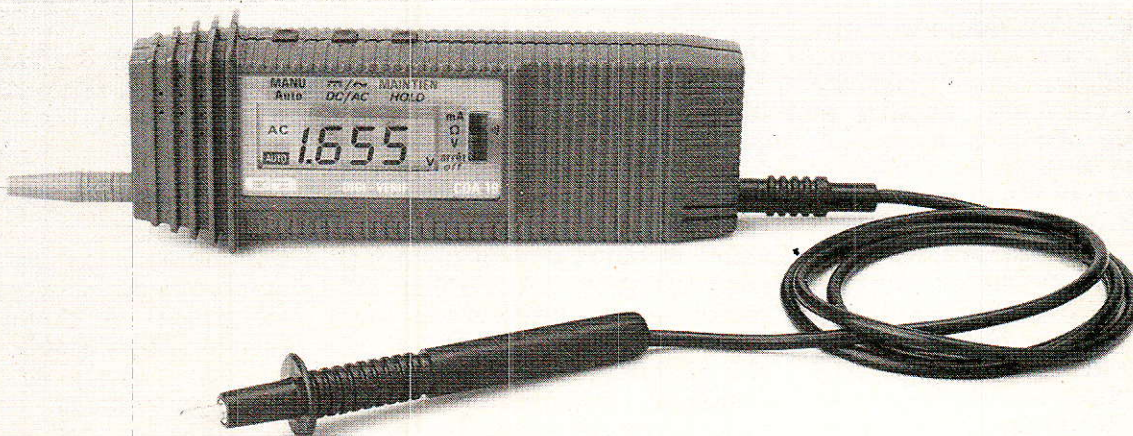
Le **CDA 18**, en plus des possibilités du CDA 17, dispose de la fonction ampèremètre continu et alternatif (jusqu'à 200 mA).

Le **CDA 19**, le plus complet, dispose de fonctions supplémentaires : test sonore de continuité, test semi-conducteurs et maintien de l'affichage. Le CDA 19 peut être utilisé en sélection manuelle de gammes et dans ce cas l'étendue de mesure est de 3000 points. Précision de base 0,5 % de la lecture.

#### Protections et extensions de mesures

Les **CDA 17, 18 et 19** sont équipés de douilles, cordon et pointe de touche de sécurité. Leur protection est assurée par fusible HPC, diodes et thermistance CTP. Ils sont équipés d'une pile 9 V standard. Dimensions et masse : 152 x 53 x 30 mm - 200 g (pile et cordon compris).

Une importante gamme d'accessoires de mesures élargit leur champ d'applications : pinces et minipinces ampèremétriques, cellule de luxmétrie, sonde de température, ... A titre d'exemple, avec une minipince ampèremétrique les mesures d'intensités alternatives sont portées jusqu'à 150 A.





# Un réchauffeur thermostaté ultra-simple

**P**roduire de la chaleur électriquement est une opération fort simple : il suffit de faire passer du courant dans une résistance et de connaître les lois d'Ohm et de Joule. Maintenir constante la température de ce que l'on chauffe est une toute autre affaire, à moins de faire appel à des composants modernes, ceux-là mêmes qui vont progressivement révolutionner l'électroménager, l'automobile, et l'électronique grand public : les CTP de puissance ou POSISTORS.

## Quelques rappels :

Nos lecteurs savent très bien qu'une résistance « pure » parcourue par un courant  $I$  et affichant une valeur  $R$  dissipe une **puissance calorifique** (exprimée en watts) égale à :

$$P = RI^2$$

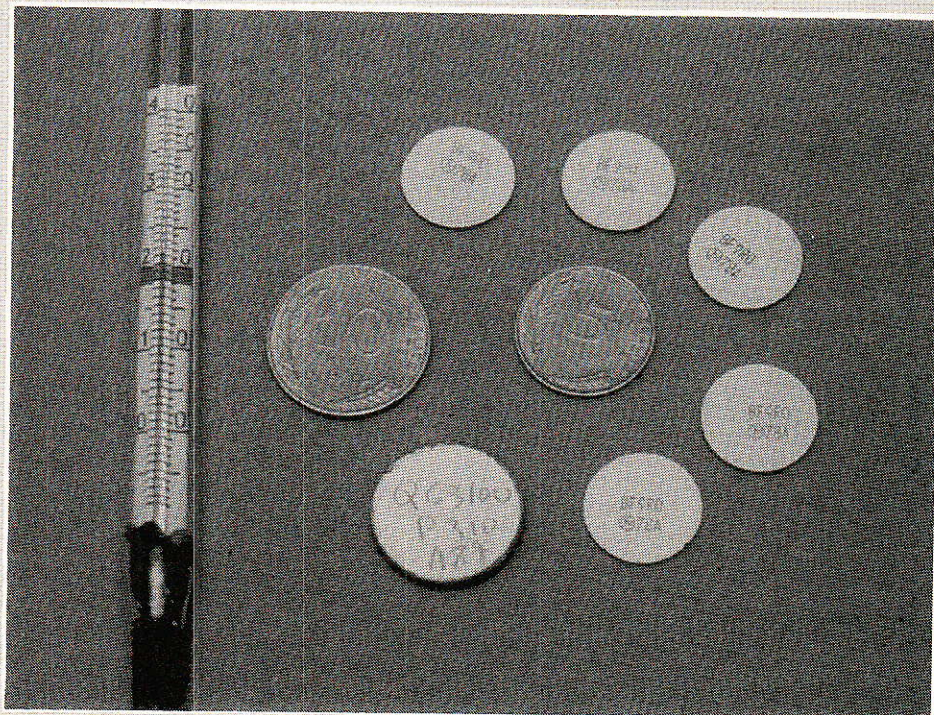
Cette loi de Joule est complétée par la célèbre loi d'Ohm :

$$U = RI \text{ ou } I = U/R$$

Le rapprochement de ces deux formules donne :

$$P = U^2/R$$

On en déduit qu'une résistance de valeur donnée alimentée sous une tension donnée dégage une puissance calorifique fixe, d'ailleurs égale à la puissance électrique consommée (rendement de 100 %), ce que résume la **figure 1**.



Cet effet de Joule est souvent ressenti comme indésirable : on lui doit toutes sortes de pertes d'énergie et d'échauffements nuisibles dans les conducteurs et composants électriques ou électroniques.

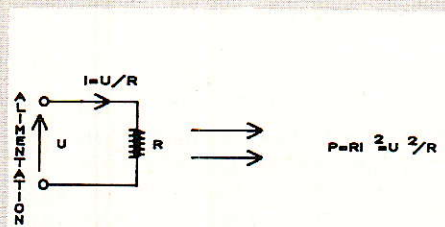


Figure 1

Sa principale utilité peut être trouvée dans tous les domaines du **chauffage électrique** au sens large (petites et grosses puissances).

Le but avoué d'un système de chauffage est cependant de porter puis de maintenir une pièce ou un fluide à une température **précise**.

Or la **figure 2** montre que la puissance nécessaire au maintien d'un tel équilibre dépend de deux facteurs difficiles à maîtriser : la **différence de température** entre la résistance chauffante et l'objet chauffé d'une part, et la **résistance thermique** caractérisant le contact entre les deux. C'est la **loi d'Ohm thermique**, largement utilisée pour le calcul des refroidisseurs, problème exactement inverse du nôtre.

Tant que l'équilibre souhaité n'est pas atteint, il faut chauffer, c'est-à-dire faire dissiper à la résistance une puissance **supé-**

rieure au quotient de la différence de température par la résistance thermique. Plus cette puissance de chauffe sera importante et plus la montée en température sera rapide.

Evidemment, une puissance inférieure ou égale à ce minimum indispensable ne permettra jamais d'atteindre la température voulue (exemple d'un fer à souder trop faible pour l'importance des pièces à souder).

Une fois la température idéale atteinte, il est théoriquement possible de la maintenir en faisant dissiper à la résistance une puissance égale aux **déperditions** de chaleur de la pièce chauffée : on n'arrête pas complètement le chauffage et la résistance sera donc toujours un peu plus chaude que la pièce chauffée.

Cette puissance d'entretien n'est cependant pas constante, car les déperditions varient sans cesse, et la résistance thermique en fait généralement autant.

Une **régulation de température** est donc indispensable dans l'immense majorité des cas.

Un simple **thermostat** fonctionnant par tout ou rien est simple et peu coûteux mais conduit à une régulation en « dents de scie » du genre de ce que représente la **figure 3** : l'arrêt du chauffage n'intervient que lorsque la bonne température est déjà dépassée et sa remise en route attend que le refroidissement soit déjà sensible.

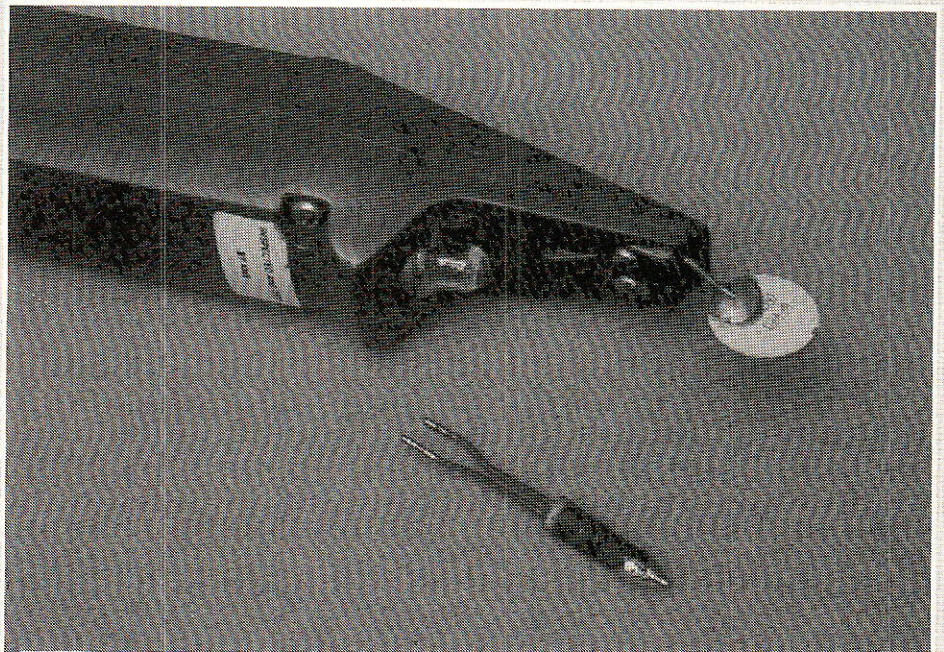
Compte tenu de l'**inertie thermique** de la pièce chauffée, l'amplitude de cette « hystérésis » atteint facilement un à plusieurs degrés.

La puissance de chauffe influe sur la rapidité de la montée en température mais aussi sur le dépassement intervenant après coupure du chauffage.

La seule solution vraiment performante est la **régulation continue**, capable d'ajuster en permanence la puissance de chauffe à l'**écart** entre température mesurée et température de consigne.

Il faut donc un **capteur de température**, et un **régulateur électronique** relativement complexe.

Très satisfaisante pour de fortes puissances, cette solution est inapplicable aux très petites puissances (climatisation de



Le fer à souder sans fil peut servir à bien autre chose qu'à faire des soudures : dégeler, des serrures de voiture, réchauffer temporairement des composants pour dépannages et essais, etc...

La température de la panne étant excessive pour ces usages, on peut la remplacer par un POSISTOR muni de deux queues de résistances !

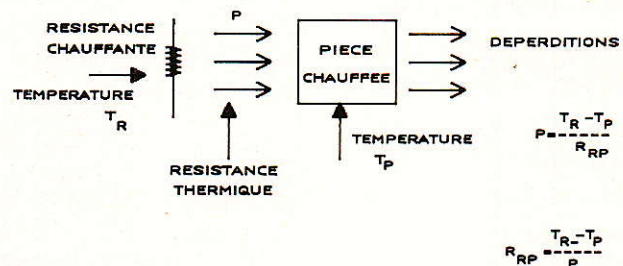


Figure 2

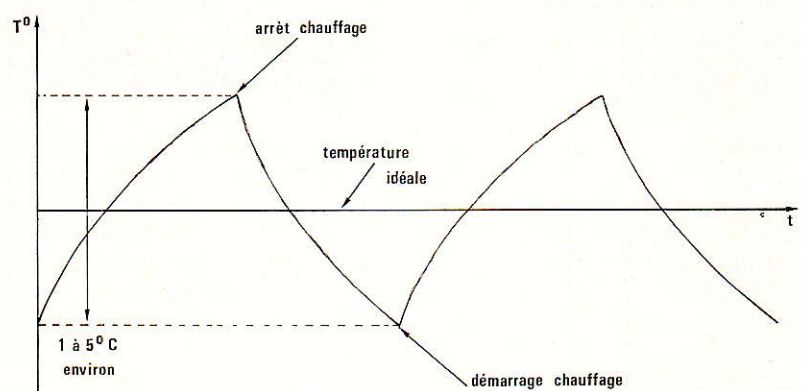


Figure 3

quartz ou de circuits électroniques sensibles, par exemple).

Pour des puissances de quelques watts, une solution élégante consiste à utiliser comme résistance chauffante une grosse thermistance CTP, capable de se réguler elle-même !

Cette solution est déjà exploitée dans les coquetiers électriques, les diffuseurs d'insecticide,

les réchauffeurs pour moteurs diesel, les sèche-cheveux, les pistolets à colle ou à air chaud, et les anti-condensation pour magnétoscopes.

De nouvelles applications sont régulièrement imaginées pour ces composants qui offrent une exceptionnelle sûreté de fonctionnement pour un coût dérisoire.

## L'auto-régulation de température par CTP :

Les therminances CTN (coefficient de température négatif) et CTP (coefficient positif) sont connues depuis bien longtemps par les électroniciens qui s'en servent surtout comme **capteurs**.

Il s'agit de composants fort bon marché, composés d'un petit bloc de céramique spéciale relié à l'extérieur par deux métallisations munies ou non de fils de connexion.

La résistance d'une CTP augmente très fortement avec la température critique appelée « point de Curie ».

Comme le passage d'un courant dans la CTP l'échauffe, il se produit une augmentation de sa résistance qui limite ce courant et donc la température.

Cet effet d'auto-régulation du courant est exploité dans les circuits des postes téléphoniques : une CTP spéciale maintient le courant de ligne au voisinage de 35 mA quelle que soit la résistance des fils.

En ce qui concerne la régulation de température, qui nous intéresse plus particulièrement ici, on peut observer qu'une CTP alimentée sous une tension fixe se maintient à une température bien précise pourvu que celle-ci soit supérieure à l'ambiante. Cette température d'équilibre peut être ajustée dans une certaine plage par simple modification de la tension d'alimentation.

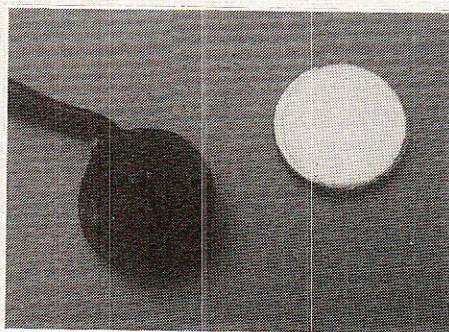
Si la température ambiante diminue, ou si les déperditions de chaleur augmentent, la consommation de courant s'accroît mais la température reste

constante : la CTP remplace à elle seule la résistance chauffante, le capteur de température, et le circuit de régulation !

Plusieurs fabricants se sont penchés sur la question et commercialisent des CTP de puissance de toutes sortes, depuis les modèles 220 V destinés à l'électroménager jusqu'aux versions 12 V utilisées en automobile.

SIEMENS s'intéresse depuis longtemps au problème, mais MURATA offre une gamme de références également très intéressante, sous la marque commerciale POSISTOR.

Nous avons sélectionné dans chacune de ces deux marques un modèle permettant de procéder à différentes expérimentations en basse tension (entre 2 et 20 V environ) et à basse température (30 à 60° C), c'est à dire sans aucun danger.



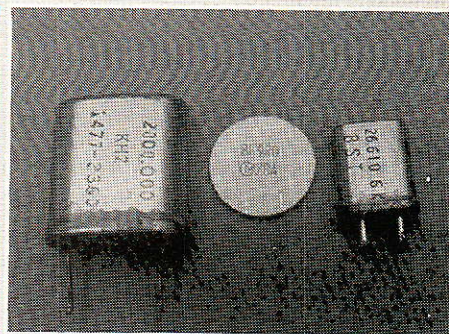
Pour certains usages (chauffage de liquides, utilisation en extérieur, etc.), on peut enrober les POSISTORS « au trempé » dans une épaisse peinture.

Le faible prix de ces composants devrait inciter les revendeurs à en approvisionner, dans l'une ou l'autre marque, du moins l'espérons nous...

Le PTH 420 A001 BF9 RON 035 MURATA est un disque de diamètre 14 mm et d'épaisseur 1 mm. Il peut fonctionner jusqu'à 35 V pour une résistance à froid de 9 ohms et un point de Curie de 60° C.

Un peu plus puissant le Q63100-P310-A87 SIEMENS mesure 18,5 mm en diamètre et 2,2 mm en épaisseur. Il supporte jusqu'à 20 V pour un point de Curie de 40° C et une résistance à 25° C de 6 ohms.

Alimentés sous quelques volts (continu ou alternatif, peu importe puisqu'il s'agit de résistances !), ces composants voient leur température se stabiliser en



La climatisation des quartz et autres composants susceptibles de dériver en température est une application idéale pour les POSISTORS basse température (30 à 40° C)

quelques dizaines de secondes aux environs de 30 à 40° C.

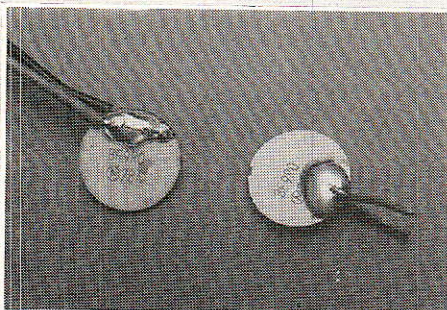
Assez forte à la mise sous tension (environ 1 A), la consommation devient insignifiante dès que la température d'équilibre est atteinte. Par contre, elle augmentera à nouveau en cas d'accroissement des déperditions de chaleur : contact avec un objet plus froid, avec un liquide, ou en présence d'un courant d'air suffisamment important.

Confinée dans un volume réduit et isolé thermiquement, la CTP pourra donc maintenir l'enceinte à une température constante en consommant extrêmement peu d'énergie : c'est l'idéal pour thermostatier un quartz ou même un petit circuit électronique (générateur ou détecteur de tonalité, oscillateur HF, etc.). Par contre, pour stabiliser la température d'un certain volume de liquide (par exemple un bain photo couleur), il faudra prévoir de nombreux éléments en série ou en parallèle et un temps de montée en température plus long.

A côté de cette application typique en régulation de température, ce type de CTP peut être utilisé comme détecteur de niveau de liquide ou comme capteur de débit, voire comme touche sensitive : en effet, le courant consommé augmente avec les déperditions de chaleur, lesquelles peuvent très bien dépendre d'un niveau, d'un débit, d'un contact, etc.

On peut même en faire un bon détecteur de pluie qui ne s'en-crassera pas comme les capteurs à conduction électrique !

Patrick GUEULLE



Toutes sortes de conducteurs peuvent facilement être soudés sur les métallisations des POSISTORS, à condition d'utiliser un fer puissant (40 à 60 W) et bien étamé : la céramique conduit et dissipe très bien la chaleur, d'où de grosses déperditions.

## Nomenclature

### alimentations continues

#### NON RÉGULÉES

1) P<sub>1</sub> : Pont redresseur moulé 400 V/25 A type BD 37931 E ou BD 37933 FACON Semiconducteurs monté graissé sur radiateur ISKRA ML 33

2) Condensateurs chimiques : 22000 µF/63 V

**Standard FELSIC CO 38** code 727105 avec colliers code 691913 MCB/SIC SAFCO

**TFRS PHILIPS/RTC** code 2222/114/18223

#### RÉGULÉES

#### Résistances à couche 0,25 W — 5% sauf mention contraire

R<sub>1</sub> : R<sub>2</sub> : 330 Ω/1 W

R<sub>3</sub> : R<sub>4</sub> : Potentiomètre multitours long 4,7 kΩ (ou 5 kΩ)

R<sub>5</sub> : R<sub>6</sub> : 47 kΩ

R<sub>7</sub> : R<sub>8</sub> : 2,2 kΩ

R<sub>9</sub> : R<sub>10</sub> : R<sub>11</sub> : R<sub>12</sub> : 0,1 à 0,15 Ω/3 W bobinées MCB/SIC SAFCO

#### Condensateurs

C<sub>1</sub> à C<sub>4</sub> : 22000 µF/63 V comme ci-dessus

C<sub>5</sub>, C<sub>7</sub>, C<sub>8</sub>, C<sub>10</sub> : 0,1 ou 0,15 µF/250 V MKT/MKH (10 mm)

C<sub>6</sub> : C<sub>9</sub> : 1000 µF/63 V/85° C type axial (éventuellement faible résistance série)

#### Semiconducteurs

P<sub>1</sub> : pont moulé refroidi comme ci-dessus

Z<sub>1</sub> : Z<sub>4</sub> : Zener 24 V/1 W

Z<sub>2</sub> : Z<sub>5</sub> : Zener 18 V/1 W

Z<sub>3</sub> : Z<sub>6</sub> : µA ou TL 431 Fairchild/NS, Texas Instruments, Motorola

Q<sub>1</sub> : Q<sub>2</sub> : BDV 67 BF ou CF ou B ou C ou BDX 67 B, C de la RTC

Q<sub>3</sub> : Q<sub>4</sub> : BVD 66 BF ou CF ou B ou C ou BDX 66 B, C de la RTC

#### Divers

— 2 radiateurs ISKRA S 39/100 mm/1 TO 3 (à repercer)

— graisse silicone et éventuellement kits d'isolement pour Darlington (inutiles avec types « F » RTC)

— visserie 3 x 12 (Darlington) et 3 x 25 avec entretoises 15 mm et rondelles plates diverses (cartes)

— le pont P<sub>1</sub> monté sur le dos du radiateur ML 33 utilise une vis de 5 x 45 et des rondelles plates

### Alimentation alternative et coffret

#### COFFRET

Rack 4 unités/profondeur 350 mm ESM type ER 48/17-350 N (code 75206) avec 2 poignées ESM type RG 120 N (Code 75836)

#### ALIMENTATION (figure 3)

F<sub>1</sub> : Fusible retardé 6,3 A (T) sur porte-fusible C.I.

F<sub>2</sub> : F<sub>3</sub> : Fusibles rapides 10 A sur porte-fusibles C.I.

SIOV<sub>1</sub> : SIOV<sub>2</sub> : Ecrêteurs S 10 K 250 SIEMENS

SW<sub>1</sub> : Interrupteur TH 510-108 avec néon 220 V

RL<sub>1</sub> : Relais OMRON type G 2 R 117 PV/220 V

C<sub>1</sub> : Condensateur mylar 400 V/33 à 47 µF

PRT<sub>1</sub> à <sub>4</sub> : Protecteurs thermiques R 20 C 176 2/80/6 de MICROTHERM

T<sub>1</sub> : T<sub>2</sub> : Transformateurs 470 VA 220 V/2 x 43 V type « bas rayonnement 470/24 » de IMPHY avec fixation par vis ou tige filetée 5 x 80 mm (plus écrous, rondelles plates, rondelles éventail)

#### VISSERIE

— Tous les circuits imprimés sont fixés par vis 3 x 25 mm + entretoise filetée 3 x 15 mm + rondelles plates type M, L ou U, rondelles éventails et écrous ad hoc

— Les connecteurs BF/DIN éventuels utilisent du 3 x 10 (avec accessoires)

— Les colliers des chimiques et fixations des radiateurs régulateurs emploient du 4 x 10 mm (avec accessoires)

#### ÉQUIPEMENT ARRIÈRE

— Embases châssis DIN = 1 x 5 broches et 2 x HP (LUMBERG)

— Embases châssis RCA/CINCH dorées = 2 x K 365 OR (mâle cordon type K 313 OR)

— 3 douilles bananes 4 mm châssis (pour alimentations auxiliaires) isolées

— 2 porte-fusibles châssis et fusibles rapides 1 A (pour alimentations auxiliaires) isolées

— 2 porte-fusibles châssis et fusibles rapides 1 A (pour alimentations auxiliaires)

— 4 embases HP banane à serrage type BI/R/FB 102 (2 couleurs x 2 pièces)

Un passe-fil caoutchouc pour cordon secteur surmoulé (250 V/6 A au minimum) avec Terre (3 fils)

#### CABLAGE

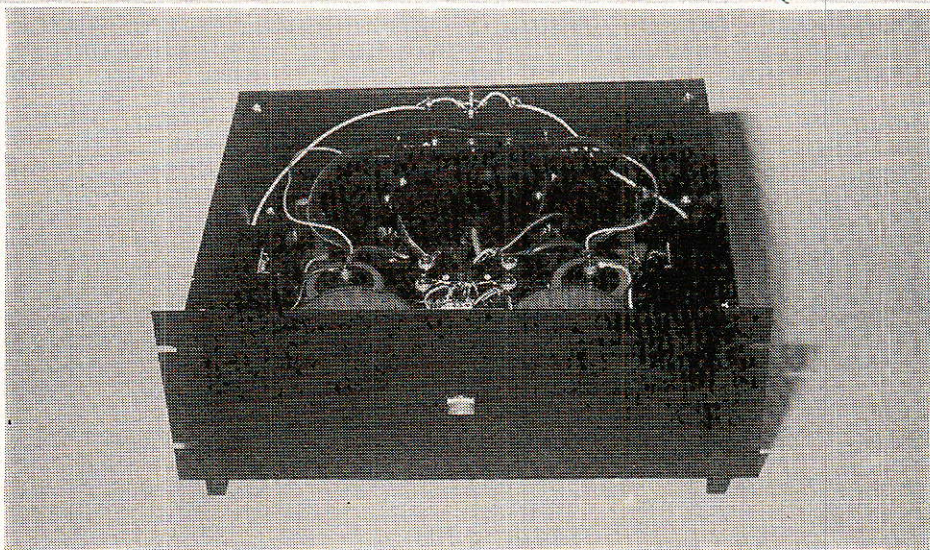
— Liaisons HP, cordons, lignes de puissance des alimentations et masses en câble définition CABASSE (code 20427)

— A défaut liaisons fortes par fil souple (multibrin) 2 mm ou 2,5 mm de diamètre

— Autre option avec du fil rigide électricité 2 mm de diamètre (torsader les liaisons HP)

— Gaine caoutchouc anti-brûlure pour passages exposés (2 mm maximum)

— 1 m de fil blindé haute qualité (teflon ou similaire) pour entrées BF



## Nomenclature carte amplificateur (en double exemplaire)

Résistances à couche de carbone 5% — 0,25 W sauf mention contraire

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> : 33 Ω  
 R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>, R<sub>6</sub> : 10 Ω  
 R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub>, R<sub>9</sub> : 150 Ω  
 R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub> : 0,47 Ω/3 W bobinée (MCB/SIC-SAFCO)  
 R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub>, R<sub>15</sub> : 150 Ω  
 R<sub>16</sub>, R<sub>17</sub>, R<sub>18</sub> : 0,47 Ω/3 W bobinée (MCB/SIC-SAFCO)  
 R<sub>19</sub> : 4 résistances de 2,2 kΩ/3 W bobinées (ou 2 W non bobinées)  
 R<sub>20</sub>, R<sub>21</sub> : 1 kΩ/0,5 W  
 R<sub>22</sub> : inutile (ou pour essais > 10 kΩ/1 W)  
 R<sub>23</sub> : 4 résistances de 2,2 kΩ/3 W bobinées (ou 2 W non bobinées)  
 R<sub>24</sub>, R<sub>25</sub> : 22 kΩ/0,5 W ou 0,25 W  
 R<sub>26</sub>, R<sub>27</sub> : 12 Ω  
 R<sub>28</sub>, R<sub>29</sub> : 47 Ω/0,5 W  
 R<sub>30</sub> : 390 Ω/0,5 W  
 R<sub>31</sub> : 15 kΩ  
 R<sub>32</sub> : 10 Ω  
 R<sub>33</sub> : 6,8 kΩ  
 R<sub>34</sub> : Potentiomètre ajustable horizontal 1 tour/4,7 kΩ  
 R<sub>35</sub> : 390 Ω/0,5 W  
 R<sub>36</sub> : 470 Ω  
 R<sub>37</sub> : 15 kΩ  
 R<sub>38</sub> : 470 Ω  
 R<sub>39</sub> : 470 Ω  
 R<sub>40</sub> : R<sub>41</sub> : 2,2 kΩ/3 W bobinée (ou 2 W non bobinée)  
 R<sub>42</sub> : 2,2 kΩ  
 R<sub>43</sub> : 27 kΩ  
 R<sub>44</sub> : 2,2 kΩ  
 R<sub>45</sub> : 27 kΩ  
 R<sub>46</sub>, R<sub>47</sub> : 15 kΩ  
 R<sub>48</sub>, R<sub>49</sub> : 100 Ω  
 R<sub>50</sub>, R<sub>51</sub> : 3,9 kΩ  
 R<sub>52</sub>, R<sub>53</sub> : 100 Ω  
 R<sub>54</sub>, R<sub>55</sub> : 3,9 kΩ  
 R<sub>56</sub>, R<sub>57</sub> : 12 Ω  
 R<sub>58</sub>, R<sub>59</sub> : 470 Ω  
 R<sub>60</sub> : 1,3 kΩ  
 R<sub>61</sub> : 13 kΩ

## Condensateurs

C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub> : 10 μF/63 V minimum (MKT)  
 C<sub>7</sub> : 0,1 μF/250 V MKT  
 C<sub>8</sub> : 100 μF/63 V/85° C  
 C<sub>9</sub> : 47 μF/250 V MKT  
 C<sub>10</sub> : 1000 μF/63 V/85° C  
 C<sub>11</sub> : 0,1 μF/250 V MKT  
 C<sub>12</sub> : 100 μF/63 V/85° C  
 C<sub>13</sub> : 47 μF/250 V MKT  
 C<sub>14</sub> : 1000 μF/63 V/85° C  
 C<sub>15</sub>, C<sub>16</sub> : 47 nF/63 V minimum

MKT (espacement 10 mm)  
 C<sub>17</sub>, C<sub>18</sub> : 1000 μF/63 V/85° C  
 C<sub>19</sub> : environ 10pF céramique (déconseillé - voir texte)  
 C<sub>20</sub> : 220 ou 330 μF/6,3 V/85° C  
 C<sub>21</sub> : 47 pF/250 V MKT  
 C<sub>22</sub>, C<sub>23</sub> : 47 μF/40 V/85° C  
 C<sub>24</sub> : 47 nF/250 V MKT  
 C<sub>25</sub> : 22 à 47 μF/25 V/85° C non polarisé si possible (non implanté sur carte/voir texte)  
 C<sub>26</sub> : 68 à 150 pF céramique (déconseillé - voir texte)

## Diodes

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> : 1 N 4001 à 4004 facultatif/voir texte (cas particulier)  
 D<sub>3</sub> à D<sub>10</sub> : 1 N 4148  
 Z<sub>1</sub>, Z<sub>2</sub> : μA 431 AWC, TL 431 C (Fairchild/NS, Texas Instruments, Motorola)

## Transistors (à respecter)

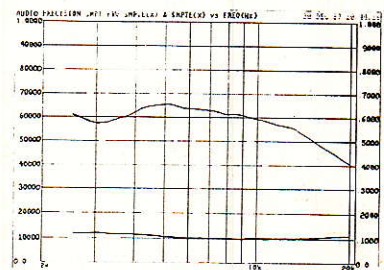
Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub> : 2 N 5551 ou MPS 5551 Fairchild/NS ou RTC  
 Q<sub>3</sub>, Q<sub>4</sub> : 2 N 5401 ou MPS 5401 Fairchild/NS ou RTC  
 Q<sub>5</sub>, Q<sub>9</sub> : 2 N 5416 Fairchild/NS ou SGS/THOMSON  
 Q<sub>6</sub> : IRF Z 12 International Rectifier (HEXFET)  
 Q<sub>7</sub>, Q<sub>8</sub> : 2 N 3440 Fairchild/NS ou SGS/THOMSON  
 Q<sub>10</sub> : 2 N 2222 ou 2 N 2222 A (tester si douteux)  
 Q<sub>11</sub> : 2 N 2907 A (tester si douteux)  
 Q<sub>12</sub>, Q<sub>13</sub>, Q<sub>14</sub> : IRF 633 (ou IRF 630, 631, 632) International Rectifier (HEXFET)  
 Q<sub>15</sub>, Q<sub>16</sub>, Q<sub>17</sub> : IRF 9633 (ou IRF 9630, 9631, 9632) International Rectifier (HEXFET)

## Autres composants sur circuit imprimé

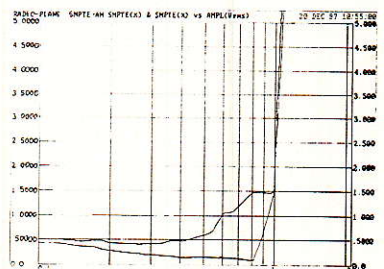
— 2 radiateurs ISKRA 1° C/W type S 39/100 mm/1 TO 3 de préférence (à repercer)  
 — 4 radiateurs ISKRA 55° C/W type ML 61/TO 5 ou SEEM 55° C/W type CO 92/1 (noir) ou CO 92 (rouge) avec graisse silicone en couche intérieure  
 — Quelques cosses-picots pour C.I. (entrée, capas céramique éventuelles)  
 — 12 cm de câblage fin en nappe 3 conducteurs et 2 gaines successives d'isolement thermique (pour Q<sub>6</sub>)  
 — Un kit d'isolement TO 220 avec mica, canon et graisse (pour le thermomètre Q<sub>6</sub>)

— 2 porte fusibles 5 x 20 pour C.I. avec fusibles rapides de 3,15 A  
 — 10 cm de fil émaillé 15 à 18/10<sup>e</sup> de mm pour L<sub>1</sub> (4 spires Ø intérieur 10 mm)  
 — Visserie de 3 x 12 mm pour composants sur radiateur et 3 x 25 mm avec entretoises de 15 mm pour fixation de la carte (avec rondelles plates de 3 en Ø 10 environ)  
 — 2 protecteurs thermiques 80° C (± 6%) MICRO THERM type R 20/C 176 (2.80.6)  
 — Un circuit époxy robuste de 150 x 200 mm

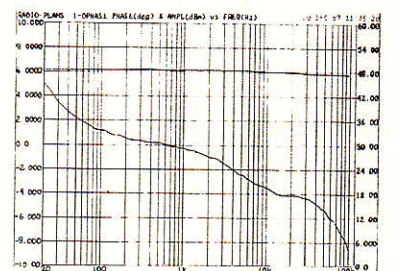
## Nos mesures



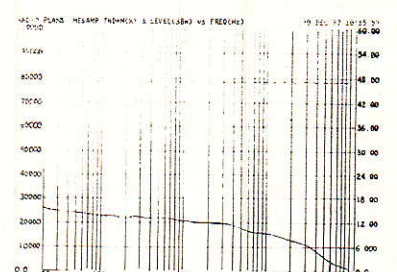
Distorsion d'intermodulation norme SMPTE 1/4.



Distorsion d'intermodulation norme SMPTE 1/4 7 k/60 Hz en fonction du niveau d'entrée.



Déphasage entrée/sortie à demi-puissance sur 8 Ohms.



Mesure à demi-puissance sur 8 Ohms, les deux canaux en fonction.

DISPONIBLES : • Circuits imprimés • TTL - CMOS - Transistors - Supports CI • Résistances • Condensateurs couche métal 1% 1" choix • Pièces pour orques • Transfo toriques, etc. • PLUS DE 10.000 COMPOSANTS EN STOCK.

TRANSISTORS

Table listing various transistor models (e.g., BC107, BC108, BC109) with their respective specifications and prices.

74 LS

Table listing 74 LS logic chip models (e.g., 7400, 7401, 7402) and their prices.

74 HC

Table listing 74 HC logic chip models (e.g., 7400, 7401, 7402) and their prices.

74HCT

Table listing 74HCT logic chip models (e.g., 7400, 7401, 7402) and their prices.

TTL

Table listing TTL logic chip models (e.g., 7400, 7401, 7402) and their prices.

CIRCUITS DIVERS

Table listing various integrated circuit models and their prices.

AFFICHEURS

Table listing various display models and their prices.

CIRCUITS INTEGRÉS

Table listing various integrated circuit models and their prices.

C-MOS

Table listing various CMOS logic chip models and their prices.

RADIO-PLANS, KITS COMPLETS

Le kit comprend le matériel indiqué dans la liste publiée en fin d'article de la revue y compris les circuits imprimés.

LES CIRCUITS IMPRIMES PEUVENT ETRE LIVRES SEPARATEMENT.

TV MULTISTANDARD - SIEMENS

Table listing various TV kit models (e.g., EL 437 A, EL 438 B) and their prices.

TRANSFOTORIQUES DE FABRICATION FRANÇAISE

«METALIMPHY» Qualité professionnelle Primaire : 2x110 V

Table listing transformer models and their specifications.

RESSORT DE REVERBERATION «HAMMOND»

Modèle 4 F, 315 F • Modèle 9 F, 420 F

Table listing reverb spring models and their prices.

PROGRAMMATEUR D'EPROM BOHM

Kit de base 1780 F, Boîtier 470 F, Jeu de supports 340 F, En ordre de marche 3420 F

Table listing EPROM programmer models and their prices.

DUPLICATION D'EPROM D'APRES MASTER

EPROM NON FOURNIS

Table listing EPROM duplication services and their prices.

Matériel «Néocid» pour fabrication des bobinages HF

Blindage - mandrins Coupelles - Vis en ferrite

Table listing HF coil winding materials and their prices.

PROMOTION DU MOIS

Table listing promotional offers for various components.

CIRCUITS LINEAIRES

Table listing various linear circuit models and their prices.

Microprocesseur Périphérique

Table listing microprocessor and peripheral models and their prices.

Mémoire

Table listing memory models and their prices.

Eeprom

Table listing EEPROM models and their prices.

Bobines TOKO

Table listing TOKO coils and their prices.

Quartz en MHz

Table listing quartz crystals and their prices.

Filtres céramique MURATA

Table listing Murata ceramic filters and their prices.

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL

ENVOI : Franco 35 F en T.P. Au magasin 25 F

NOM : \_\_\_\_\_

ADRESSE : \_\_\_\_\_

ouvert de 9 h à 12 h

MAGNETIC-FRANCE

Télex 216 328 F MAGNET

11 pl. de la Nation, 75011 Paris - Tél. 43.79.39.88

EXPEDITIONS 20% à la commande, le solde contre-remboursement.

PRIX AU 1.288 DONNÉS SOUS RESERVE.

CREDIT Nous consulter

VISA

Maitre : NATION R.E.R

Sortie : Taillebourg FERMÉ LE LUNDI

REALISATION DE TOUS CIRCUITS IMPRIMES SUR EPOXY D'APRES VOS «MYLAR» OU DOCUMENT FOURNIS

simples et double faces

FACE AVANT GRAVÉES

Sur Scotch Calli d'après dessins ou «Mylar». Tarif contre enveloppe timbrée.

195 F

200 F

215 F

230 F

250 F

290 F

315 F

380 F

455 F

552 F

720 F

1050 F

1780 F

470 F

340 F

3420 F

12500 F

1500 F

2500 F

3000 F

4000 F

5000 F

6000 F

7000 F

8000 F

9000 F

10000 F

11000 F

12000 F

13000 F

14000 F

15000 F

16000 F

17000 F

18000 F

19000 F

20000 F

21000 F

22000 F

23000 F

24000 F

25000 F

26000 F

27000 F

28000 F

29000 F

30000 F

31000 F

32000 F

33000 F

34000 F

35000 F

36000 F

37000 F

38000 F

39000 F

40000 F

41000 F

42000 F

43000 F

44000 F

45000 F

46000 F

47000 F

48000 F

49000 F

50000 F

51000 F

52000 F

53000 F

54000 F

55000 F

56000 F

57000 F

58000 F

59000 F

60000 F

61000 F

62000 F

63000 F

64000 F

65000 F

66000 F

67000 F

68000 F

69000 F

70000 F

71000 F

72000 F

73000 F

74000 F

75000 F

76000 F

77000 F

78000 F

79000 F

80000 F

81000 F

82000 F

83000 F

84000 F

85000 F

86000 F

87000 F

88000 F

89000 F

90000 F

91000 F

92000 F

93000 F

94000 F

95000 F

96000 F

97000 F

98000 F

99000 F

100000 F

101000 F

102000 F

103000 F

104000 F

105000 F

106000 F

107000 F

108000 F

109000 F

110000 F

111000 F

112000 F

113000 F

114000 F

115000 F

116000 F

117000 F

118000 F

119000 F

120000 F

121000 F

122000 F

123000 F

124000 F

125000 F

126000 F

127000 F

128000 F

129000 F

130000 F

131000 F

132000 F

133000 F

134000 F

135000 F

136000 F

137000 F

138000 F

139000 F

140000 F

141000 F

142000 F

143000 F

144000 F

145000 F

146000 F

147000 F

148000 F

149000 F

150000 F

151000 F

152000 F

153000 F

154000 F

155000 F

156000 F

157000 F

158000 F

159000 F

160000 F

161000 F

162000 F

163000 F

164000 F

165000 F

166000 F

167000 F

168000 F

169000 F

170000 F

171000 F

172000 F

173000 F

174000 F

175000 F

176000 F

177000 F

178000 F

179000 F

180000 F

181000 F

182000 F

183000 F

184000 F

185000 F

186000 F

187000 F

188000 F

189000 F

190000 F

191000 F

192000 F

193000 F

194000 F

195000 F



## TELEVISION AND SATELLITE BROADCASTING.

La sixième conférence « Cable Television And Satellite Broadcasting » organisée par le **Financial Times** se déroulera à l'Hôtel Intercontinental de Londres les 17 et 18 février prochains.

Cette manifestation rassemblera un prestigieux panel d'orateurs qui feront le point sur les possibilités actuelles et futures de ces nouveaux médias à un moment critique de leur développement. Nous arrivons à un tournant où la discussion prospective débouche sur des réalisations concrètes aussi bien pour les producteurs-opérateurs que pour les fabricants de produits manufacturés oeuvrant dans ce domaine. la variété des programmes offerts alliée à un prix suffisamment bas des équipements devraient permettre l'émergence d'un marché de masse.

1988, c'est aussi l'année où le gouvernement britannique devra statuer sur la nouvelle planification de la radiotélévision et notamment sur la possibilité d'attribution de nouveaux canaux terrestres. Comment la législation influencera-t-elle le marché des nouveaux médias ?

Le R<sup>h</sup> Hon Douglas Hurd, Secrétaire d'Etat au Ministère de l'Intérieur fera l'allocution d'ouverture et parlera de la création des nouvelles structures de radiodiffusion au siècle prochain. Parmi les principaux orateurs, citons : M. Anthony Simonds-Gooding, M. Michael Checkland, Directeur Général de la BBC et le D<sup>r</sup> Pierre Meyrat, Directeur Général de la Société Européenne des Satellites qui examineront les changements dus aux nouveaux moyens de communications.

Des exposés sur la nouvelle donne médiatique en France et en Allemagne seront tenus par Cyrille du Peloux, Secrétaire Général de TF1 et Jürgen Dötz, Directeur Commercial de SAT 1. Enfin M. Jan Timmer, Directeur du management de la branche biens de consommation Grand Public chez Philips, parlera du marché des équipements de réception.

Enfin, la conférence examinera ce qui peut être fait pour stimuler la croissance du marché publici-

taire européen avec les contributions de M. Richard Hooper, Directeur Commercial de Super Channel, M. James Styles, Directeur Commercial de Sky Channel, M. Mark Booth, Directeur Commercial de MTV Europe et enfin M. Alec Kenny, Directeur de la Communication de l'agence Saatchi et Saatchi.

La langue employée pour la conférence sera l'anglais.

Pour de plus simples informations, contacter :

### Financial Times Conférence Organisation

2<sup>nd</sup> Floor, 126 Jermyn Street,  
London, SW1Y 4UJ  
Tel. : 01 925 2323  
Fax : 01 925 2125  
Telex : 27247 FTCONF G.

## JVC annonce les spécifications de la version européenne du Super VHS.

La version européenne du S. VHS a été développée pour répondre aux besoins de vidéo de haute qualité dans les pays européens. Les quelques spécifications suivantes résument les caractéristiques majeures du S. VHS version européenne :

- Un format d'enregistrement commun susceptible d'être utilisé à travers l'Europe quels que soient les standards (PAL ou SECAM).

- Une résolution de plus de 400 lignes, autorisée par une bande passante supérieure allouée aux signaux de luminance. Avec un balayage entrelacé 625 lignes, une restitution de haute qualité peut-être obtenue.

- L'utilisation de S. VHS ne s'étendra pas uniquement au domaine grand public mais aux professionnels de la vidéo, notamment les stations de radio-diffusion.

Tout en maintenant la compatibilité avec le standard VHS, le S. VHS apporte une grande amélioration en qualité d'image comparable à celle obtenue avec les magnétoscopes 1 pouce. L'introduction sur le marché européen devrait accroître son développement à grande échelle.

Caractéristiques :

- Cassettes S. VHS : bandes hautes performances en SE 180 et SE 120 avec trou d'identification et SE-C30, cassette compacte.

- Modes d'enregistrement
  - SP (Short Play) - vitesse 2,34 cm/s, durée d'enregistrement 3 heures avec une cassette SE180
  - LP (Long Play) - vitesse 1,17 cm/s, durée d'enregistrement 6 heures avec une SE180

- Système d'enregistrement :

- Entrée/sortie vidéo : PAL, SECAM, MAC (C,D,D2)
- Signal luminance enregistré en modulation de fréquence porteuse FM, déviation 1,6 MHz

- Déviation max. au blanc : 7,0 MHz

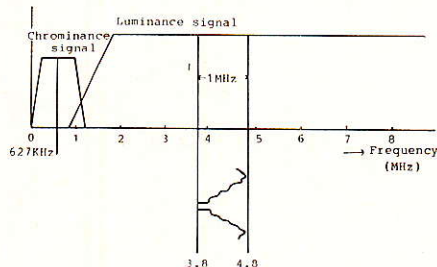
- Déviation min. au fond du top de synchro : 5,4 MHz

Préaccentuation identique au VHS standard.

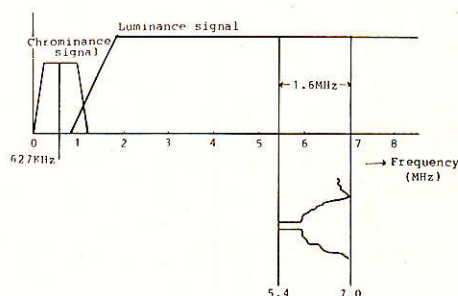
- Enregistrement chroma : modulation en quadrature des deux composantes. Porteuse : 627 kHz.

- Enregistrement audio identique au VHS.

Recording Signal Spectrum (625 Lines/50Hz System)  
Video head recording signal of VHS



Video head recording signal of Super VHS



## Une nouvelle génération de « TRIACS »

SGS-THOMSON Microelectronics propose une nouvelle génération de triacs en boîtier TO 220, adapté dans une première phase

aux gammes de courants les plus utilisées dans le domaine de l'électroménager.

TYPE	$I_{GT}, I_T$ MAX	6 amp.	8 amp.	10 amp.	12 amp.	16 amp.	(dV/dt) ST MIN
SW	5 mA	X	X				20 V/ $\mu$ s
TW	10 mA	X	X				50 V/ $\mu$ s
CW	35 mA			X	X	X	250 V/ $\mu$ s
BW	50 mA			X	X	X	500 V/ $\mu$ s
AW	75 mA			X	X	X	750 V/ $\mu$ s

La structure développée pour cette famille permet d'améliorer considérablement le compromis inhérent à la fonction triac, c'est-à-dire risque d'auto-amorçage et sensibilité du courant gachette.

Ceci permet :

1) de proposer des triacs sensibles (séries SW, TW) dont les performances en commutation autorisent leur utilisation dans les circuits fortement sollicités tels que les commandes de moteurs et d'électrovannes.

Ce triac SGS-THOMSON Microelectronics devient l'interface unique entre la logique et la puissance.

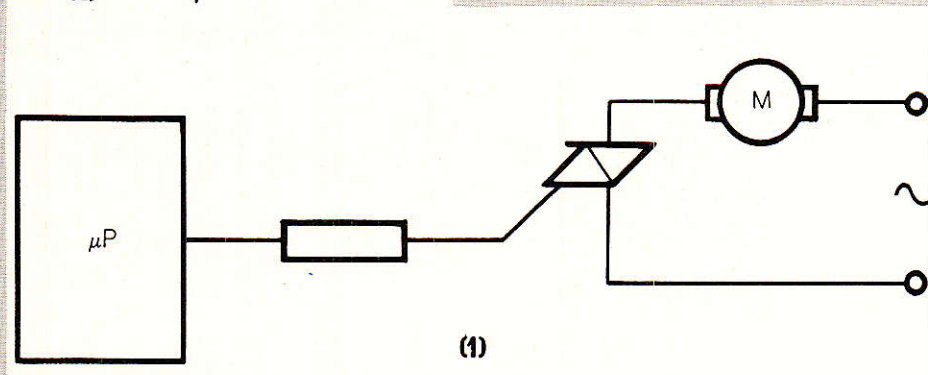
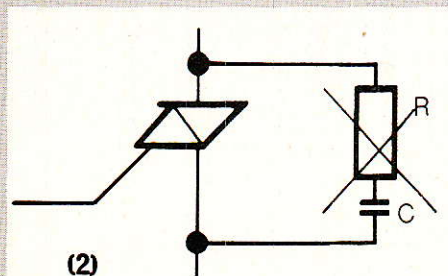
2) d'atteindre pour des sensibilités « normales » (séries AW, BW et CW), des niveaux de sécurité découplés vis-à-vis des phénomènes transitoires.

Cette immunité aux amorçages intempestifs permet de s'affranchir dans la plupart des cas des réseaux R.C. d'aide à la communication.

### Spécifications

Les notices techniques détaillées de toutes ces nouvelles séries sont publiées dans le data book Thyristors et Triacs <100 A - 87/88.

Notons en particulier que les courants de déclenchement de ces triacs sont spécifiés dans les trois premiers quadrants et qu'une nouvelle caractérisation des paramètres de communication sur charge résistive et sur charge inductive permet au concepteur d'optimiser le choix de triac.



## Des régulateurs 1,5 A à faible déchet et faible courant de repos

SGS-THOMSON Microelectronics a mis au point une série de régulateurs de tension à trois bornes de 1,5 A qui, grâce à une nouvelle technologie de puissance bipolaire, offrent une très faible tension de déchet (450 mV à 1 A) et un très faible courant de repos (35 mA). A la place du transistor PNP latéral normalement utilisé comme élément série intermédiaire dans les régulateurs faible déchet, ce circuit intégré utilise une nouvelle structure de transistors PNP verticaux à collecteur isolé, qui offre un gain et une vitesse beaucoup plus proches de ceux des transistors NPN.

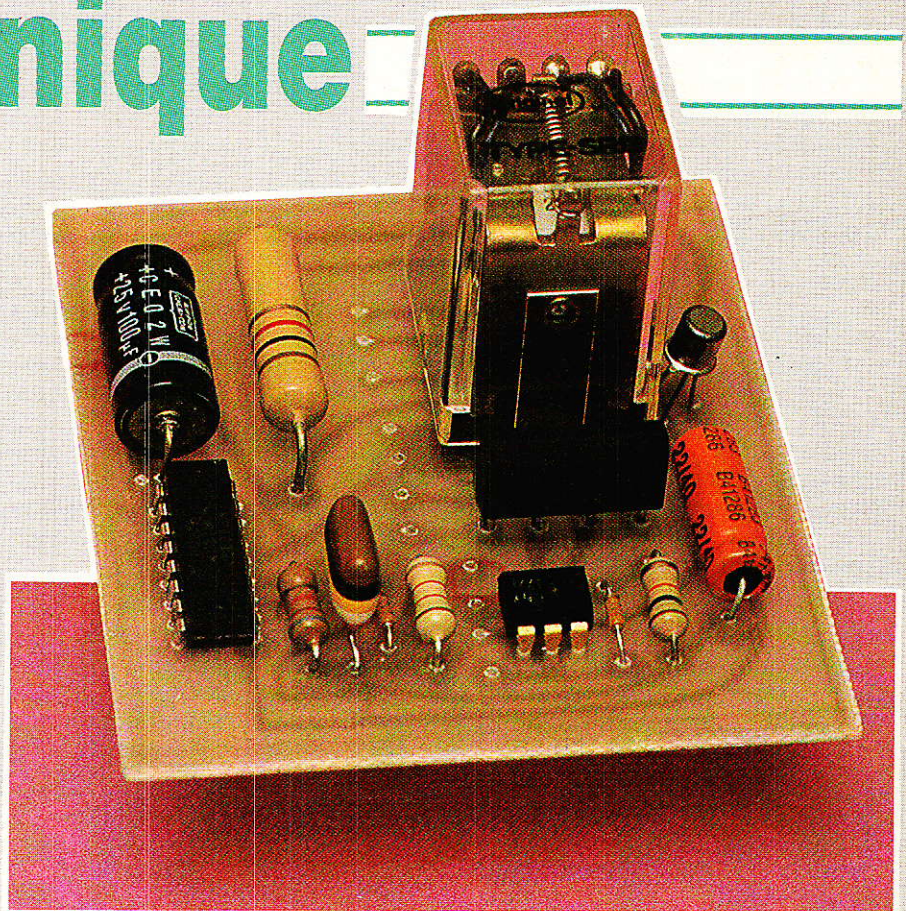
Quatre tensions de sortie sont disponibles : 5 V (code type LV4940V5), 8,5 V (L4940V85), 10 V (L4940V10) et 12 V (L4940V12). Tous les modèles sont fournis dans des boîtiers en matière plastique TO-220 dotés d'un cadre spécialement conçu pour améliorer leur fiabilité.

La faible tension de déchet de ces composants est particulièrement utile dans des applications de post-régulation et d'alimentation par batterie. Dans des systèmes de post-régulation, ce composant permet une tension intermédiaire beaucoup plus faible entre le régulateur principal et les post-régulateurs, améliorant ainsi l'efficacité globale. Dans un équipement alimenté par batterie, la faible tension de déchet prolonge la durée de vie effective de la batterie tout en maintenant une sortie stable à de très faibles tensions d'entrée.

Par rapport aux régulateurs « faible déchet » existants, la série L4940 offre d'autres avantages : la fonction de régulation est assurée jusqu'à la tension d'entrée minimale et un condensateur de sortie de 10  $\mu$ F suffit alors qu'il faut normalement 20  $\mu$ F.

# Un commutateur « double ligne » pour poste téléphonique

**I**l est de plus en plus fréquent de disposer, en un même lieu, de deux lignes téléphoniques distinctes. Il peut s'agir de deux lignes PTT (dont une est souvent « spécialisée arrivée » et donc peu coûteuse), de deux lignes privées, ou d'une combinaison des deux. Dans ces conditions, faut-il nécessairement installer deux postes séparés, au risque de se trouver fréquemment dans une posture de « businessman surmené » se débattant avec deux combinés à la fois ? Une solution consiste à faire appel à un poste « multilignes » capable de mettre « en garde » une ou plusieurs lignes tandis qu'une seule à la fois se trouve reliée au combiné : c'est cher ! Nous vous proposons ici une solution différente permettant d'utiliser un poste tout à fait ordinaire sur deux lignes distinctes, avec possibilité de mise en garde des correspondants de la ligne principale.



### Le problème à résoudre :

**L**e cas le plus fréquent en milieu « résidentiel » est celui d'une seule ligne PTT (équipée d'un poste classique) et d'un petit réseau intérieur utilisant le même type de matériel.

Bien sûr, un autocommutateur réalisé selon nos plans permet de

« prendre » la ligne PTT sur un poste du réseau privé mais en se privant alors de la possibilité d'appeler un autre poste intérieur en cours de conversation, car le réseau est alors bloqué.

L'idéal serait que le même poste (par exemple celui des PTT) puisse être « basculé » à volonté entre l'intérieur et l'extérieur, mais qu'une communication extérieure ne puisse être

coupée que par un raccrochage franc. Un « bouton de transfert » pourrait alors servir à mettre « en garde » le correspondant extérieur le temps d'appeler sur le réseau intérieur, puis à le reprendre, à moins qu'on ne préfère le « transférer » sur le réseau privé.

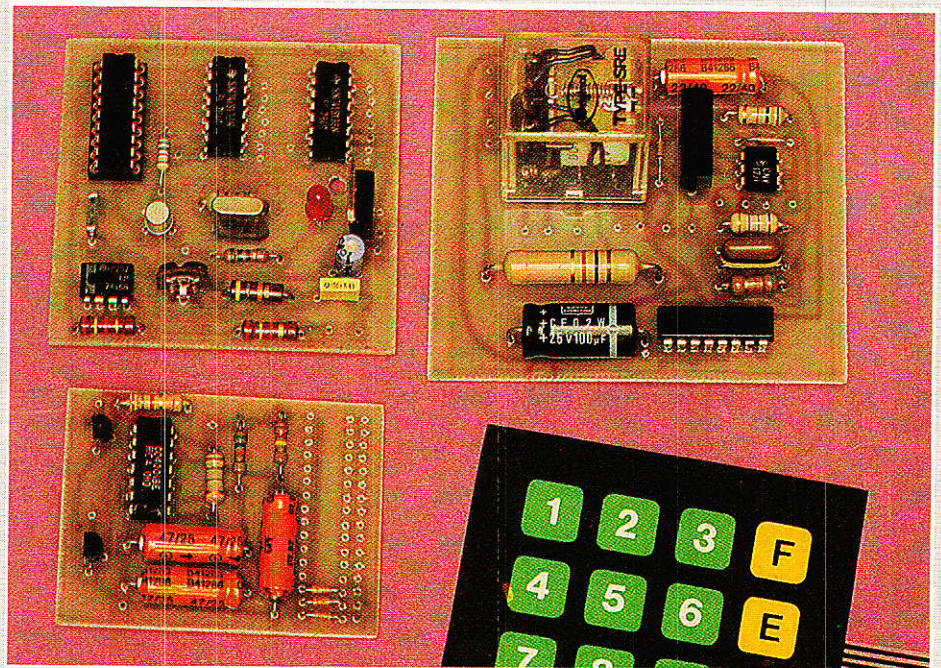
De strictes précautions doivent cependant être prises pour qu'en aucun cas ne puisse s'établir une continuité électrique entre les deux lignes. Par ailleurs, la ligne qui, au repos du système, se trouve isolée du poste devra être munie d'une sonnerie indépendante (de préférence électronique).

Même si toutes ces conditions sont respectées et si le système fonctionne parfaitement, il ne s'agira évidemment pas de matériel agréé : en principe interdit, le raccordement à une ligne PTT se fera sous la seule responsabilité du lecteur...

## Une solution pratique :

Le schéma de la **figure 1** fait apparaître un relais à quatre inverseurs, une bascule bistable, et un détecteur de courant de ligne à couplage optique.

Ce « télérupteur intelligent », capable de reprendre son état de repos dès que le poste est raccroché, est en mesure de relier le poste en « métallique » à l'une ou l'autre des lignes 1 et 2. Au repos, c'est cependant toujours la ligne 1 (extérieure) qui arrive



au poste tandis que la ligne 2 se termine seulement sur une sonnerie.

Un contact du relais vient boucler la ligne 1 sur une résistance capable de la maintenir « en garde » lorsque le poste est basculé (temporairement) sur la ligne 2. Éventuellement, un circuit d'attente musicale pourrait facilement être installé à ce niveau (transfo BF et magnétocassette).

La bascule commandant le relais est conçue pour être commandée par le **détecteur de flashing** qui a été décrit auparavant dans cette série. A défaut d'un poste équipé d'un bouton **bouton de flashing** (d'origine ou ajouté), le basculement pourra être obtenu par un bref appui sur le

support de combiné (typiquement 200 ms).

En présence d'un poste à clavier « DTMF », le détecteur de flashing pourrait éventuellement être remplacé par un récepteur réglé sur un code inutilisé par les PTT (touches A, B, C, et D).

Dans tous les cas, la bascule est maintenue (ou remise) à zéro lorsque le poste est raccroché. Pour ce faire, un photocoupleur est placé en série avec le poste, à travers un pont redresseur. Trois inverseurs seulement du relais étant nécessaires pour ces usages, un contact auxiliaire reste disponible pour tout besoin particulier (par exemple démarrage du magnétophone d'attente musicale).

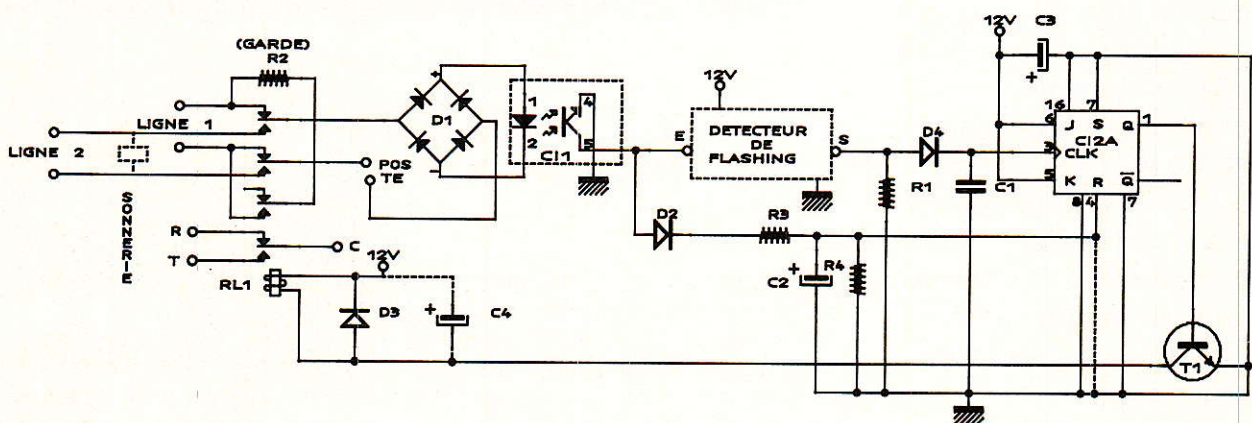


Figure 1

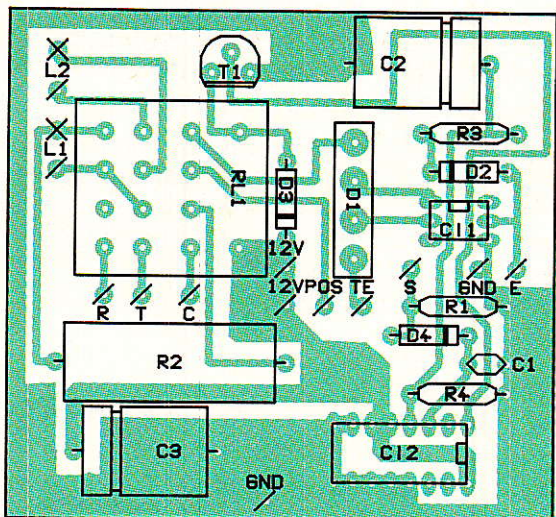


Figure 2

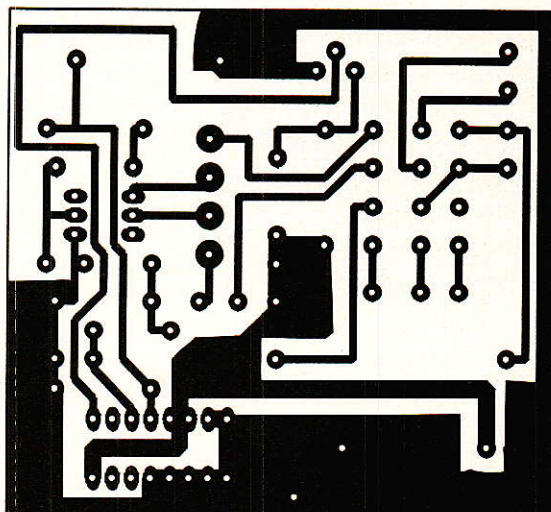


Figure 3

### Réalisation pratique :

Le circuit imprimé de la figure 2 rassemble tous les composants du montage de la figure 1, selon l'implantation de la figure 3, étudiée pour un relais 4RT ORIGINAL type SRE. Pourvu qu'il semble surdimensionné, cet élément conditionne la sécurité et la fiabilité du système : c'est important !

Ce module achevé, on l'associera au détecteur de flashing précédemment construit et testé, et à une petite alimentation 12 V

capable de délivrer au moins 100 mA.

Le tout tiendra sans difficulté dans un boîtier mural genre WALL 4 TEKO, facile à fixer à proximité des joncteurs téléphoniques des lignes et du poste.

### Exploitation :

Au repos, et à fortiori alimentation débranchée, le montage est totalement « transparent » vis-à-vis de la ligne N°1 (extérieure). Tout au plus introduit-il

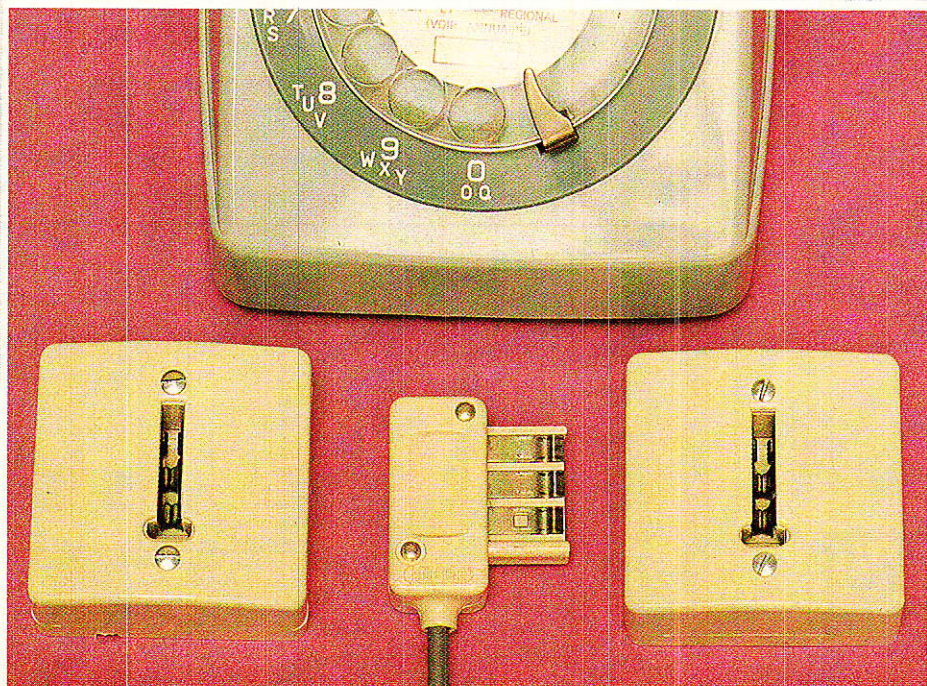
l'équivalent de trois diodes en série dans la ligne, soit une chute de tension de 3 V environ. Le poste doit donc fonctionner normalement sur cette ligne, en émission comme en réception d'appels.

Si, le poste étant décroché, on appuie sur un bouton de flashing ou (un court instant) sur son support de combiné, la ligne 1 doit être abandonnée au profit de la ligne 2 qui se trouve prise : on peut alors répondre à un appel ou numéroté sur « l'intérieur ». Un second « flashing » libérera la ligne intérieure et redonnera « l'extérieur » sans que la communication qui avait été quittée n'ait été interrompue (fonction de mise en garde).

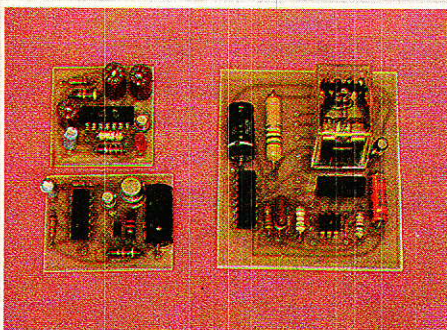
Rien n'empêche d'enchaîner ainsi plusieurs « basculements » entre les deux lignes : au raccrochage définitif elles seront toutes deux libérées et le poste sera de nouveau relié métalliquement à la ligne 1.

On évitera une vivacité excessive dans les manœuvres : une à deux secondes d'attente sont à conseiller avant toute action sur le bouton de « flashing » après un décrochage ou un précédent flashing. Des constantes de temps assez larges ont en effet été prévues pour éviter toute commutation intempestive.

Cet équipement est en principe prévu pour fonctionner sur une ligne PTT reliée à un central électronique, capable de ne pas inter-



# REALISATION



prêter un « flashing » comme un raccrochage. Certains commutateurs mécaniques peuvent également accepter la chose, mais il

n'y a aucune certitude. Dans la négative, le montage fonctionnerait tout de même, mais sans « mise en garde » : tout basculement couperait la communication en cours.

## Conclusion :

D'un fonctionnement rappelant les services « appel en instance » ou « conférence à trois » des PTT, ce montage permet d'étendre notablement les possibilités d'un réseau intérieur

avec accès PTT, ou de deux lignes PTT : le confort d'exploitation obtenu rappelle celui des autocommutateurs privés les plus performants.

Nul doute que la « déréglementation » qui bat son plein actuellement banalisera bientôt ce genre d'installation. En attendant, amis lecteurs, soyez prêts !

Patrick GUEULLE

## Nomenclature :

### Résistances

R<sub>1</sub> : 1,2 kΩ  
R<sub>2</sub> : 1 kΩ 2 W  
R<sub>3</sub> : 10 kΩ  
R<sub>4</sub> : 82 kΩ

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 0,1 μF  
C<sub>2</sub> : 22 μF 25 V  
C<sub>3</sub> : 100 μF 25 V  
C<sub>4</sub> : voir texte 1000 μF

### Circuits intégrés

CI<sub>1</sub> : CNY 17  
CI<sub>2</sub> : CD 4027 B

### Diodes

D<sub>1</sub> : Pont redresseur  
D<sub>2</sub> : 1N 4148  
D<sub>3</sub> : 1N 4148  
D<sub>4</sub> : 1N 4148

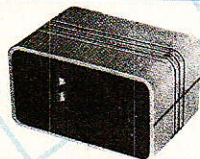
### Transistors

T<sub>1</sub> : BC 107

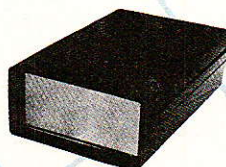
### Divers

relais 12 V 4 inverseurs  
module détecteur flashing  
Pile ou alim. 9 V, 100 mA  
conjoncteurs téléphoniques

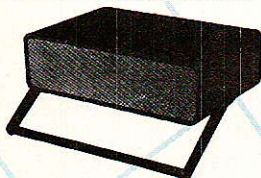
## LE COFFRET QUI MET EN VALEUR VOS REALISATIONS



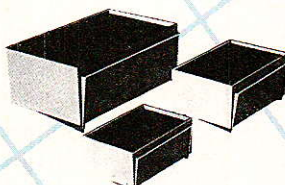
110 PP ou PM Lo  
avec logement de piles  
115 PP ou PM Lo  
avec logement de piles



SERIE « L »  
173 LPA avec logement pile face alu ..... 110 x 70 x 32  
173 LPP avec logement pile face plast. ... 110 x 70 x 32  
173 LSA sans logement face alu ..... 110 x 70 x 32  
173 LSP sans logement face plast. .... 110 x 70 x 32



220 PP ou MP ou PM/G  
avec poignée



SERIE « PUPICOFFRE »  
10 A, ou M, ou P ..... 85 x 60 x 40  
20 A, ou M, ou P ..... 110 x 75 x 55  
30 A, ou M, ou P ..... 160 x 100 x 68  
\* A (alu) - M (métallisé) - P (plastique).

### SERIE « PP PM »

110 PP ou PM ..... 115 x 70 x 64  
114 ..... 106 x 116 x 44  
115 ..... 115 x 140 x 64  
116 ..... 115 x 140 x 84  
117 ..... 115 x 140 x 110  
210 NOUVEAU ..... 220 x 140 x 44  
220 ..... 220 x 140 x 84  
221 ..... 220 x 140 x 84  
222 ..... 220 x 140 x 114  
\* PP (plastique) - PM (métallisé)



Tél. : 43.76.65.07

COFFRETS PLASTIQUES  
GAMME STANDARD DE  
BOUTONS DE RÉGLAGE  
10, rue Jean-Pigeon - 94220 CHARENTON  
Demander notre documentation RP.

Vente exclusive aux professionnels.

VOTRE Circ. Imp. en 48 h  
CHEZ MATEK de 9 h à 12 h et 14 h à 19 h  
du lundi au samedi

Tél. 54.27.69.18

PARÇAY 36250 SAINT-MAUR

Film (à partir de schémas de revues) 15 F/dm<sup>2</sup>

Circ. Imp. (V.E. percés, étamés),

S.F. 30 F/dm<sup>2</sup> D.F. 40 F/dm<sup>2</sup>

Conditions de ventes : CH à la commande, min. commande 15 F + port 12 F

Composants Electroniques

Disponible	TTL 74 LS	2N 1711..... 2,30	METEX
74LS05..... 1,60	00, 01, 02, 05, 08, 09,	2N 2219 A..... 2,00	M3650..... 690,00
4011..... 2,30	20, 21, 26, 27, 30, 33,	2N 2222 A..... 1,60	Sacoche
4013..... 2,30	37, 38, 40, 51... 1,60	2N 2905 A..... 2,30	M3650..... 59,00
4053..... 4,30	04, 10, 11, 13, 14, 32,	2N 2907 A..... 1,60	CM200
4052..... 6,00	73, 74, 75, 86, 90, 92,	2N 3055 H	0 à 2000μF... 375,00
4093..... 2,70	93, 107, 109, 112,	120 V..... 11,00	DMT870
4520..... 4,30	155, 156, 157, 158,	NE 555..... 2,50	Monacor..... 299,00
TL082..... 6,00	260, 266, 367,	LM 723..... 5,00	RT1 fréq.-mètre
TDA2593..... 12,00	368..... 2,40	LM 324..... 4,00	0-1 GHz (kit) 680,00
TA4565..... 39,00	42, 85, 132, 138, 139,	LM 317 T..... 5,50	RT2 chambre écho
LD450ns..... 29,00	151, 153, 160, 161,	LM 741..... 2,50	digit..... 680,00
LD470ns..... 29,00	173, 174, 175, 257,	Res 1/4 et 1/2 W,	Les kits-Plus PL1,
MC68B02..... 35,00	258..... 3,30	par 10..... 1,20	PL100 - 20 % sur
MC68B21..... 20,00	ETC	avec loupe +	tarif de base
ET2764..... 37,00	C-MOS 4000	sup. pour fer	
7905-12-15-24..... 5,00	00, 01, 02, 07, 11, 12,	à souder..... 99,00	
Q 4,91 52..... 12,00	13, 23, 25, 30, 49, 68,		
LM311..... 5,00	69, 70, 71, 72, 73, 75,		
4066..... 2,70	77, 78, 85..... 2,30		
4093..... 2,70	16, 27, 50, 66,		
74161..... 3,30	93..... 2,70		
74LS157..... 2,40	06, 08, 14, 15, 17, 19,		
Pentel M..... 9,00	21, 22, 24, 28, 35, 40,		
LED RVJ 3	42, 43, 53, 76, 4511,		
5..... 0,80	4512, 4518, 4520,		
1N 4007, par 10..... 4,00	4528, 4584,		
1N 4148, par 10..... 2,00	4585..... 4,30		
	ETC		

Vente par correspondance uniquement.  
Paiement à la commande. Port 25 F.  
Franco à partir de 1 000 F. Prix t.t.c.

Catalogue contre 10 F en timbres.

Nom.....  
N°..... Rue.....  
.....  
C.P..... Ville.....

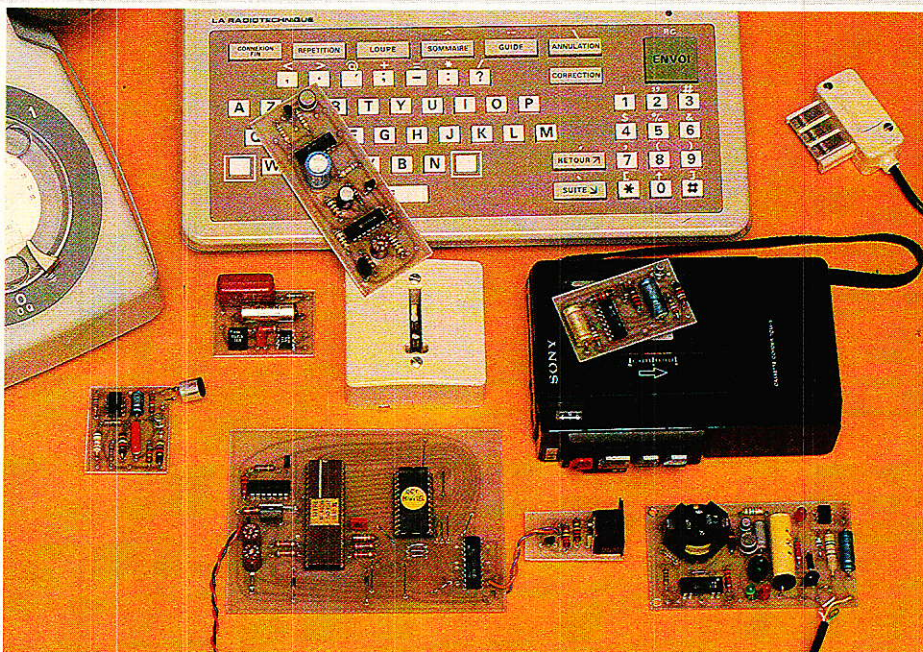
# Votre répondeur téléphonique « à la carte »

## (5) Module de télésurveillance « tout ou rien »

**E**n règle générale, un répondeur téléphonique sert à diffuser ou à enregistrer des messages, mais d'autres applications existent pour les systèmes à « réponse automatique » : nous avons vu comment il était possible de surveiller à distance un local inoccupé ou à risques, grâce à une écoute sonore.

Dans bien des cas, on souhaiterait pouvoir « lire » à distance l'état ouvert ou fermé d'un contact (centrale d'alarme, détecteur de gel, absence d'électricité, tranche de tarification EDF, etc...), par exemple dans une résidence secondaire éloignée.

Le téléphone permet facilement d'exercer ce genre de télésurveillance, de façon parfaitement gratuite d'ailleurs !



### Un principe original :

Lorsque l'on appelle un numéro de téléphone, on perçoit nécessairement l'une ou l'autre des deux tonalités normalisées PTT :

- retour d'appel (ça sonne !)
- occupation (pas libre !)

Ces signalisations de base fournissent une information sur l'état de la ligne du demandé, de façon entièrement gratuite tant

qu'il n'y a pas eu décrochage (manuel ou automatique).

Dans le cas d'un local inoccupé, personne ne peut matériellement se servir du téléphone, sauf si un système numéroteur automatique est installé.

Il n'y a guère de chances, par ailleurs, qu'un correspondant quelconque appelle juste en même temps que vous-même, surtout si le numéro est inscrit

en « liste rouge » et n'est connu que de quelques familiers.

L'idée consiste à faire agir le contact auquel on s'intéresse, sur l'état de la ligne téléphonique : par exemple prise de la ligne (occupation) lorsqu'une situation anormale est détectée.

Bien sûr, il ne peut-être question de mettre ainsi la ligne en « faux appel » volontaire pendant une longue période : elle serait vite classée « en dérangement » !

Il est par contre facile de faire en sorte qu'un automatisme simple « prenne la ligne » pendant 30 à 40 secondes **un certain temps après** la réception d'un ou plusieurs coups de sonnerie. Dès lors, il suffit d'appeler une première fois en laissant sonner un coup ou deux, de raccrocher, puis de rappeler après un délai tel que ce second appel tombe en pleine période de « faux appel » (décrochage), s'il y a lieu.

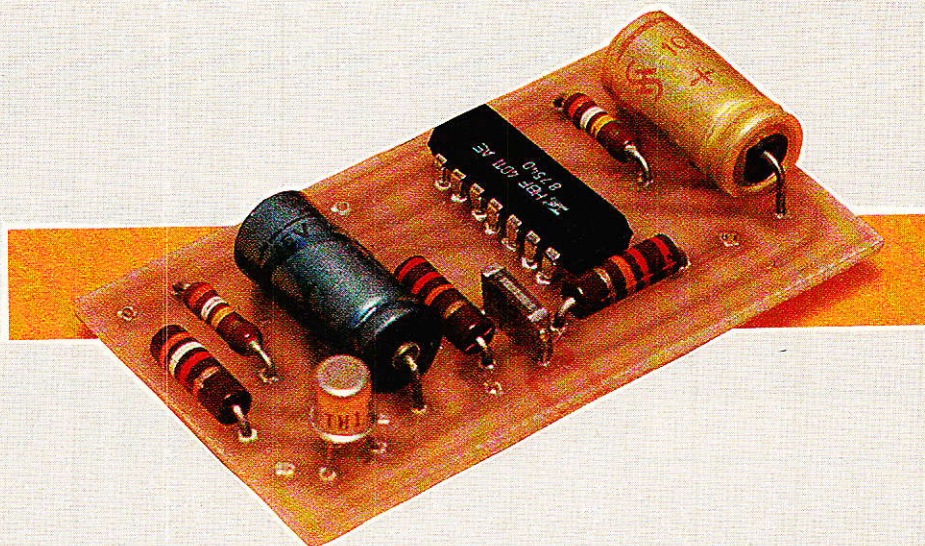
Si l'on perçoit une tonalité « occupée » alors que la ligne était libre lors du premier appel, il est pratiquement certain que le contact est fermé. Pour en être sûr, on peut renouveler la même procédure au bout d'une ou deux minutes, le temps que le système revienne à zéro.

Si l'on entend un « retour d'appel », il est plus périlleux de tirer une conclusion : si la ligne est coupée, ou si l'automate est en panne, la même réaction se produit...

Une parade efficace consiste à installer un second automatisme identique, mais réglé sur un délai de réponse plus long.

Trois appels suffiront pour acquérir une certitude dans la mesure où le second automate décroche systématiquement.

Un retour d'appel aux deux premiers essais et une occupation au troisième signalera sans erreur possible que la situation est « normale » (ligne en bon état et contact ouvert).



Bien sûr, rien n'interdit d'associer plus de deux automates, judicieusement décalés, mais chaque interrogation devient nettement plus fastidieuse...

Bien évidemment se pose le problème de la légalité d'une telle opération de transmission d'informations significatives sur le réseau national par le biais des

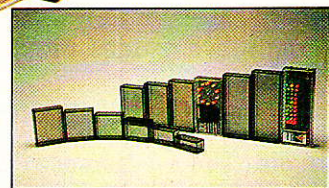
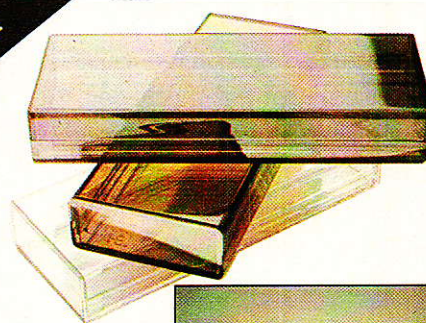
sonneries n'est pas un exercice particulièrement autorisé. Par contre, cela ne pose aucun problème sur un réseau privé et ceux-ci se multiplient car il est possible de trouver dans le commerce des combinés à des prix très avantageux. Nos lecteurs auront pu constituer le leur sur nos indications, un tel réseau

## Selectronic

BP 513 59022 LILLE Tél. : 20.52.98.52

# coffrets HEILAND

HE 222



## IMPORTATEUR

## Distributeur

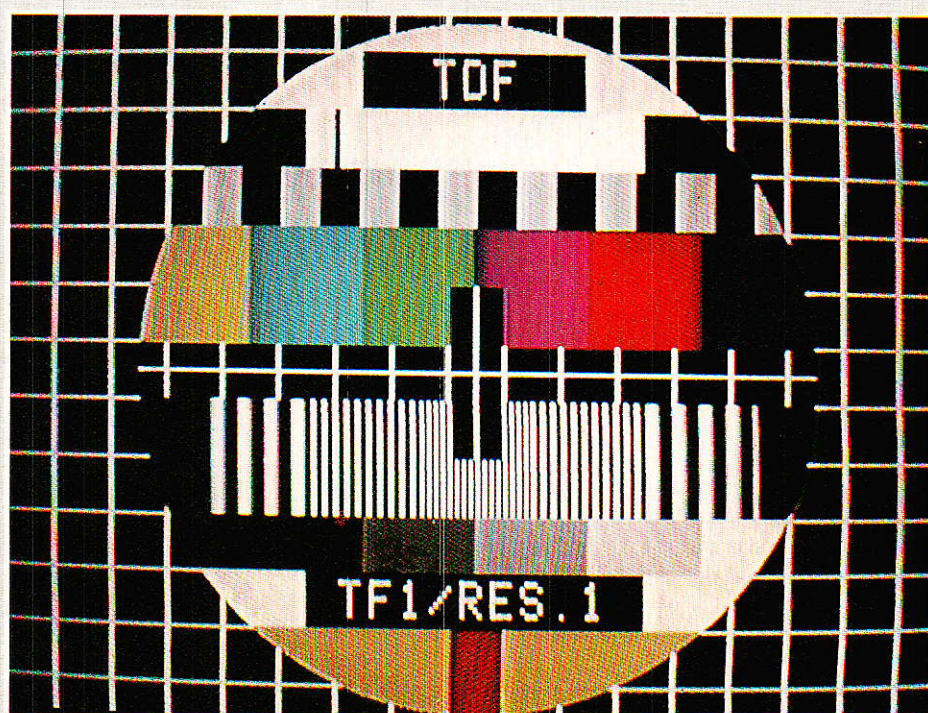
6 modèles disponibles : 4 en MAKROLON (transparent, fumé spécial infrarouge...) 2 en ABS (opaque).

**Documentation couleur sur simple demande**  
**Revendeurs nous consulter.**

(suite page 90)



## La mire et les signaux test



**L**e technicien en télévision, l'électronicien amateur ou tout simplement le consommateur de vidéo se trouve confronté au délicat problème d'évaluer la qualité d'une image. C'est pour répondre à ce besoin que les programmeurs diffusent (plus ou moins généreusement selon les pays) l'image test que l'on appelle la mire, conçue pour permettre l'évaluation de la chaîne de transmission ou de reproduction par simple examen de l'écran, sans le secours d'aucun appareillage de mesure.

De plus, compte tenu de la composition de la mire, l'examen à l'oscilloscope permet de tirer des renseignements supplémentaires.

Par ailleurs, les organismes de télédiffusion insèrent en permanence dans la trame vidéo des signaux test normalisés qui permettent, moyennant des appareillages adéquats, d'extraire à tout moment de l'image des informations permettant de mesurer la qualité du signal.

Nous montrerons ici comment l'on peut, par un examen même sommaire de la mire reçue ou lue par un magnétoscope, diagnostiquer un éventuel défaut de l'image et comment, avec l'aide de l'oscilloscope et de quelques composants, on peut visualiser des zones particulières de cette mire.

Dans la seconde partie nous verrons comment, avec un matériel modeste à la portée de l'amateur, on peut extraire des signaux test des informations qualitatives et quantitatives qui permettent véritablement de « mesurer » le signal vidéo.

La mire à cercle central, bien connue et très largement utilisée par les programmeurs dans les heures creuses, avait été initialement conçue pour le réglage des téléviseurs lors de leur fabrication. Du fait de sa très grande commodité, son usage s'est généralisé et elle est notamment utilisée par les chaînes des télévisions européennes.

Le lecteur trouvera figures 1 et 2 les deux types de mire les plus courants, l'une dans sa version SECAM (en l'occurrence la mire de TF1), l'autre en PAL (la chaîne allemande SWF1).

Comme nous l'avons précisé plus haut, la mire a été conçue pour le réglage, par l'examen de son quadrillage et de sa symétrie, des tubes de téléviseur. Elle per-

met, entre autres choses, d'effectuer l'ajustage dit de « convergence dynamique » qui assure la coïncidence, dans toutes les zones de l'écran, des faisceaux électroniques correspondant aux trois couleurs primaires, rouge, vert et bleu. Le cercle étant une figure géométrique dont la moindre déformation est perceptible à l'œil, celui de la mire permet de détecter les non-linéarités de balayage vertical ou horizontal ainsi que les sur- ou sous-balayages. La figure 7 illustre l'effet néfaste d'un sur-

balayage vertical. Enfin le dosage des couleurs (réglage dit des « cut-off ») et de l'échelle des gris ainsi que les décalages latéraux ou verticaux sont aisément effectués à l'aide de la mire.

Ne nous attardons pas sur ces points qui concernent essentiellement la fabrication et la maintenance des téléviseurs mais attachons-nous à l'exploitation de la mire en tant qu'outil de contrôle de la qualité de transmission ou de restitution du signal vidéo.

## Les réglages du téléviseur accessibles à l'utilisateur

Le téléspectateur a en général la possibilité d'agir sur les

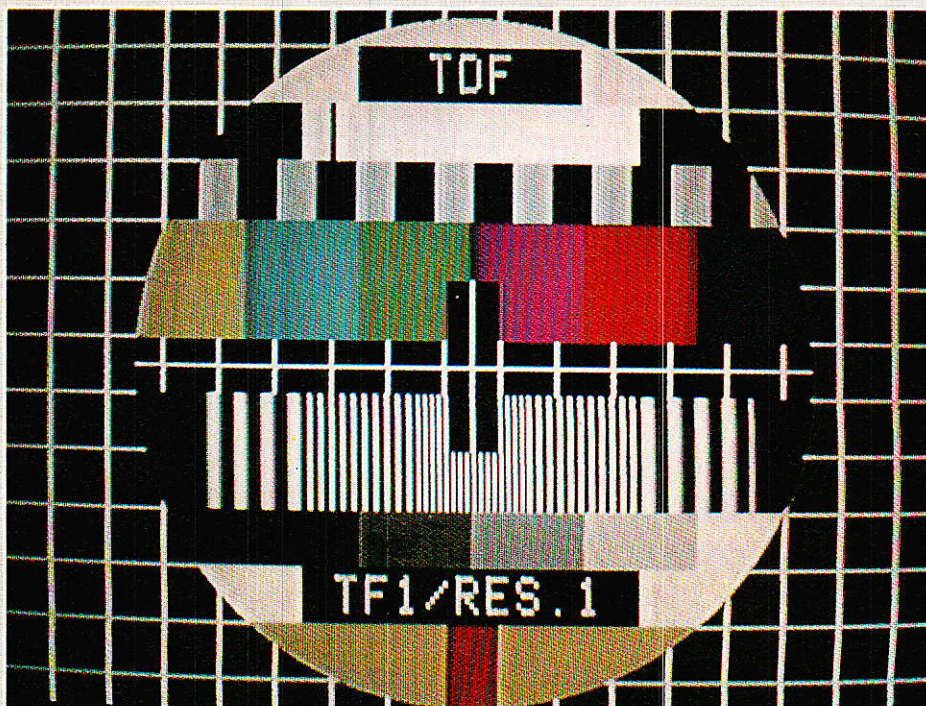
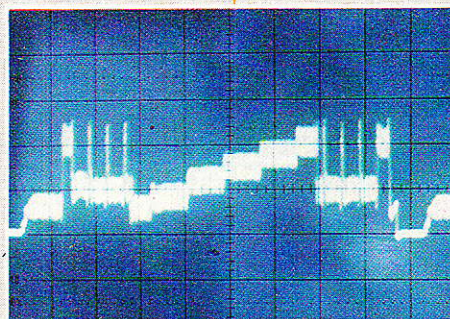
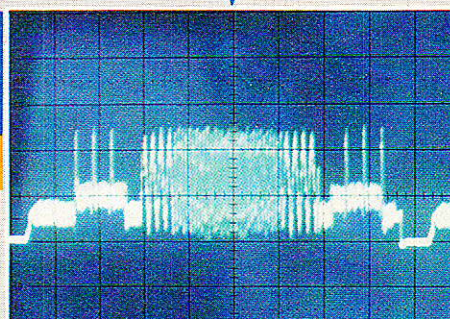
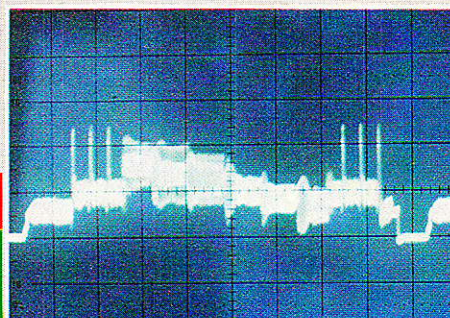
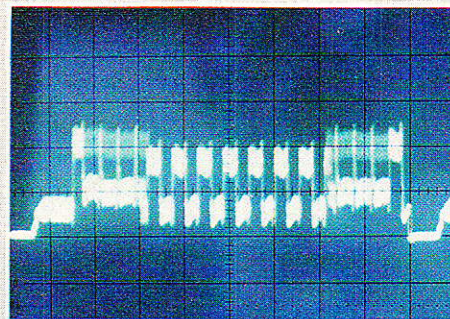


Figure 1 - La mire SECAM.

met, entre autres choses, d'effectuer l'ajustage dit de « convergence dynamique » qui assure la coïncidence, dans toutes les zones de l'écran, des faisceaux électroniques correspondant aux trois couleurs primaires, rouge, vert et bleu. Le cercle étant une figure géométrique dont la moindre déformation est perceptible à l'œil, celui de la mire permet de détecter les non-linéarités de balayage vertical ou horizontal ainsi que les sur- ou sous-balayages. La figure 7 illustre l'effet néfaste d'un sur-

réglages de saturation des couleurs, de luminosité et de contraste. Les valeurs optimales de ces trois paramètres dépendent beaucoup des conditions extérieures (intensité et orientation de l'éclairage de la pièce, appréciation du téléspectateur). Ils peuvent être modifiés souvent et la mire permet, pour un éclairage donné de faire un réglage « standard ». La saturation des couleurs peut s'apprécier sur les « barres de chrominance » normalisées (mire de la figure 1 zone b et mire de la figure 2 zone a) où

## LA MIRE SECAM



Chaque oscillogramme correspond à une tranche verticale de la mire, soit à un groupe de lignes dont une seule est représentée.

# LA MIRE PAL

l'on retrouve les six couleurs de référence (voir la fiche technique). Le contraste et la luminosité, quant à eux, s'ajustent conjointement au moyen de l'échelle des gris (zone d figure 1 et zone b figure 2). En jouant sur les deux réglages il faut obtenir le noir à gauche, le blanc à droite, avec entre les deux un dégradé de gris bien étagé. On bénéficie alors de la pleine dynamique du signal de luminance.

## Les échos

La mire est particulièrement utile pour déceler les défauts de transmission du signal vidéo. Un défaut courant dans les installations de distribution individuelles ou collectives se traduit sur

directe et une transmission par réflexion sur une colline. Les deux ondes provenant du même émetteur, de vitesses de propagation identiques mais de trajets différents n'arrivent pas à l'antenne exactement en même temps, d'où l'effet d'écho. La solution est en général une antenne plus directive, « rapport axial » plus important.

Le même défaut peut apparaître dans le câble coaxial qui relie l'antenne de réception au téléviseur. La porteuse haute fréquence (VHF ou UHF) qui se propage le long du câble peut, si celui-ci est mal adapté, ne pas être absorbé totalement par la prise d'entrée du téléviseur mais être réfléchi vers l'antenne qui, de même, peut la renvoyer. On

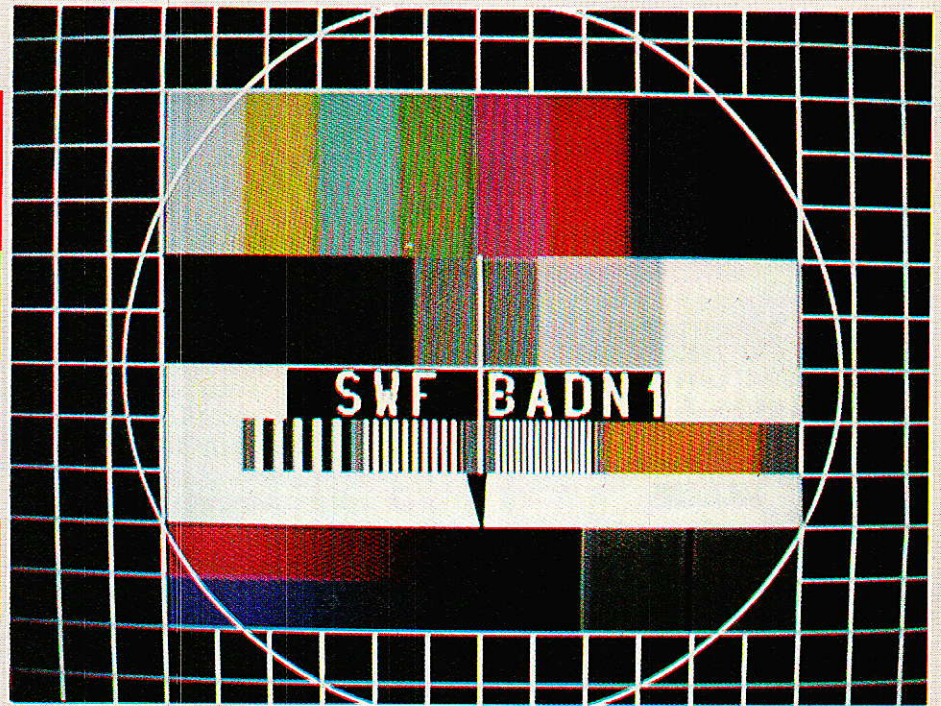
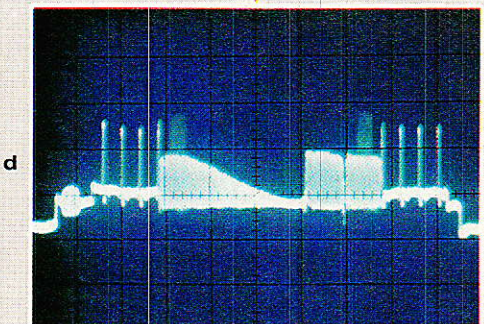
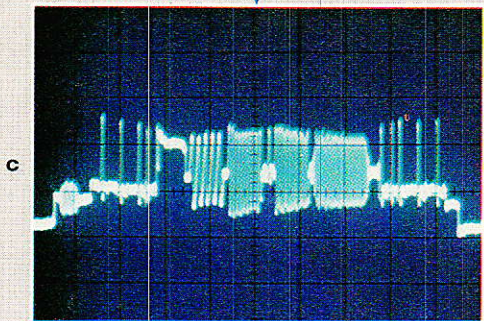
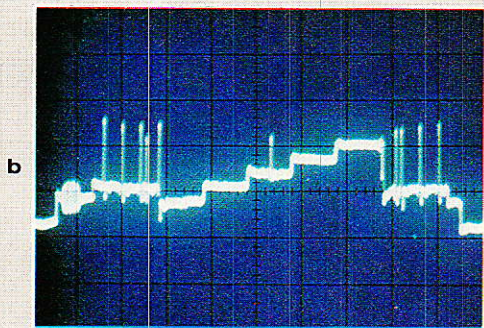
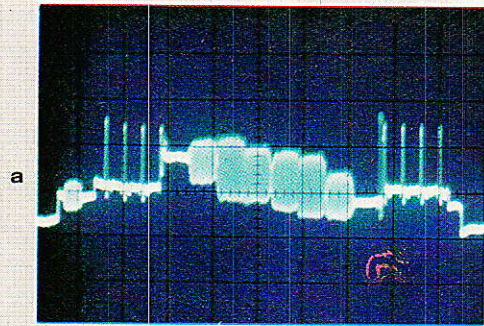


Figure 2 - La mire PAL.

l'écran par « les échos » (figure 3). Il s'agit de la superposition à l'image principale d'une ou plusieurs images parasites provenant de la même émission mais avec un petit décalage dans le temps qui, du fait du balayage horizontal de l'écran (le plus rapide) se traduit par une duplication de l'image dans le sens horizontal. Ce défaut peut apparaître lorsque l'onde émise par le réémetteur local parvient à l'antenne de réception par des trajets multiples : par exemple lorsque

peut donc avoir des trajets multiples dans les câbles et, de ce fait, des effets d'échos. Une autre source d'échos, enfin, provient, dans les installations collectives, de la superposition à la porteuse acheminée par le câble de distribution de cette même porteuse reçue par rayonnement direct de l'émetteur sur le téléviseur. Ce défaut est fréquent dans les zones voisines des émetteurs lorsque l'on n'a pas pris la précaution dans la collective de décaler le canal de la chaîne considérée. Le parasite (rayonne-

Chaque oscillogramme correspond à une tranche verticale de la mire, soit à un groupe de lignes dont une seule est représentée.

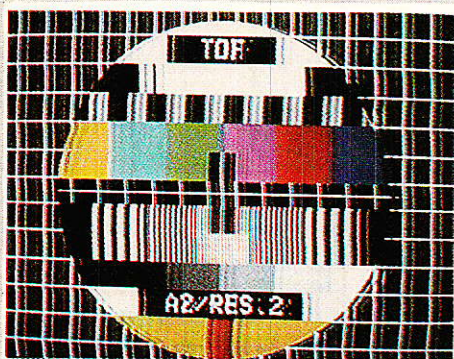


Figure 3 - Les échos.

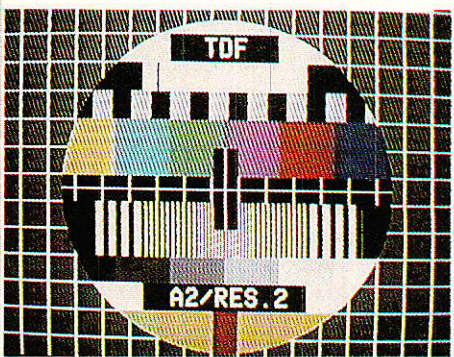


Figure 4 - Le moiré.

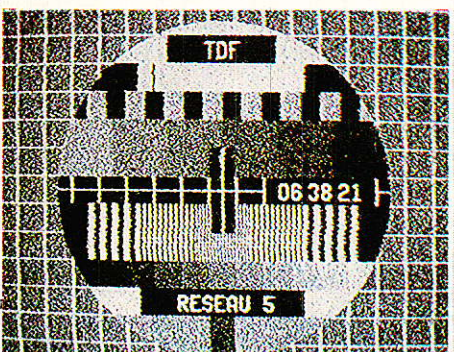


Figure 5 - Le bruit.

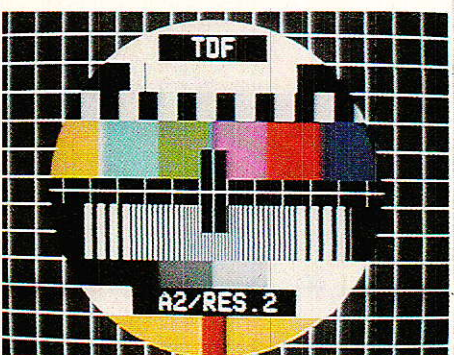


Figure 6 - Un défaut de bande passante.

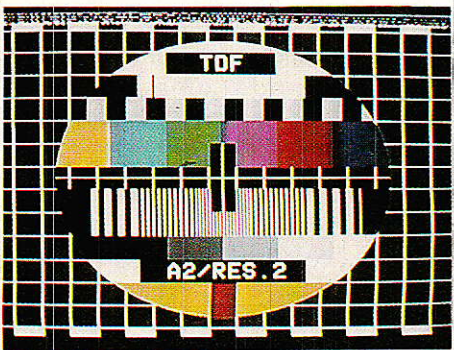


Figure 7 - Le surcadre vertical.

ment direct) est alors antérieur au signal principal (collective) et l'écho est **avant** l'image.

La mire permet de calculer le retard entre l'image et l'écho et d'en déduire, parfois, la nature de celui-ci. **Figure 3**, par exemple, on observe un écho important qui se traduit par une ligne blanche « fantôme » à droite des lignes blanches verticales. La largeur d'un carreau étant balayée en  $3 \mu\text{s}$  (voir fiche technique) on en déduit que l'écho survient  $1 \mu\text{s}$  environ après le signal principal. L'onde électromagnétique se propage à  $300\,000 \text{ km/s}$ ; le signal parasite a donc parcouru  $300 \text{ m}$  de plus que le signal principal. Les retards dus aux réflexions dans les câbles (où la vitesse de propagation n'est que de  $200\,000 \text{ km/s}$  environ) sont en général plus petits.

## Le « moiré »

Le moiré, particulièrement visible sur la mire, survient lorsque le programme reçu est brouillé par un signal haute fréquence qui est à une fréquence identique ou très voisine. Ce défaut (**figure 4**) qui se traduit la plupart du temps par un réseau de lignes parallèles qui défilent sur l'écran peut provenir d'un parasite industriel ou d'un programme lointain transmis dans le même canal. Il est souvent dû aux rayonnements parasites de téléviseurs voisins réglés sur d'autres canaux (dans les collectives) lorsque les règles d'installation n'ont pas été respectées.

Il peut enfin provenir (toujours dans les installations collectives ou les réseaux) de la saturation d'un amplificateur par des porteuses trop fortes ou trop nombreuses. Ces porteuses alors « intermodulent » et engendrent des « brouilleurs » à des fréquences où il n'y en avait pas initialement. Du fait de l'augmentation progressive du nombre de programmes distribués dans les collectivités, le problème des moirés deviendrait plus aigu si l'on n'assistait pas conjointement à l'accroissement rapide du savoir-faire des installateurs.

Dans l'exemple de la **figure 4** on observe sur un axe horizontal 6 raies de moiré pour  $3 \mu\text{s}$  (largeur d'un carreau) donc une raie toutes les  $1/2 \mu\text{s}$ , période d'un

signal à  $2 \text{ MHz}$ . On en déduit que le brouilleur est à  $\pm 2 \text{ MHz}$  de la porteuse d'Antenne 2.

## Le bruit de fond

Nous citerons pour mémoire ce défaut bien connu (hélas !) qui provient de ce que la porteuse est « immergée » dans un bruit électromagnétique aléatoire. Un émetteur trop lointain ou trop peu puissant (**figure 5**, la cinquième chaîne comme malheureusement beaucoup la voient encore), une antenne de sensibilité insuffisante sont en général à incriminer. Le fourmillement désagréable de l'image peut aller jusqu'à la perte de l'information de couleur. A noter également que dans le cas d'image reçue par satellite le bruit revêt des formes particulières (voir « le bruit en télévision par satellite » Radio-Plans n° 480, novembre 87).

## Les défauts de bande passante

Lorsque la bande de base vidéo a subi des traitements, enregistrement et reproduction, transcodage ou autres, il arrive souvent que les composantes de fréquence élevée du signal se trouvent fort généreusement atténuées par rapport aux fréquences plus basses. En général les informations de couleur (saturation et teinte) en sortent indemnes du fait de la robustesse du codage PAL ou SECAM et des dispositifs de rattrapage du téléviseur. Il n'en va pas de même du signal de luminance : le défaut de bande passante provoque une perte de définition de l'image (illustrée par la **figure 6**) visible sur toute la mire mais plus particulièrement sur le croisillon central dont la barre **verticale** est floue (la définition **horizontale** faisant intervenir les fréquences élevées) alors que la barre **horizontale** reste nette (la définition **verticale** ne faisant intervenir que des fréquences beaucoup plus basses).

## Quelques « mesures »

Nous venons donc de constater qu'il est facile, par un examen visuel de la mire sur l'écran d'obtenir des informations sur la

qualité du signal vidéo transmis. Voyons maintenant comment, moyennant quelques composants électroniques, on peut visualiser sur un oscilloscope ordinaire les signaux caractéristiques de cette mire. L'intérieur du cercle central est divisé en bandes horizontales regroupant chacune plusieurs dizaines de lignes de balayage vidéo de structure identique, conçues pour rendre évidents certains défauts spécifiques du signal. Il est donc intéressant de pouvoir visualiser une ligne ou un groupe de lignes donné dans une bande horizontale donnée sans être perturbé par les autres lignes de l'image. Il suffit pour ce faire de ne déclencher le balayage de l'oscilloscope que sur ces lignes.

Différents dispositifs sont envisageables ; nous conseillons vivement au lecteur de se reporter à l'excellente série d'articles que François de Dieuleveult a consacrée à la génération des signaux de service vidéo (notamment Radio-Plans n° 474 P. 63 et 475 P. 25).

L'article du n° 475 décrit la sélection d'une ligne unique de la trame : l'impulsion de synchronisation obtenue peut déclencher l'oscilloscope qui ne montrera, si sa vitesse de balayage est suffisante, que la ligne voulue. (on appliquera l'impulsion à l'entrée « synchronisation extérieure »).

Pour augmenter la luminosité de la trace de l'oscilloscope il faut l'autoriser à balayer pendant tout un groupe de lignes.

Ceci est possible en enclenchant un monostable au moyen de l'impulsion précédemment sélectionnée. En opérant une

fonction « et » logique entre la sortie du monostable et la synchronisation ligne courante, on engendre une salve d'impulsions de synchronisation ligne qui commence à la ligne sélectionnée et dont la longueur dépend de la constante de temps du monostable. La synchronisation extérieure de l'oscilloscope sur cette salve permet d'« encadrer » une bande de la mire.

A défaut du dispositif décrit plus haut le lecteur peut utiliser le circuit dont le schéma est fourni **figure 8**. L'entrée « synchro composite » est connectée à un circuit classique d'extraction de synchronisation (TDA 2595) dont le schéma de câblage est disponible dans les articles cités plus haut. (Radio-Plans n°474 p.66 — IC1). On utilisera tel que le signal de la broche 9 en conservant R 12. Le potentiomètre PT1 du générateur de fenêtre de synchronisation détermine la position de la première ligne visualisée et PT2 la durée de la salve de déclenchement. Les circuits intégrés sont deux vulgaires monostables CMOS. Les condensateurs C2 et C5 doivent être à faible courant de fuite (plastique).

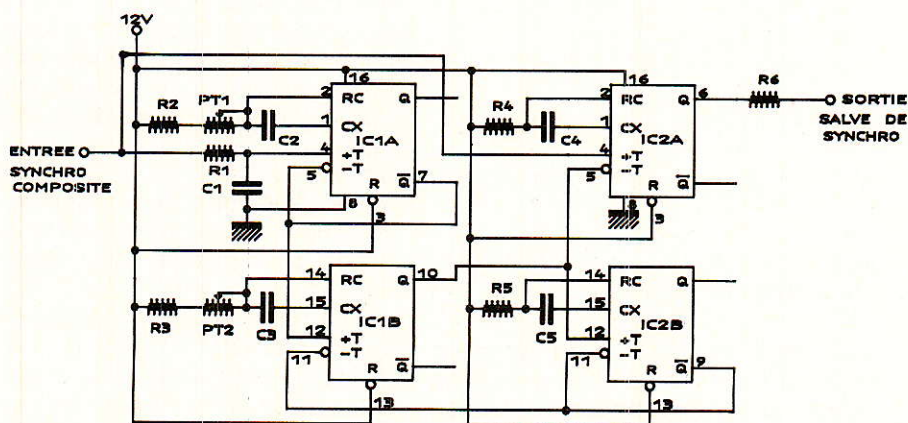
Forts de ces accessoires, nous pouvons visualiser les éléments les plus intéressants de la mire. A titre d'exemple on trouvera **figure 1** les oscillogrammes des bandes a, b, c et d ; on remarquera que les traits horizontaux de l'oscillogramme sont épaissis du fait de la présence, permanente en SECAM, de la sous-porteuse chrominance, ce qui réduit la lisibilité de la trace. Bande « a », les créneaux à 250 kHz permettent d'apprécier la qualité

des transitions de luminance (front de montée, surséquences, etc...). Bande « c », l'amplitude relative des salves permet d'évaluer la bande passante. Bande « d », l'escalier de luminance permet, dans une certaine mesure, de connaître la non-linéarité de luminance. (les marches doivent rester de hauteurs égales).

Les oscillogrammes des bandes a à d de la **figure 2** montrent certains éléments caractéristiques de la mire PAL. La sous-porteuse chrominance PAL n'étant présente que lorsqu'il y a de la couleur, les oscillogrammes sont plus lisibles. On remarquera bande « d » les deux pavés de chrominance à droite. Ils ne doivent différer que par des caractéristiques de phase (donc non visible à l'oscilloscope) et permettent d'évaluer la qualité du décodeur couleur du téléviseur : si celui-ci est mal réglé ou mal conçu, les deux pavés apparaissent de couleurs différentes (l'un verdâtre et l'autre rosé).

Un large éventail d'autres informations peuvent être extraites de ces précieuses images que sont les mires ; les éléments que nous venons de décrire permettront néanmoins au lecteur d'appréhender quelques paramètres clé qui caractérisent la qualité de transmission ou de restitution du signal vidéo, ceci pouvant être fait éventuellement uniquement par un examen visuel de l'écran.

Lorsque la mire n'est pas présente, c'est-à-dire pendant l'exploitation commerciale normale du canal de télévision, on ne peut caractériser en temps réel la qualité de la transmission qu'au moyen de signaux de référence



- IC1 = IC2 : 4528
- PT1 : 220 kΩ linéaire (position)
- PT2 : 47 kΩ logarithmique (largeur)
- R1 : 200 kΩ
- R2 : 2,2 kΩ
- R3 : 220 Ω
- R4 : 100 kΩ
- R5 : 100 kΩ
- R6 : 1,5 kΩ
- C1 : 100 pF
- C2 : 470 nF plastique
- C3 : 470 nF plastique
- C4 : 1,5 nF plastique
- C5 : 1 μF plastique

Figure 8

## Fiche technique : COMPOSITION DE LA MIRE

### MIRE SECAM

#### grand cercle

centré sur l'image

#### quadrillage

blanc sur fond gris sombre (30 % de la luminance) de  $13 \times 17$  carreaux larges de  $3 \mu\text{s}$  à l'extérieur du cercle

*à l'intérieur du cercle, 9 zones horizontales :*

#### rectangle noir

sur fond blanc durée  $11,4 \mu\text{s}$  avec inscriptions

#### impulsion

2T noire sur fond blanc durée 225 ns à mi-hauteur

#### signal carré

250 kHz ; une barre noire ou gris clair (75 % de la luminance) dure  $2 \mu\text{s}$

#### barre de chrominance

normalisées, jaune - turquoise (cyan) - vert - mauve (magenta) - rouge - bleu

#### quadrillage

avec croix centrale

#### largeur d'une barre

horizontale : 2 lignes

verticale : 225 ns

#### salves de fréquences :

0,8 - 1,8 - 2,8 - 1,8 - 0,8 MHz

amplitude : 700 mV

#### escalier de luminance

6 niveaux équidistants, rectangle noir sur fond blanc

#### transition couleur

jaune/rouge et rouge/jaune

plage de rouge de  $2,6 \mu\text{s}$

### MIRE PAL

#### grand cercle

centré sur l'image

#### quadrillage

blanc sur fond gris sombre (30 % de la luminance) de  $18 \times 14$  carreaux larges de  $2,7 \mu\text{s}$  à l'extérieur du cercle

*à l'intérieur du cercle, 6 zones horizontales :*

#### barres de chrominance

normalisées gris clair (75 % de la luminance) - jaune - turquoise (cyan) - vert - mauve (magenta) - rouge - bleu - noir

#### escalier de luminance

5 niveaux équidistants

#### rectangle noir

sur fond blanc durée  $18 \mu\text{s}$  avec inscriptions

#### salves

de fréquences 1,0 - 2,0 - 3,0 - 4,43 MHz

amplitude : 700 mV

#### impulsion

noire sur fond blanc de largeur variable

#### rampe de chrominance

rouge et bleue de saturation croissante + 2 pavés de chrominance gris codés « PAL » et « ANTI PAL »

cachés, non visibles sur l'écran. Ces lignes test sont transmises pendant le retour de balayage vertical de l'écran, avant la première ligne visible en haut de l'écran. Elles n'apparaissent que lors d'un défaut de balayage vertical du téléviseur, dans le voisi-

nage immédiat des lignes de télétexte (**figure 7**).

Dans la suite de l'exposé, nous nous attacherons à l'étude de ces lignes test qui permettent une évaluation quantitative des performances vidéo.

## BIBLIOGRAPHIE

catalogue national du génie climatique

# chauffage et conditionnement d'air

HEATING & AIR CONDITIONING  
HEIZUNG & KLIMATISIERUNG



« Catalogue National du Génie Climatique - Chauffage et Conditionnement d'Air », 35<sup>e</sup> édition (Novembre 1987) ; 1 volume -  $16 \times 24$ , 458 pages. (Editions du Carrel, 51, rue Vivienne, 75002 Paris. Tél. (1) 42.36.00.66).

Contenu :

Liste National des Fabricants et Importateurs classés alphabétiquement et par fabrications.

Liste des Marques et Appellations Commerciales avec renvoi au noms des fabricants ou des importateurs exclusifs.

Tableaux de Classification des brûleurs à mazout, chaudières industrielles et non industrielles, filtres d'air, ventilateurs, matériels de conditionnement d'air, pompes à chaleur.

Listes des entreprises de gestion d'équipements thermiques et de climatisation, des entreprises spécialisées dans les travaux annexes du chauffage et du conditionnement d'air, des producteurs de sources d'énergie thermique, des constructeurs-installateurs de chauffage urbain.

Liste des organismes professionnels.

**IMPORTANT :** La nomenclature du catalogue est traduite en anglais et en allemand constituant ainsi un lexique trilingue du professionnel.

Ces renseignements, **rigoureusement vérifiés et mis à jour** par une équipe spécialisée, sont mis à la disposition des professionnels jusqu'à épuisement du tirage.

## Les signaux test

L'utilisation des signaux test (Inserted test signals, ITS en anglais) insérés dans la trame vidéo s'est généralisée et ils sont normalement disponibles dans toute émission de télévision, qu'elle soit transmise par voie hertzienne classique (modulation d'amplitude de la porteuse) ou directement par satellite (modulation de fréquence). On les trouve également, restitués avec une très bonne qualité, sur les vidéo-disques. Leur succès s'explique par leur très grande commodité : en effet, ils peuvent être insérés sur une vidéo composite à n'importe quel endroit de la chaîne de traitement, de transmission ou de restitution du signal, et être analysés sur cette même vidéo à n'importe quel autre endroit en aval, et ce par des appareillages automatiques d'insertion et d'analyse qui « surveillent » la qualité du signal. Il est donc possible de mesurer un tronçon de la chaîne de traitement (par exemple un ré-émetteur) en permanence sans perturber le service de télédiffusion.

Dans les laboratoires, ils constituent des signaux de référence commodes que l'on peut éventuellement utiliser en pleine image.

L'amateur, quant à lui, ne disposant pas de générateur/inserteur de signaux test ni bien sûr d'analyseur automatique est contraint de se contenter des signaux présents sur les émissions de télévision et d'avoir recours à des mesures graphiques à l'oscilloscope. Le but de ces mesures peut être de deux types : soit évaluer les perfor-

mances du téléviseur lui-même, soit celles d'un appareil extérieur.

Le test du téléviseur se fait à partir du signal vidéo délivré par la prise péritélévision. Dans le cas d'un appareil multistandard, l'évaluation doit être faite en PAL et en SECAM, de notables différences apparaissant dans le traitement des deux normes. Du fait de la modulation d'amplitude positive de la porteuse véhiculant le SECAM sur le réseau de TDF, la régulation du niveau vidéo dans le téléviseur (CAG) se fait sur une valeur moyenne ou « quasi-crête » du signal, ce qui provoque en cas d'image mouvante des fluctuations de l'amplitude rendant la mesure des signaux test malaisée.

On évite cet inconvénient (qui n'existe pas avec les signaux PAL transmis en modulation négative) en mesurant pendant des images fixes ou du moins stables : mires ou génériques.

Pour tester un appareil extérieur au téléviseur : magnétoscope, ligne de transmission ou « bidouille » quelconque, il est évidemment souhaitable d'avoir des signaux test les plus propres possibles au départ. Le lecteur frontalier a la chance de disposer de signaux PAL en modulation négative beaucoup plus stables que les signaux SECAM portés par les émissions nationales, exploitables toute la journée.

A noter enfin que les signaux test des émissions de télévision directe par satellite sont souvent meilleurs du fait de l'absence totale d'échos et de l'excellente stabilité d'amplitude.

### La composition des signaux test

Les signaux test utilisés dans les systèmes de télévision européens comportant 625 lignes par image vidéo se regroupent en signaux dits « internationaux » utilisés de manière courante en PAL et en SECAM et normalisés par des organismes comme l'EBU (European Broadcasting Union) ou le CCIR (Comité Consultatif International de Radio) et en signaux « nationaux » particuliers à un pays ou à une norme de modulation donnée et laissés au choix de l'organisme de télédiffusion.

Nous ne traiterons pas ici, du fait de leur multiplicité et de leur présence moins fréquente, des signaux « nationaux ». Les signaux « internationaux » que nous étudierons, au nombre de quatre, se trouvent insérés dans les zones de la trame non visible sur l'écran, les lignes 17 et 18 (première trame) et les lignes 330 et 331 (deuxième trame en balayage entrelacé). Dans la suite, nous ne les désignerons plus que par le numéro de la ligne qui les porte. On remarquera que, même s'ils sont insérés dans une trame SECAM, ces signaux sont typiquement des signaux PAL débarrassés éventuellement de leur salve d'identification (**figure 9**). Les quatre lignes test portent un éventail de signaux conçus pour rendre aisément mesurables les défauts qui affectent le spectre vidéo.

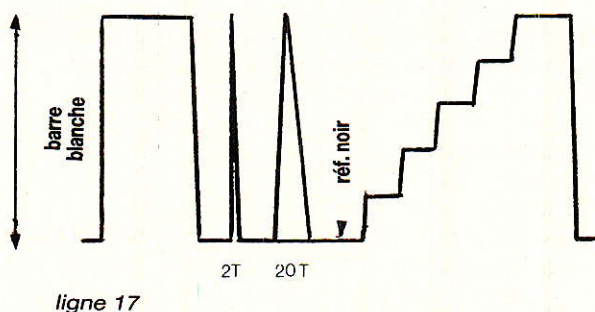
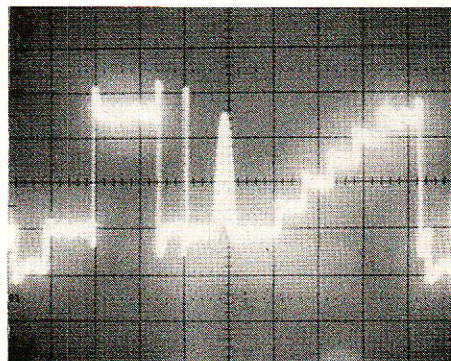
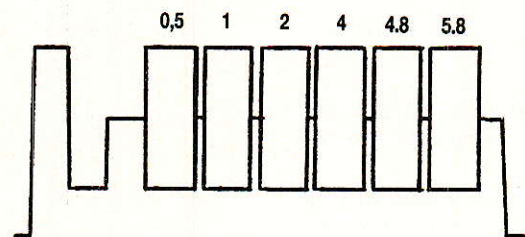
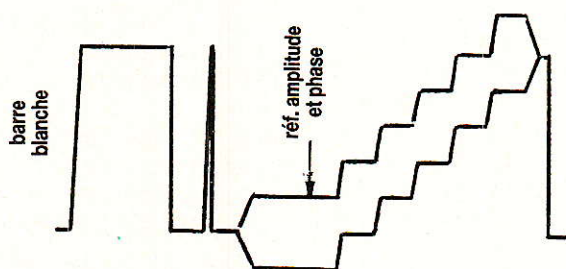


Figure 9

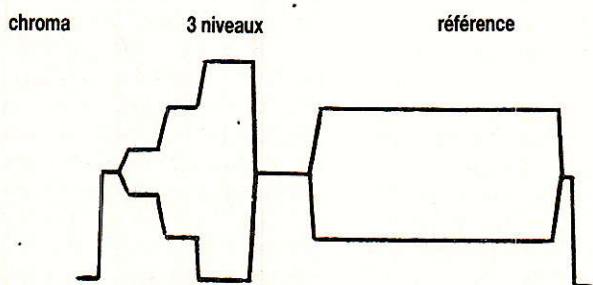




Ligne 18



Ligne 330



ligne 331

Figure 9 - Ligne 17.

## La sélection des lignes test

**A**vant de décrire les distortions du signal vidéo que les lignes test rendent mesurables, précisons comment on peut procéder pour visualiser ces lignes.

Ne disposant pas d'un oscilloscope dont la base de temps est équipée d'un dispositif de comptage de lignes, l'amateur se voit obligé de synchroniser en « trigger extérieur » au moyen d'impulsions qu'il aura engendrées à cet usage. Un circuit approprié a été décrit par François de Dieule-

veult dans un précédent numéro de notre revue (Module de sélection d'une ligne parmi 625, Radio-Plans n° 475). A défaut, le lecteur pourra utiliser le « générateur de fenêtre de synchronisation » décrit plus haut en réglant la largeur de la fenêtre au minimum. La synchronisation extérieure étant faite et la vitesse de balayage de l'oscilloscope judicieusement choisie, on peut encadrer sur l'écran une des lignes test qui se trouvent, nous le rappelons, aux positions 17, 18, 330 et 331. Compte tenu du faible taux de récurrence du signal visualisé (1 ligne sur 625

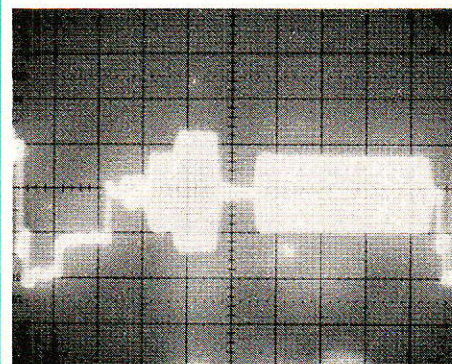
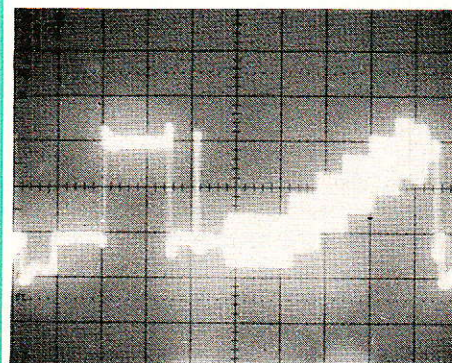
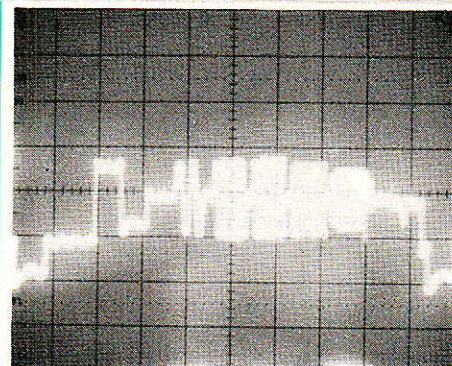
seulement) la trace sur l'écran reste pâle et il est en général nécessaire de réduire l'éclairage ambiant pour faciliter la lecture.

On trouvera **figure 9** des photographies obtenues à partir de signaux test provenant d'un téléviseur ordinaire en norme SECAM.

## Les distortions vidéo

**L**es imperfections qui défigurent le signal vidéo se classent en deux catégories :

— les bruits qui sont des signaux extérieurs au signal utile, indési-





rables et qui viennent se superposer à celui-ci,

— les distorsions qui sont des déformations du signal lui-même.

Nous ne nous attarderons pas ici sur les bruits vidéo qui pourront faire l'objet d'un article ultérieur mais nous étudierons les distorsions du signal. Elles se subdivisent à leur tour en deux catégories :

— les distorsions linéaires qui proviennent de ce que le signal a traversé un organe donc la réponse en fréquence n'est pas constante pour l'amplitude ou le retard de transit, et ceci dans la bande passante requise pour le signal vidéo,

— les distorsions non-linéaires provoquées par un organe « non-linéaire » c'est-à-dire dont le signal de sortie n'est pas, à un décalage continu près, proportionnel au signal d'entrée (par exemple un amplificateur qui écrête le signal).

Les distorsions linéaires sont donc toutes dues à des accidents de la courbe de réponse qui provoquent des dégâts variés sur le signal. Nous passerons rapidement sur les distorsions linéaires affectant les fréquences les plus basses qui provoquent des ondulations de l'oscillogramme synchrones avec la trame et variant avec le contenu de l'image pour en venir à celles qui sont directement lisibles sur les signaux test.

Dans la suite de l'exposé, nous mesurerons toutes les composantes de la vidéo par rapport au niveau noir de référence, compté comme « zéro » des tensions, et mesuré sur la ligne 17 à mi-chemin entre la salve 20 T et l'escalier de luminance.

L'amplitude  $L$  de la luminance c'est, par rapport au niveau noir de référence, la tension de la barre blanche de la ligne 17 mesurée à mi-durée (à  $5 \mu s$  du front montant) (voir figure 9 et fiche technique).

### Distorsion de la ligne de base (ligne 17)

Elle caractérise l'ondulation de la ligne vidéo après le passage d'une plage très claire à une plage très sombre. On mesure le niveau vidéo après la barre blanche, à mi-chemin entre celle-ci et l'impulsion 2 T. Soit «  $a$  » la valeur mesurée (toujours par rapport au niveau noir de référence)

Exemple  
 $X/V = 4 \%$   
 $Y/V = 10 \%$   
 Retard de groupe  $\tau = 150 \text{ ns}$   
 Inégalité d'amplitude  $\Delta = -10 \%$

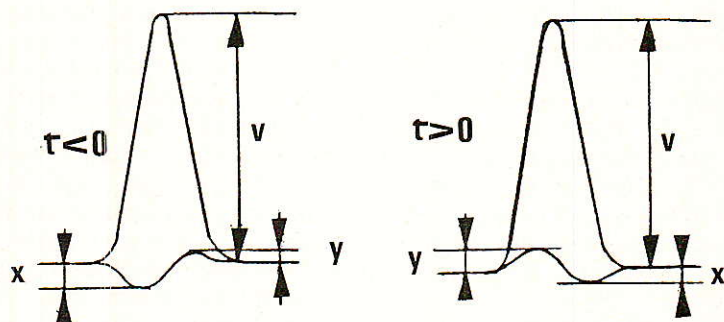
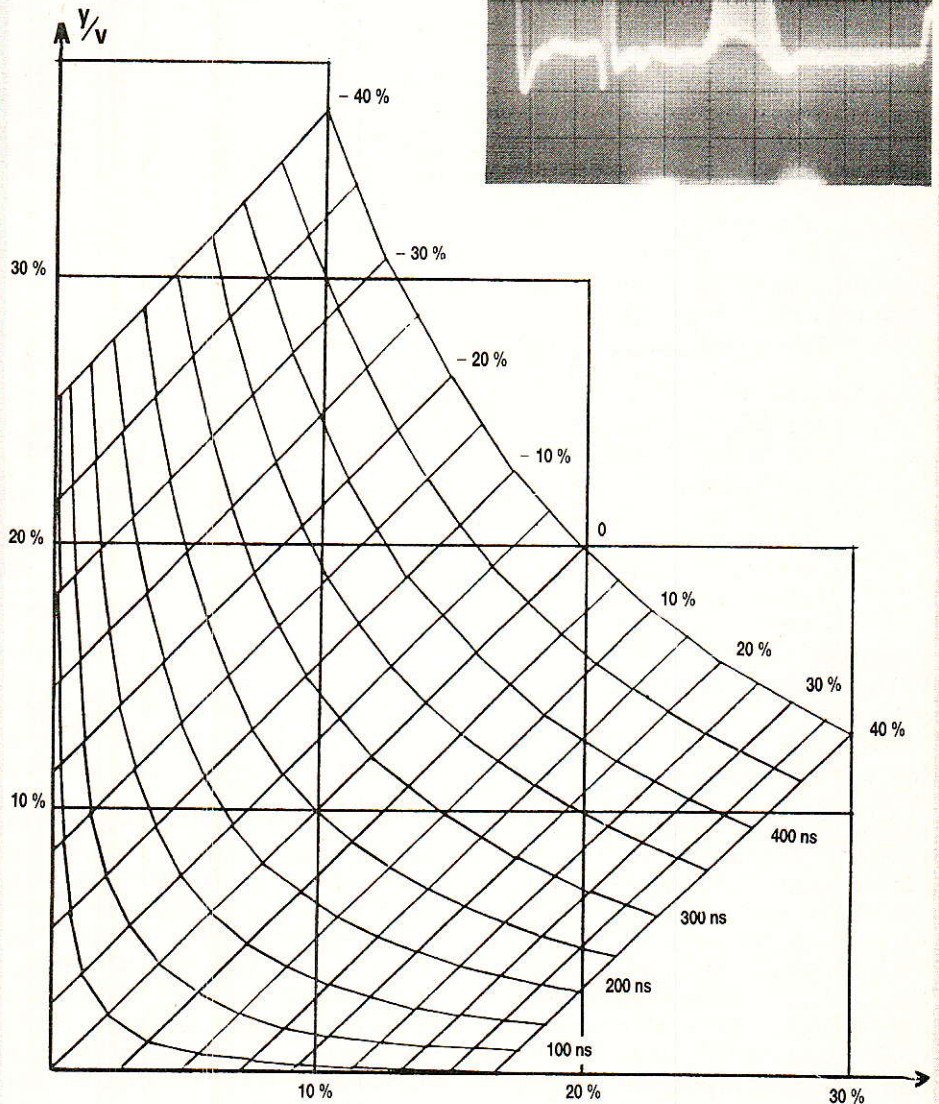
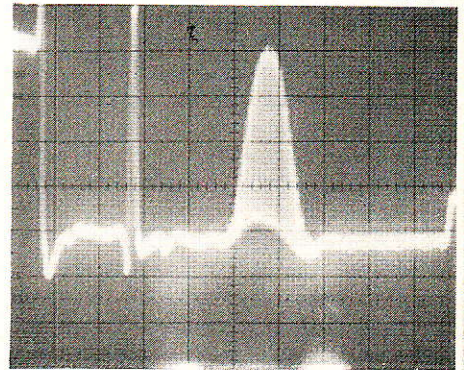


Figure 10 - L'impulsion 20T

Dist. ligne de base =  $a/L$  (en pourcentage).

On mesure par exemple figure 8 : Dist. ligne de base = 6 % environ

**Inégalité impulsion 2 T/barre** (ligne 17)

Elle caractérise la faculté qu'a le système de reproduire les impulsions courtes (qui contribuent à une bonne définition horizontale de l'image). L'impulsion 2 T est transmise avec une amplitude relative trop forte ou

trop faible par rapport à la valeur  $L$  de la luminance. Soit «  $p$  » la hauteur de l'impulsion 2 T  
Inég. 2 T/barre =  $(p - L)/L$   
(en pourcentage)

On mesure figure 9 :

Inég. 2 T/barre = + 19% environ

### Distorsions

#### amplitude/fréquence (ligne 18)

On les évalue en mesurant les amplitudes des salves de la ligne 18 par rapport au créneau de référence d'amplitude qui les précède sur cette même ligne (le créneau vaut 0,6  $L$ ).

Les écarts d'amplitude des salves par rapport au créneau sont exprimés en pourcentage.

On mesure par exemple figure 9 :

pour la salve à

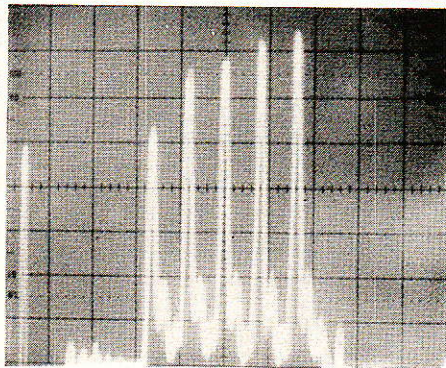
0,5 MHz	+ 10%
1,0 MHz	+ 15%
2,0 MHz	+ 20%
4,0 MHz	+ 10%
4,8 MHz	- 5%
approximativement	
5,8 MHz	non mesurable.

#### Inégalité d'amplitude et retard luminance/chrominance (ligne 17)

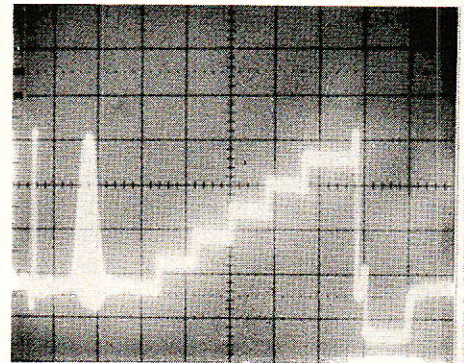
L'impulsion 20 T est obtenue par addition d'une salve de chrominance à 4,43 MHz dont l'enveloppe est une alternance de la fonction périodique  $\sin^2 x$  et d'un signal basse fréquence (luminance) de profil  $\sin^2 x$ . Le résultat est une impulsion modulée dite « 20 T » dont le profil supérieur est en  $2 \sin^2 x$  et le profil inférieur est plat (cas **figure 10** ou  $X = Y = 0$ ). Du fait de la transmission ou des filtrages imparfaits, les « paquets d'ondes » chrominance et luminance ne cheminent pas de la même manière dans le système. Il apparaît alors un écart d'amplitude et un retard entre les deux composantes qui se traduisent par une déformation de la salve 20 T. Le retard entre les deux « groupes d'ondes » est souvent nommé « retard de groupe » ou « temps de propagation de groupe ».

La **figure 10** montre comment l'on peut, en mesurant les déformations de l'impulsion 20 T, déterminer l'écart d'amplitude (en pourcentage) et le retard du groupe (en nanosecondes).

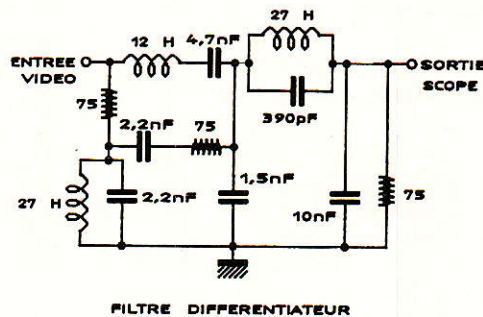
Un retard de groupe important provoque sur l'écran du téléviseur un décalage latéral entre les composantes couleur et noir/



Exemple  
L'escalier de  
luminance  
(ligne 17).



Forte non-linéarité  
constatée après  
filtrage  
(plus de 40 % !)



FILTRE DIFFERENTIEUR

Figure 11 - Mesure de la non linéarité basse fréquence.

blanc ce qui diminue la définition de l'image PAL ; en SECAM la dégradation amène un résultat analogue.

Les distorsions non-linéaires que nous étudierons maintenant nécessitent, pour leur mesure, des filtres qui ont été définis de manière précise par les organismes de normalisation (CCIR par exemple) et dont la réalisation fait appel à des composants très performants (condensateurs et résistances à 1%, inductances ajustables à haut coefficient de qualité) et à un réglage délicat. Nous les remplacerons par des filtres approchés simplifiés : des condensateurs plaquette ordinaires, des résistances à 5% et des inductances fixes surmoulées permettent d'obtenir des résultats très honorables, compatibles avec la précision de mesure qu'autorise, par ailleurs, un oscilloscope non spécialisé.

#### Non-linéarité statique (ligne 17)

Elle caractérise la distorsion de l'échelle des gris dont les marches, du fait de la non-linéarité, n'ont plus toutes la même hauteur. La mesure se fait à travers un filtre différentiateur (**figure 11**). Les fronts de montée apparaissent alors comme des impulsions positives dont la hau-

teur est proportionnelle à la hauteur de la marche correspondante. Le plus grand écart, exprimé en pourcentage, entre une des impulsions et la première utilisée comme référence donne la non-linéarité statique :

Soit  $p_i$  l'amplitude de l'impulsion n°  $i$

N-lin. statique =

$$\max_{i=1 \text{ à } 5} \left[ \frac{p_i - p_1}{p_1} \right]$$

**Figure 11**, on a fortement renforcé le défaut et on lit N-lin. statique = 40 % environ.

#### Gain et phase différentiels (ligne 330)

Ces deux grandeurs caractérisent les perturbations que la luminance, du fait de son niveau, apporte à l'amplitude et à la phase de la sous-porteuse chrominance. (en NTSC et en PAL ce sont les perturbations de saturation et de teinte des couleurs dues à la luminance).

L'amplitude et la phase du train d'ondes chrominance superposé à l'escalier de luminance de la ligne 330 sont comparées à la valeur de référence qu'elles prennent sur le premier niveau (**figure 9**).

Nous ne montrerons pas ici comment mesurer la phase différentielle ; cette mesure nécessite un démodulateur de phase de conception délicate compte tenu de la petitesse des phases à mesurer. Par contre, le gain différentiel s'évalue aisément si l'on supprime sur la ligne 330 la composante de luminance : l'escalier de luminance disparaît alors pour ne laisser subsister que le train d'ondes chrominance. Les écarts d'amplitude des sections de ce train correspondant chacune à une marche de l'escalier de luminance qui y était superposé deviennent alors évidents. Le plus grand écart, exprimé en pourcentage, entre l'une des sections et la première prise comme référence donne le gain différentiel.

Soit  $c_i$  l'amplitude de la section n° i

Gain diff. =

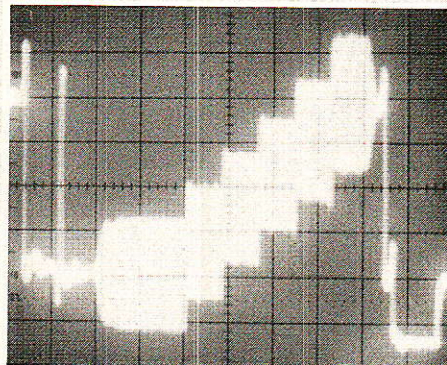
$$\max_{i=1 \text{ à } 6} \left[ \frac{c_i - c_1}{c_1} \right]$$

**Figure 11**, où nous avons, pour les besoins de la démonstration, fortement accentué le gain différentiel nous lisons :

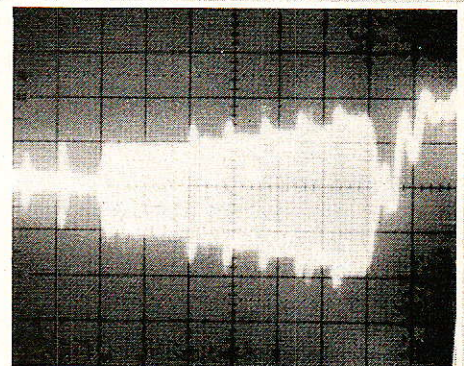
Gain diff. = 70 % environ

**Intermodulation luminance/chrominance** (ligne 331)

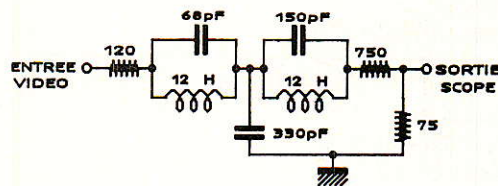
Contrairement aux gains et phase différentiels qui décrivent les perturbations de la chrominance dues à la luminance, l'intermodulation luminance/chrominance permet de quantifier les perturbations de la luminance par la chrominance. En effet, la sous-porteuse chrominance, du fait des non-linéarités du système que traverse le signal vidéo est partiellement « détectée » c'est-à-dire qu'en sortie du système apparaît en plus de la sous-porteuse une composante provenant du redressement de celle-ci. Cette composante de fréquence plus basse et dont la valeur est proportionnelle à l'amplitude de la sous-porteuse vient se rajouter à la luminance. L'amplitude de la sous-porteuse vient se rajouter à la luminance. L'amplitude de la sous-porteuse étant variable (en PAL du fait de la saturation des couleurs, en SECAM du fait du filtre « anticloche » du codeur chrominance), la luminance se



Exemple  
L'escalier de luminance  
(ligne 330)



Très fort gain différentiel constaté après filtrage (plus de 60 %)



FILTRE PASSE-BAS LUMINANCE

Figure 12 - Mesure du gain différentiel.

trouve modifiée par la chrominance. Cette non-linéarité s'évalue ligne 331 au moyen d'un filtre passe-bas qui vient rejeter la sous-porteuse, ne laissant subsister de celle-ci que la composante redressée qui se superpose à la luminance. Cette composante redressée apparaît comme un décrochement sur le palier de luminance gris moyen (L/2) qui reste après filtrage (**figure 12**). L'amplitude L/2 du palier

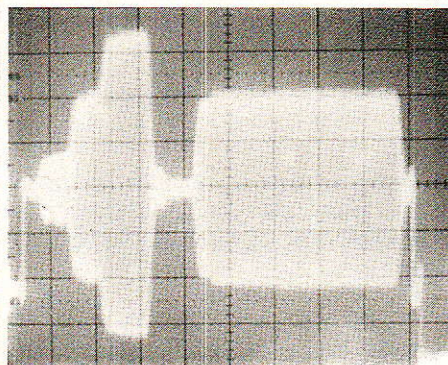
et celle « d » du décrochement étant lues toutes deux en sortie du filtre on a :

$$\text{int. lum./chrom.} = \frac{d}{L} \text{ (en pourcentage)}$$

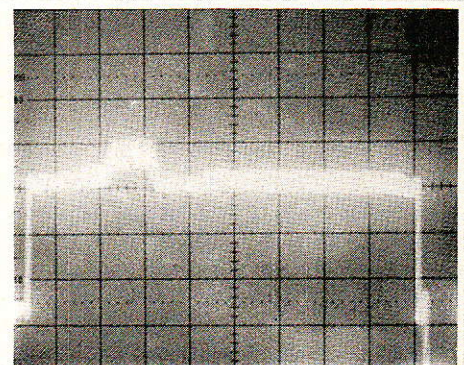
On mesure par exemple **figure 13** :

**Int. lum./chrom. = 13% environ.**

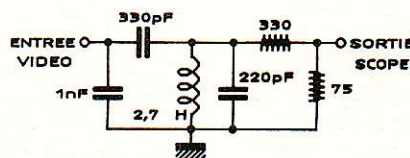
D'autres paramètres, moins importants ou plus difficiles à obtenir peuvent être extraits des lignes test qui s'avèrent être un concept extrêmement fécond.



Exemple  
La salve chrominance de la ligne 331



Intermodulation de 13 % constaté après filtrage



FILTRE PASSE-BANDE CHROMINANCE

Figure 13 - Mesure de l'intermodulation luminance/chrominance.

## Fiche technique : COMPOSITION DES SIGNAUX TEST

### LIGNE 17

#### barre blanche de référence

amplitude 700 mV  
durée 10  $\mu$ s

#### impulsion 2T

reproduit une alternance de la courbe  $\sin^2x$   
amplitude 700 mV  
durée 200 ns à mi-hauteur

#### impulsion 20T

salve de la sous-porteuse chrominance PAL (4,43 MHz) dont l'enveloppe reproduit la courbe  $\sin^2x$   
amplitude 700 mV  
durée 2 000 ns

#### escalier de luminance

6 niveaux équidistants  
hauteur de la marche 140 mV  
temps de montée 235 ns

### LIGNE 18

#### créneau basse fréquence

de référence d'amplitude  
amplitude 420 mVcc

#### 6 salves sinusoïdales

amplitude 420 mVcc  
durée 6  $\mu$ s  
fréquences : 0,5 - 1,0 - 2,0 - 4,0 - 4,8 - 5,8 MHz

### LIGNE 330

#### barre blanche

(voir ligne 17)

#### impulsion 2T

(idem)

#### escalier avec chrominance

identique à l'escalier de luminance (ligne 17) mais avec surposition d'une sous-porteuse chrominance PAL de fréquence constante 4,43 MHz et d'amplitude 280 mVcc

### LIGNE 331

#### salve chrominance à 3 niveaux

amplitudes 140 - 420 - 700 mVcc  
durée totale 14  $\mu$ s

#### barre de chrominance

amplitude 420 mVcc  
durée 26  $\mu$ s

L'idée a d'ailleurs été étendue aux nouvelles normes de télévision comme le D2MAC-Paquets pour lequel des signaux test ont déjà été définis.

Comme nous l'avons mentionné plus haut, des appareillages de mesure spéciaux, automatiques ou simplement manuels permettent d'exploiter pleinement ces signaux. Nous avons vu dans cet article que l'amateur pouvait néanmoins, muni de quelques circuits simples, extraire des lignes test ou de la mire à cercle central une moisson d'informations utiles qui lui permettent de mesurer le signal, de

comparer des systèmes et pour quoi pas, de diagnostiquer les défauts des appareils vidéo qu'il utilise.

Nous ne terminerons pas cet article sans remercier la société BEL-TRONICS (68700 Cernay) pour l'aide qu'elle a apportée à l'élaboration de cet article.

Ph. HORVAT.



MEDIAVEC 88 (Marché International de la Communication Audiovisuelle) se tiendra du 7 au 12 avril prochain dans le Hall N° 1 du Parc des Expositions de la Porte de Versailles.

A 3 mois de l'ouverture, MEDIAVEC 88 voit déjà sa surface doubler par rapport à 1987 grâce, notamment, à l'arrivée de nouveaux exposants importants (ex. : Philips/Portenseigne) et une progression sensible de la surface des stands retenus par les Sociétés exposantes en 1987 qui ont déjà toutes renouvelé leur participation.

La présence des opérateurs de réseaux câblés, des sociétés d'exploitation de satellites et des opérateurs de chaînes diffusées par satellite dans la vitrine des produits présentés à MEDIAVEC viendra logiquement compléter celle des fabricants de matériel et prestataires de service déjà présents en force lors des éditions précédentes.

Un cycle de conférences, actuellement en préparation, sera organisé en collaboration avec les organisations professionnelles concernées et la presse spécialisée. Les sujets retenus traiteront de l'actualité de la Communication Audiovisuelle en général et principalement de questions ayant trait au Câble et au Satellite.

Un rendez-vous à ne pas manquer.

MEDIAVEC est une réalisation  
**Bernard Becker  
Communications.**

161, boulevard Lefèbvre  
75015 Paris

Tél. : (1) 45.33.74.50  
Télécopie : (1) 45.32.71.29  
Télex : 201 875 F.

(suite de la page 74)

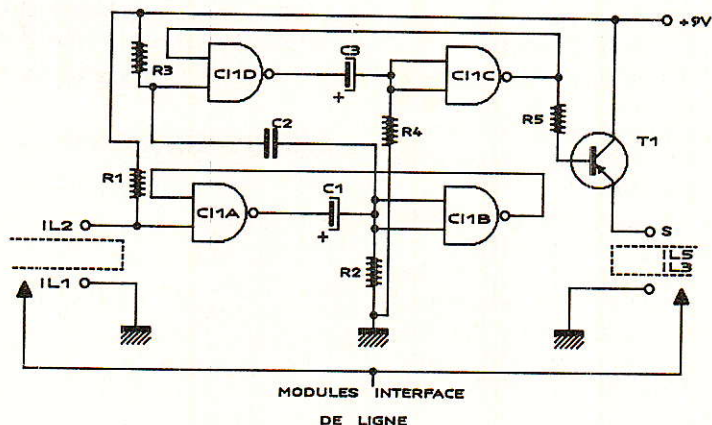


Figure 1

trouve une réelle utilité notamment dans l'habitat rural, ou des corps de bâtiments peuvent se trouver assez éloignés.

Pour ce qui est du raccordement au réseau PTT, la responsabilité en est laissée à nos amis lecteurs.

En fin d'article, nous présentons toutefois un exemple d'application retenant ce cas de figure.

### Réalisation pratique :

La mise en œuvre de ce principe nécessite un nouveau module, qui sera normalement à associer au « module interface de ligne » déjà copieusement utilisé dans cette série.

Le schéma de la **figure 1** montre deux monostables CMOS se déclanchant en cascade : le premier règle le retard à la prise de ligne et le second la durée de cette prise.

Le cas échéant, R<sub>2</sub> et R<sub>4</sub> pourraient être modifiées afin de programmer toute une variété de

temporisations (environ 40 s avec les valeurs conseillées ici).

La consommation du module au repos se chiffre en microampères : c'est dire que deux piles plates de 4,5 V suffiront normalement pour des mois, voire des années, de surveillance même si le secteur n'est pas disponible.

La conception des étages d'entrée et de sortie est telle qu'il est possible de brancher plusieurs de ces modules sur un seul circuit d'interface de ligne, par simple mise en parallèle au niveau des points IL<sub>1</sub>, IL<sub>2</sub>, IL<sub>3</sub>, et IL<sub>5</sub>.

Bien évidemment, une réflexion s'impose alors sur l'échelonnement des temporisations...

Tout le circuit « audio » du module d'interface est superflu, aussi préférera-t-on peut être faire appel au module « détecteur de sonnerie » (N° 3 de cette série), et à un relais 9 V.

Ce relais pourra venir boucler la ligne sur un poste téléphonique que décroché, ou sur une simple résistance de 1000 Ohms 3 W.

Le module spécifique à cette

application se câble sur un petit circuit imprimé conforme à la **figure 2**, que l'on équipera selon le plan de la **figure 3**.

Légerement modifié, il pourrait servir à réaliser un répondeur simple ou, en double exemplaire, un répondeur-enregistreur rudimentaire. Un réglage approprié des temporisations devrait alors être étudié.

### Un exemple d'application :

Depuis un certain temps, EDF propose à ses clients un tarif très spécial connu sous le nom d'EJP (Effacement Jours de Poin-

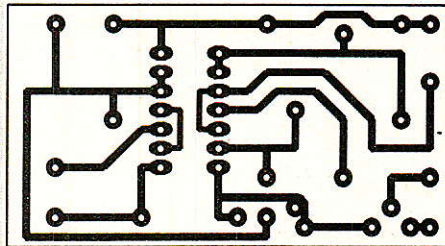


Figure 2

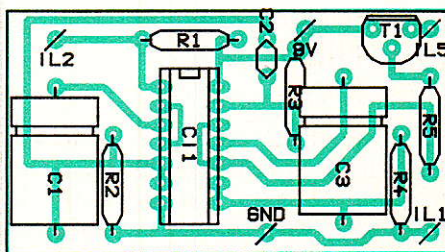
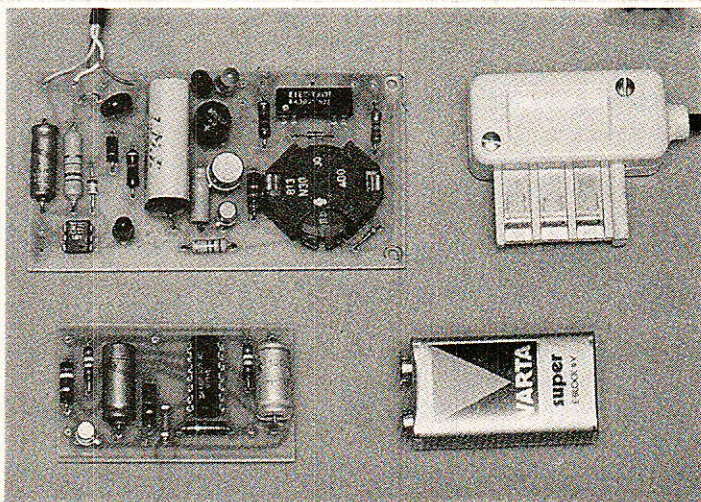
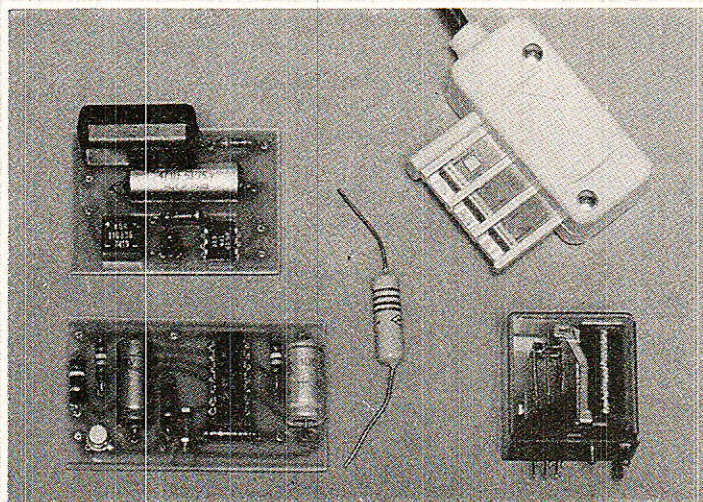
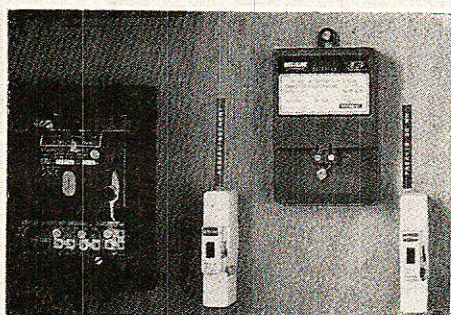


Figure 3

te). Le principe consiste à payer le kilowattheure à prix très réduit pendant toute l'année, exceptés 22 jours (de 18 heures) par an,





répartis « en temps réel » entre le 1<sup>er</sup> Novembre et le 31 Mars, journées pendant lesquelles un tarif hautement dissuasif est appliqué : 9 fois plus cher !

Le montant de l'abonnement est aussi fortement diminué (minimum 12 KVA, au prix de 6).

Un système de télécommande « secteur » permet au distributeur de prévenir le client par un signal approprié, 1/2 heure avant

le changement de tarif, puis de commuter le compteur sur le cadran « heures de pointe ».

Ainsi, l'utilisateur d'un chauffage « bi-énergie » peut délester son chauffage électrique lorsque la production suit difficilement la demande (périodes froides).

Bien que la chose soit soigneusement gardée confidentielle, ce tarif est une aubaine pour les propriétaires de résidences secondaires d'été « tout électriques » : il correspond grossièrement à une réduction de 30% de toutes les factures...

Il est cependant hors de question de venir à l'improviste consommer du courant les jours chargés ! C'est ici qu'intervient notre montage, qui peut indiquer à distance l'état du compteur, grâce à un contact judicieusement fourni par EDF !

De quoi payer largement toute une année d'abonnement au téléphone, et souvent encore plus...

**Patrick GUEULLE**

## Nomenclature

### Résistances 5% 1/4 W

R<sub>1</sub> : 22 kΩ  
R<sub>2</sub> : 390 kΩ  
R<sub>3</sub> : 22 kΩ  
R<sub>4</sub> : 390 kΩ  
R<sub>5</sub> : 3,9 kΩ

### Condensateurs chimiques 16 V

C<sub>1</sub> : 100 μF  
C<sub>2</sub> : 10 μF  
C<sub>3</sub> : 100 μF

### Transistor

T<sub>1</sub> : BC 177

### Circuit intégré

CI<sub>1</sub> : 4011

## INFOS

### Toute une gamme de télécopieurs portables...

La Société G.T.I., **GROUPE TELEFAX INTERNATIONAL**, se penche de plus en plus sur le problème de l'Homme d'Affaires en déplacement constant et dont le temps est très précieux.

G.T.I. élargit sa gamme de télécopieurs **personnels** ou domestiques...

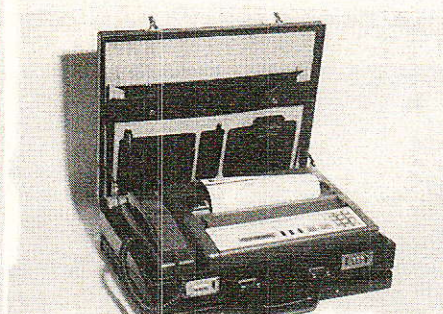
Ainsi le nouveau TOSHIBA « SPOT 3 » peut se connecter grâce à sa liaison acoustique, à une cabine téléphonique, mais aussi et surtout à un téléphone de voiture grâce à sa **batterie rechargeable** et à une prise de 12 volts.

Tout devient possible en matière de TELECOPIE...

### Télécopieur « Sanyo » portable type Sanfax 100

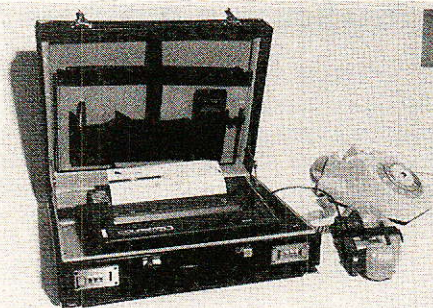
Raccordement direct  
balayeur d'analyse optique  
Format des documents : Maxi 257/3000 mm  
Résolution : 3,85 L/mm et 7,71 L/mm

Vitesse de transmission : 20 s/page format A4  
Modems : 9600/7200/4800/2400 Bps  
Consommation : en veille 14 W en fonction 33 à 38 W en copie 83 W  
Dimensions : 330 x 250 x 80 mm  
Fonction téléphone : Numéros en mémoire  
Fonction télécopie : Numéros en mémoire  
Accessoires : 1 rouleau papier 1 fil raccordement  
Poids : 5,5 kg



### Télécopieur portable « Nissei » type courier 53

Raccordement direct ou **Liaison acoustique**  
Type de scanner : balayeur d'analyse politique



Format des documents : Maxi 216 mm/700 mm  
Résolution : 3,85 L/mm et 7,7 L/mm  
Vitesse de transmission : **40 s format A4**  
Modems : 4800/2400 Bps (commutation automatique en cas de liaison acoustique)  
Consommation : en veille 13,5 W en fonction : 25 W en copie : 36 W  
Dimensions : 312 x 229 x 76 mm  
Accessoires : 1 x liaison acoustique  
1 x rouleau papier  
1 x fil de raccordement

Options : **Batteries rechargeables, sortie 12 Volts pour voiture**  
**POIDS : 3,3 kg**

## La conversion analogique/numérique

**N**ous commencerons cet article en vous dévoilant immédiatement nos intentions : notre but, à moyen terme, est d'aboutir à des réalisations dans le domaine de la conversion rapide et de l'image numérique. En effet, nous savons par votre courrier que beaucoup d'entre vous s'intéressent déjà à ces techniques et souhaitent des applications comme les mémoires de trame, la corrélation, l'incrustation, etc. A l'inverse, nous sommes tout à fait conscients de la difficulté de la tâche car d'une part, il n'est pas question de vous proposer une régie vidéo numérique et d'autre part, les circuits à mettre en œuvre ne sont pas tous encore du domaine de l'amateur. Cependant la situation évolue très vite et ne pourra qu'être accélérée par l'avènement du D2-MAC et du projet européen de TVHD. C'est la raison pour laquelle, nous pensons qu'il est nécessaire d'aborder le problème dès à présent si nous voulons être tous ensemble au rendez-vous de la technique des prochaines années.

Si nous faisons un point rapide sur la situation actuelle, nous pouvons dire qu'un certain nombre de convertisseurs vidéo sont maintenant disponibles à un prix abordable, que la mise en œuvre des mémoires rapides et mémoires de trame est tout à fait envisageable même si elle reste encore un peu délicate et coûteuse mais que par contre, l'emploi de certains circuits, comme les filtres numériques vidéo, demeure encore prématuré pour des amateurs, tant à cause du coût que des difficultés d'approvisionnement.

Ce premier article abordera donc les principes de la conversion analogique/digitale que l'on peut classer de la façon suivante :

- \* conversion indirecte :
  - conversion tension/temps en simple et double rampe.
  - conversion tension/fréquence.
- \* conversion en boucle :
  - par compteur.
  - par approximations successives.
- \* conversion parallèle :
  - convertisseurs flash mono et multi-étage.

Mais avant de décrire chacune des méthodes, on peut se poser la question : pourquoi numériser ? La première réponse que nous pourrions donner, au risque de choquer certains, c'est qu'il faut passer par la numérisation du signal que lorsqu'on ne peut vraiment pas faire autrement ! En effet numériser un signal ana-

logique c'est un peu en faire une caricature qui sera d'autant moins fidèle que la fréquence d'échantillonnage sera basse. Loin d'être la panacée, la numérisation introduit un certain nombre de distorsions dans le signal que les filtrages n'éliminent pas toujours complètement. La deuxième réponse est que la numérisation reste malgré tout préférable ou même indispensable dans un certain nombre de cas :

- lorsque, pour des raisons de commodité, il est préférable d'afficher des résultats de mesure sous forme numérique.
- lorsque le signal doit être repris ultérieurement par des moyens informatiques.

— lorsque le moyen de transmission du signal est fortement bruité et risque de couvrir et donc de déformer une partie de l'information. C'est le cas du disque audio analogique lorsqu'il est utilisé sans précaution et c'est ce qui fait en partie le succès actuel du disque compact.

— lorsqu'il est nécessaire de faire des manipulations temporelles sur le signal, comme des compressions avant multiplexage, par exemple en téléphonie ou en D2-MAC, ou comme la synchronisation de plusieurs sources vidéo indépendantes. (Dans l'incrustation d'images, ces deux opérations sont nécessaires).

— lorsque le traitement du signal risque de le détériorer d'une façon inacceptable. Ainsi, en post-production dans les stations vidéo, il est possible d'obtenir grâce à la numérisation des générations successives d'images sans perte d'information.

## Aspects de la numérisation

### Quantification

Le premier aspect de la conversion analogique/digitale est la quantification et son codage :

— QUANTIFIEUR consiste à découper un signal analogique continu en une succession d'états ou quanta.

— CODIFIEUR consiste ensuite à attribuer à chacun de ces états un code, binaire ou autre, qui permettra de l'évaluer.

La **figure 1** représente la fonction de transfert non linéaire d'un convertisseur sur trois bits et donc, huit états. On peut faire un certain nombre de remarques à partir de cet exemple simple. Tout d'abord la résolution du système est définie par son nombre d'états. Si la valeur binaire maximum 111 correspond par exemple à une tension  $U_{max}$  : 2 volts, la résolution sera de 0,25 volts.

Résolution :  $U_{max} / 2^n$   
(n : nombre de bits)

La deuxième remarque que nous pouvons faire est que, dans le cas de ce convertisseur parfait, l'incertitude de quantification  $I_q$  est égale à :

$$I_q = \pm \text{Résolution}/2$$

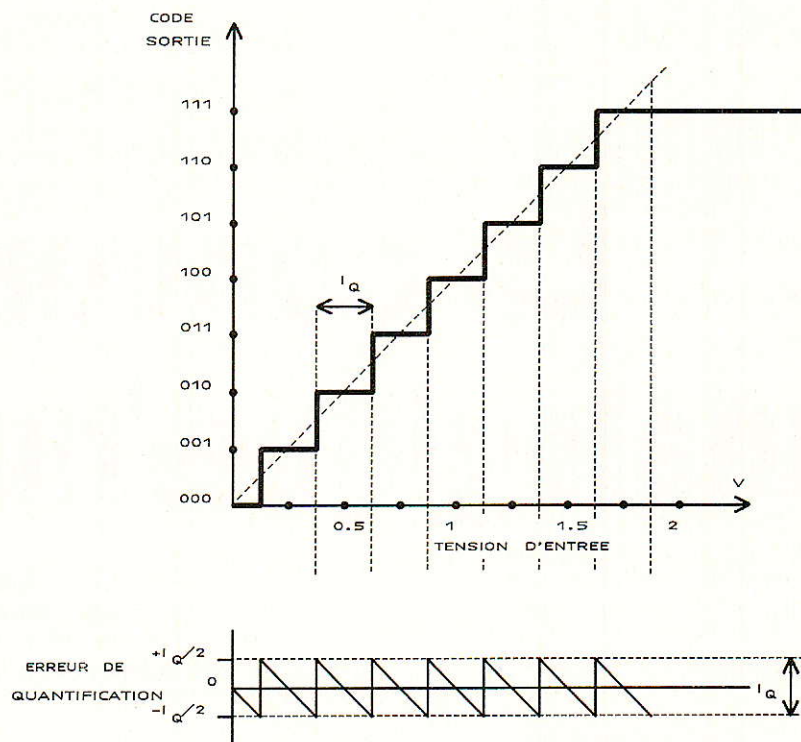


Figure 1

Cette incertitude de quantification peut être considérée comme un bruit superposé au signal initial et peut être éliminée facilement par un filtrage adéquat. Par contre, d'autres erreurs peuvent venir entacher la numérisation. Parmi celles-ci, les erreurs de gain et d'offset sont les plus faciles à corriger par des composants et des réglages externes, la plus gênante reste l'erreur de linéarité qui peut avoir deux causes : soit une quantification irrégulière, soit une mauvaise proportionnalité des seuils de codification. Cette erreur peut être due à l'horloge mais le plus souvent, elle dépend étroitement de la technique de conversion, de la qualité du convertisseur et de celle du circuit échantillonneur. Cette erreur se rencontre particulièrement dans la conversion rapide, en boucle ou parallèle.

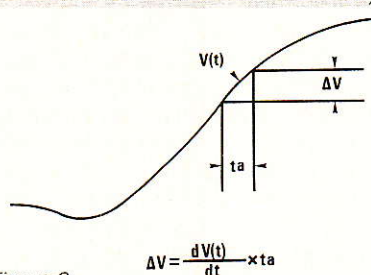


Figure 2

$$\Delta V = \frac{dV(t)}{dt} \times t_a$$

### Temps de conversion et échantillonnage

La conversion analogique/digitale nécessite un temps qui peut ne pas être négligeable par rapport aux variations du signal. Ce temps dépend de la technique de conversion utilisée et de la rapidité des composants. Le temps de conversion  $T_c$  (**figure 2**) provoque une nouvelle incertitude (ou erreur d'amplitude)  $\Delta V$  en fonction de la vitesse de variation du signal. La variation du signal pendant le temps de conversion est :

$$\Delta V = T_c \times dV(t)/dt$$

Où  $dV(t)/dt$  représente la variation d'amplitude du signal dans le temps. La pente du signal n'étant pas constante, il sera nécessaire de considérer la pente maximale. Ainsi pour un signal sinusoïdal, la pente maximale est au passage par zéro, d'où l'erreur d'amplitude :

$$\Delta V = T_c \times d(X \sin \omega t)/dt$$

puisque  $t = 0$

$$\Delta V = T_c \times X \omega$$

La variation  $V_r$  par rapport à l'amplitude crête à crête ( $2X$ ) du signal sera ( $V_r = \Delta V/2X = \pi f T_c$ ).

Si nous considérons un signal de 1 MHz numérisé sur 8 bits, c'est-à-dire une résolution de 1/



256, la variation  $V_r$  devrait être au maximum égale à cette valeur, soit 0,004, ce qui conduit à un temps de conversion théorique de :

$$T_e = V_r / \pi f = 0,004 / 3,14 \cdot 10^6 = 1,3 \text{ ns}$$

Ce temps de conversion de 1,3 nanoseconde est donc le temps qu'il ne faudrait pas dépasser pour pouvoir convertir au mieux le signal dans les limites de la résolution, sinon les variations du signal dépasseraient la valeur d'un digit pendant le temps de conversion et risqueraient de perturber la codification. Autant dire tout de suite que cette performance est actuellement très difficile à atteindre malgré la modestie du résultat escompté ; en effet 1 MHz sur 8 bits, cela n'a apparemment rien d'extraordinaire en vidéo. En audio, l'échantillonnage d'un signal de 20 kHz sur 10 bits nécessiterait une vitesse de conversion de 16 nanosecondes ce qui reste encore une belle performance. Pour résoudre le problème, on peut filtrer énergiquement le signal en entrée pour limiter sa pente ou ses composantes de fréquence trop élevée, mais la meilleure solution reste l'emploi de circuits échantillonneurs-bloqueurs qui permettent d'enregistrer en l'intégrant, une tension très rapidement et de la restituer pendant tout le temps nécessaire à la conversion. Ceci ne résout qu'une partie du problème car à la restitution du

signal, il restera à interpoler correctement ses variations entre deux échantillons.

### Fréquence d'échantillonnage

La période du signal d'échantillonnage peut-être beaucoup plus longue que le seul temps de conversion, en particulier dans les systèmes d'acquisition de données où les informations recueillies depuis les différentes sources sont souvent multiplexées avant d'être converties. Il se pose alors le problème du nombre maximum d'échantillons pour une représentation correcte du signal. La théorie veut que si l'on tient à conserver au moins la notion de la fréquence du signal d'entrée, il faudra deux échantillons minimum par période. Cependant, dans le cas d'un signal répétitif, on pourra malgré tout remarquer certaines anomalies. Pour illustrer l'une d'entre elles, imaginons une fréquence d'échantillonnage rigoureusement égale au double de la fréquence d'un signal sinusoïdal en entrée, et par comble de malchance, supposons que ces échantillons tombent exactement aux points de passage par zéro, nous obtiendrions un signal désespérément nul en sortie. Dans la pratique, il est peu probable que les choses se passent ainsi, par contre, si la fréquence d'échantillonnage est trop basse, on pourra noter sur les compo-

santes de fréquence élevée une déformation d'amplitude et de phase plus ou moins importante ; on peut en constater le mécanisme sur la **figure 3**. L'oscillo-

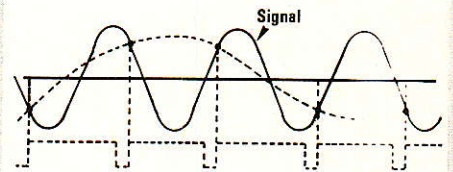


Figure 3

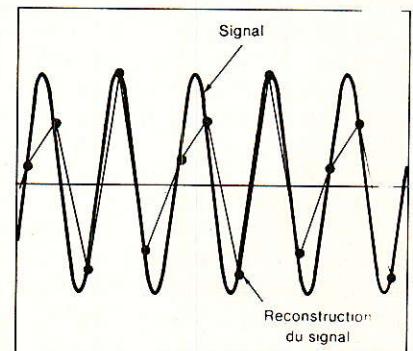
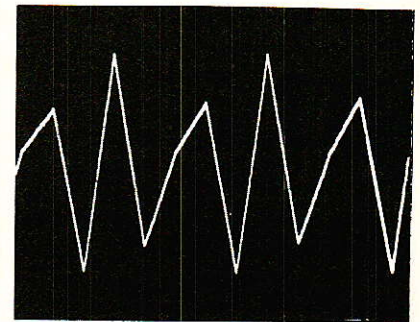
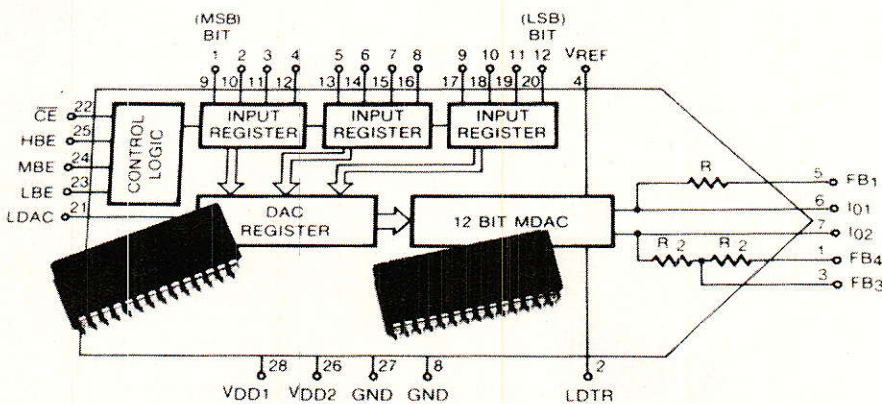


Figure 3 - (Doc. Tektronix).



gramme de la photo 1 représente un signal sinusoïdal de 10 Hz échantillonné à une fréquence de 25 Hz, pour lequel on a utilisé une technique d'interpolation à la restitution. Ces distorsions inhérentes à la quantification ou échantillonnage sont dues à un phénomène que l'on pourrait qualifier de repliement de spectre, ce phénomène est mis en évidence par l'analyse des spectres du signal incident et du signal résultant. L'échantillonnage provoque des duplications du spectre d'origine centrées sur les multiples de la fréquence d'échantillonnage. La **figure 4** illustre cette particularité pour une fréquence d'échantillonnage  $F_e$  et un signal dont la composante maximale est  $F_s$ , on retrouverait le même spectre centré sur  $2F_e$ ,  $3F_e$ , etc. La technique

consiste donc à limiter par filtrage la bande de fréquences du signal à numériser et à éliminer en sortie, toujours par filtrage, les harmoniques de rang supérieur.

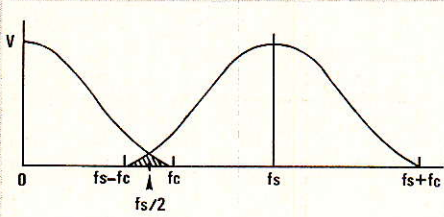
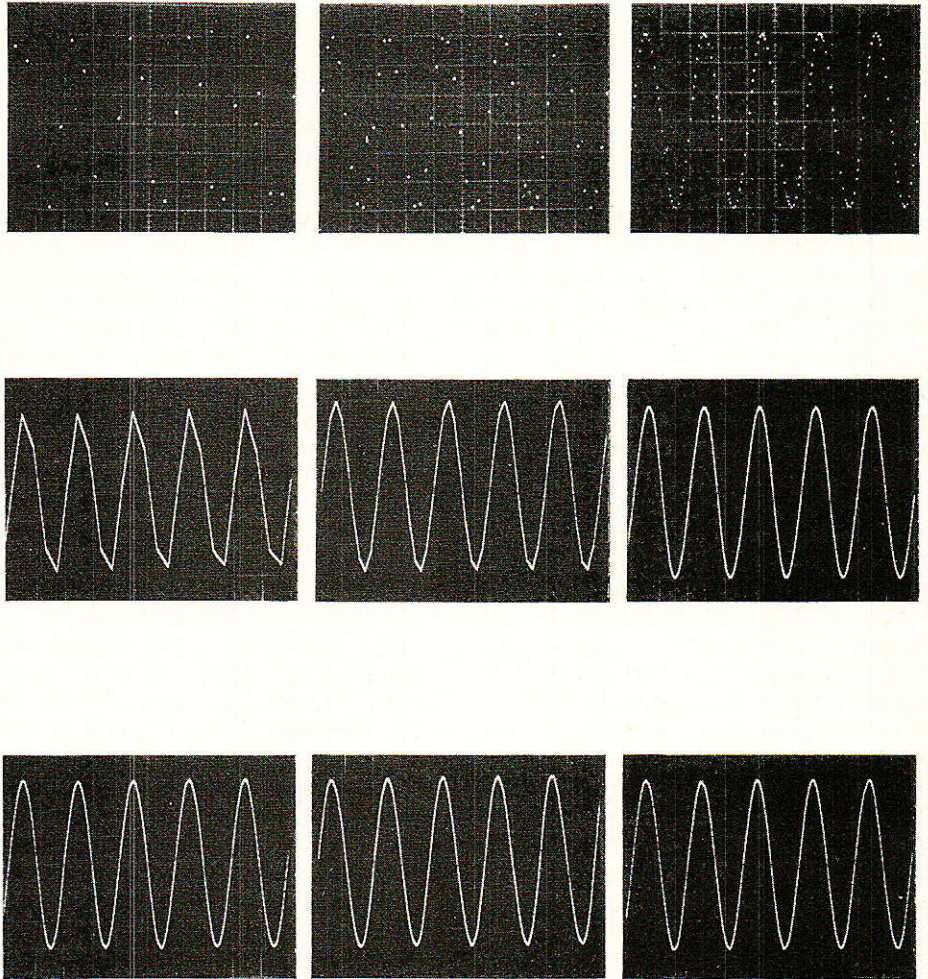


Figure 4

## Types de convertisseurs :

### Conversion indirecte tension/temps simple rampe.

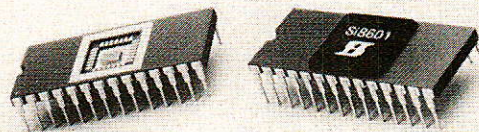
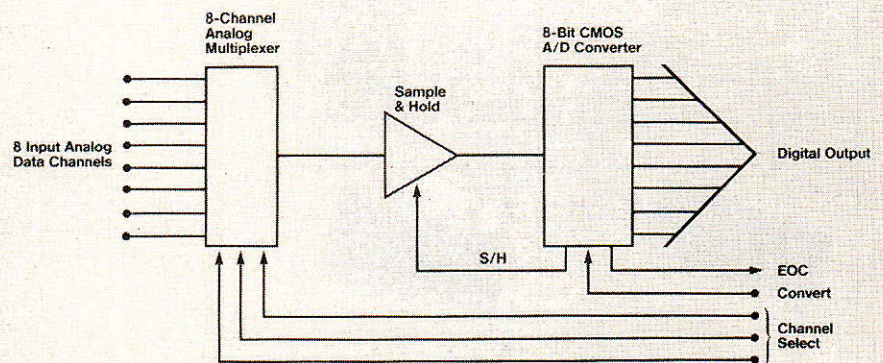
Le principe de ce convertisseur consiste à mesurer le temps  $T$  mis par une rampe de tension pour atteindre la tension à mesurer  $V_x$  en partant d'un niveau de référence  $V_{ref}$  (voir **figure 5**). Cette conversion tension/temps repose sur la comparaison entre la tension  $V_x$  et la tension aux bornes d'un condensateur  $C$  chargé par une source de courant  $I$ . Un comparateur commande une porte par laquelle transite un signal d'horloge qui incrémente un compteur. La porte restant ouverte pendant le temps  $T$ , proportionnel à la tension, le nombre binaire ou BCD contenu dans le compteur à la fermeture de la porte, représente donc ladite tension. À la fin du cycle, le condensateur est déchargé et le compteur remis à zéro (voir **figure 6**). On remarquera qu'en réalité, on mesure le produit du temps de montée de la rampe par la fréquence de l'horloge, cette particularité permettra de nombreuses applications où il faut tenir compte de deux paramètres, comme en photographie par exemple, où le temps d'exposition dépend de la luminosité et de la sensibilité du film. Le principal inconvénient de ce système de conversion est sa grande sensibilité aux fluctuations de tension d'entrée ; ceci, ajouté aux erreurs de linéarité de la rampe, à l'imprécision de l'horloge et aux variations de la valeur du condensateur, en fait un système d'une précision très moyenne.



Doc. Tecktronix

La façon de reconstruire un signal sur l'écran influe sur la bande passante utile en mémoire d'un oscilloscope numérique. Pour identifier une sinusoïde, 25 échantillons par période sont nécessaires lorsque la reconstruction est effectuée par points. Une interpolation linéaire (impulsionnelle) entre points fournit une trace correcte avec environ 10 vecteurs par période. Les erreurs d'enveloppe rendent les mesures plus difficiles dès que le nombre de vecteurs par période diminue. Une interpolation de type sinusoïdale entre points (468 Tektronix) reproduit parfaitement des sinusoïdes avec 2,5 échantillons par période seulement, approchant ainsi les limites données par le théorème de l'échantillonnage.

## SI8601 8-Channel/8-Bit Data Acquisition System



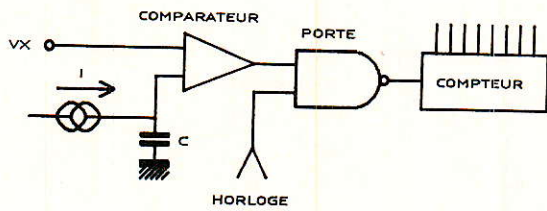


Figure 5

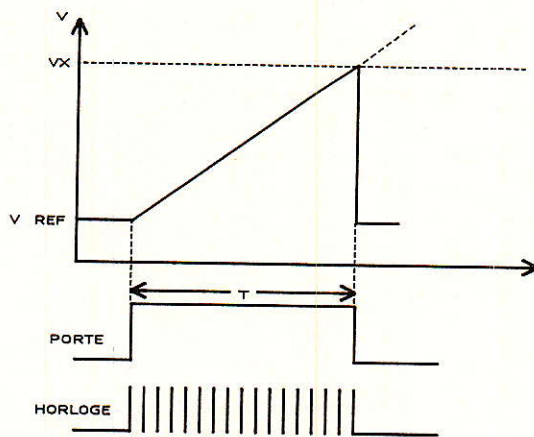


Figure 6

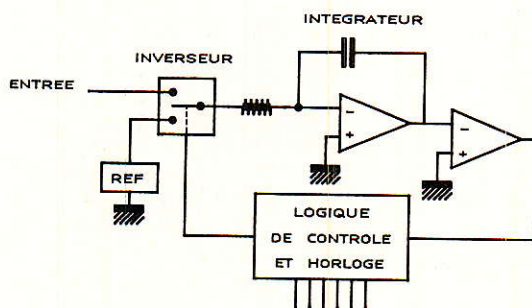


Figure 7

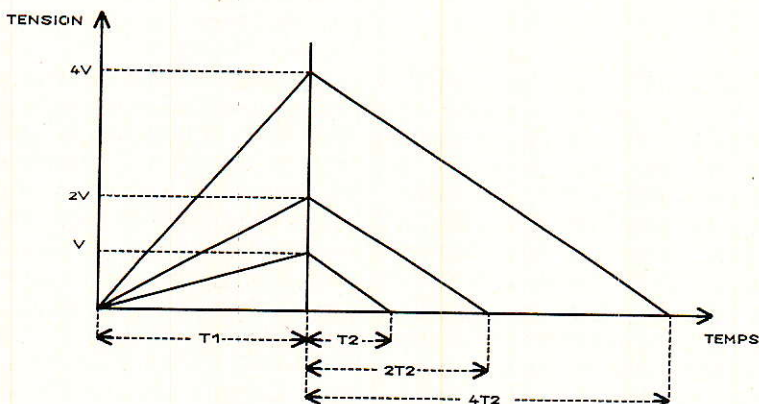


Figure 8

### Conversion indirecte tension/temps double rampe.

Le principe de cette conversion est analogue au système précédent, cependant pour augmenter l'immunité au bruit, on intègre le signal à mesurer pendant un temps fixe  $T_1$  à l'aide d'un condensateur  $C$ , on mesure ensuite le temps  $T_2$  nécessaire à la décharge de ce condensateur par une source de courant négative (voir **figure 7**). Le temps  $T_1$  correspond à un certain nombre de cycles d'horloge, par exemple 1000 pour un convertisseur  $3 \frac{1}{2}$  digits. Le temps  $T_2$ , proportionnel à la tension, sera mesuré suivant la méthode exposée précédemment (**figure 8**). Malgré son analogie avec le convertisseur simple rampe, le convertisseur par double rampe est beaucoup plus précis. Cette meilleure performance découle non seulement de l'intégration du signal, mais surtout de l'utilisation de l'horloge et du condensateur de façon telle que leurs erreurs se compensent. Ainsi la précision ne dépend pratiquement plus que de celle de la référence de tension. De plus, les circuits intégrés basés sur ce principe, comportent en général un système de zéro automatique. Ceci en fait un type de convertisseur très utilisé dans les appareils de mesure tels les voltmètres et en général les systèmes destinés à numériser des phénomènes relativement lents.

### Conversion indirecte tension/fréquence.

Ce type de conversion est basé sur la génération d'impulsions dont la fréquence est proportionnelle à une tension. Ces impulsions seront ensuite comptées pendant une période fixe ou « fenêtre ». Le schéma de principe (**figure 9**) présente une certaine analogie avec celui du convertisseur double rampe et le fonctionnement en est le suivant :

lorsque l'on applique une tension positive en entrée, on décharge le condensateur selon une rampe négative de la forme :

$$dv/dt : V_{in}/R_1C_1$$

Pendant ce temps, la source de courant est déconnectée par l'in-

interrupteur et la pente de la courbe ne dépend que de la tension d'entrée  $V_{in}$ , le niveau de sortie est alors au 0 logique. Lorsque la tension aux bornes de  $C1$  atteint le zéro, le comparateur déclenche le monostable dont la période est définie par une référence de tension interne et la valeur de  $C2$ . Le niveau de sortie passe alors au 1 logique et le condensateur  $C1$  se recharge. Le cycle recommencera au basculement du monostable. On portera une attention toute particulière à la valeur de  $C2$ , d'une part pour que la tension aux bornes de  $C1$  ne dépasse pas la tension de saturation de l'amplificateur d'entrée, d'autre part, parce qu'elle conditionne également la durée de la partie variable de la dent de scie. Ces convertisseurs sont souvent utilisés en sortie directe des capteurs dans les systèmes d'acquisition de données multicanaux où ils sont particulièrement appréciés par leur immunité aux parasites et leur facilité de mise en œuvre.

## Conversion en boucle par compteur.

Cette méthode repose sur l'utilisation d'un compteur binaire commandant directement l'entrée d'un convertisseur digital/analogique. Le compteur est incrémenté par une horloge et la tension en sortie du convertisseur à convertir ; dès que la première est égale ou supérieure à la seconde, la valeur binaire présente aux sorties du compteur est mémorisée, le compteur est remis à zéro et le cycle recommence. Ce processus est relativement lent et peu utilisé, par contre il peut-être amélioré suivant le principe de la **figure 10** qui consiste à ne pas remettre le compteur à zéro mais à l'incrémenter ou le décrémenter suivant le sens de la comparaison. L'intérêt est alors de suivre les variations du signal d'entrée et de modifier la valeur binaire en conséquence. Ce système est efficace dans le cas de variations relativement lentes, par contre il est inutilisable pour des signaux rapides et en particulier lorsque l'on doit traiter des signaux multiplexés.

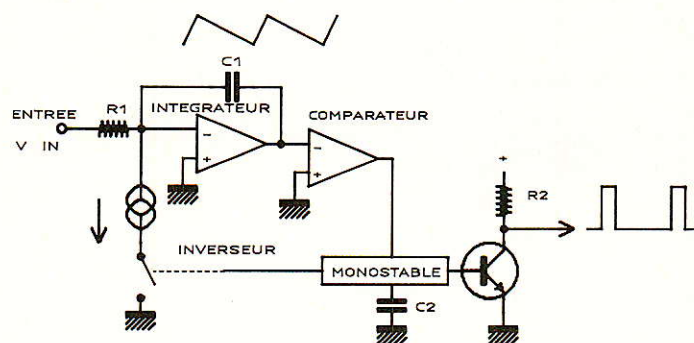


Figure 9

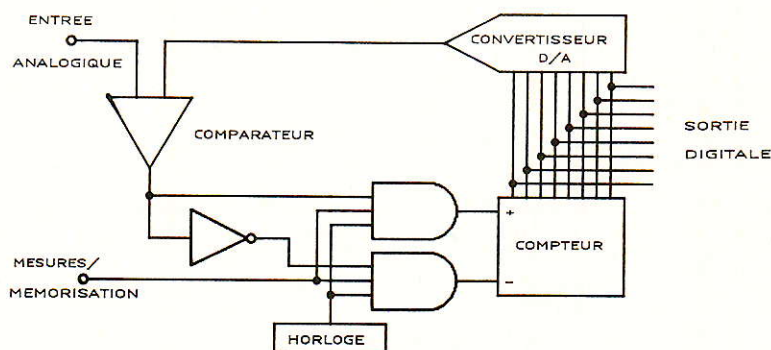


Figure 10

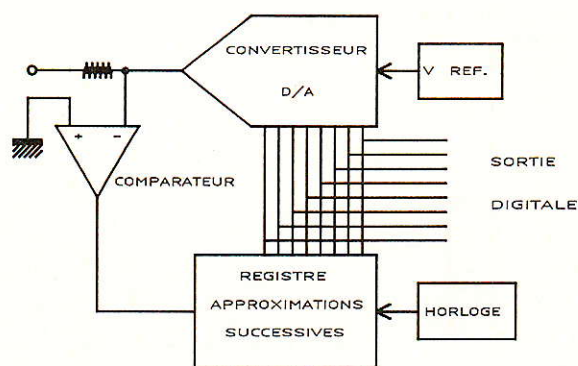


Figure 11

## Conversion en boucle par approximations successives.

Comme dans le principe précédent, on utilise ici encore un convertisseur D/A dont on compare la sortie avec le signal à numériser (**figure 11**). La différence réside dans la méthode utilisée pour générer les valeurs binaires successives en entrée du convertisseur. Dans ce type de conversion, l'approche se fait par dichotomie, c'est-à-dire que pour une tension  $V_m$  à pleine échelle, on débutera en faisant un test avec  $V_m/2$ , on fera une première comparaison, si la tension d'entrée est supérieure à la tension générée on ajoutera  $V_m/4$ , sinon

on retranchera  $V_m/4$ , puis on effectuera alors une nouvelle comparaison, et suivant son sens, on ajoutera ou on retranchera  $V_m/8$  et ainsi de suite, jusqu'à la résolution maximum (**figure 12**). Toute la logique de cette génération de nombres binaires se trouve dans un registre spécial et permet d'optimiser au maximum la recherche de la valeur de la tension d'entrée. Il est ainsi possible de faire une conversion sur 12 bits en moins d'une microseconde. Ce type de convertisseur est certainement parmi les plus utilisés, en particulier dans les systèmes d'acquisition de données pour l'informatique, où il est fréquemment précédé de circuits multiplexeurs et, bien sûr, d'échantillonneurs-blo-

queurs. Il en existe une large gamme chez beaucoup de constructeurs où, suivant les modèles, on trouve une résolution en général de 12 à 16 bits, une vitesse parfois supérieure à 10 MHz et une bonne précision ( $\pm 0,0007$ ).

### Conversion parallèle

Dans les méthodes de conversions précédentes on n'aboutissait à la codification de la valeur analogique qu'au terme d'un certain nombre de valeurs binaires intermédiaires, même si ce nombre était considérablement réduit, comme dans la conversion par approximations successives. Dans la conversion parallèle, la valeur binaire est déterminée en une seule fois, ce qui permet des vitesses beaucoup plus élevées (jusqu'à plusieurs centaines de MHz). Le principe du convertisseur parallèle ou convertisseur « flash » repose sur un diviseur de tension qui fournit à partir d'une tension de référence autant de niveaux que de pas de résolution. La tension d'entrée est alors comparée à ces niveaux par autant de comparateurs. Les sorties de ces comparateurs sont reprises simultanément par un décodeur qui les associe pour déterminer le code binaire correspondant. Si le principe est extrêmement simple en lui-même (figure 13), la réalisation en est autrement plus complexe car il est nécessaire de disposer de  $2^n - 1$  comparateurs, « n » étant le nombre de bits en sortie. Ainsi un convertisseur flash sur 8 bits contiendra 255 comparateurs, pour 10 bits il en faudrait 1024, autant dire que le coût de ces circuits était élevé jusqu'à une époque récente. A l'heure actuelle, on trouve dans le commerce de très bons convertisseurs 8 bits atteignant 40 MHz, pour quelques centaines de francs.

### Conclusion

Cet article avait pour but de vous présenter rapidement les principes de la conversion analogique/digitale. Dans de prochains articles nous vous décrivons plus précisément certains convertisseurs actuellement disponibles sur le marché ainsi que des applications.

J.C. POUGNARD

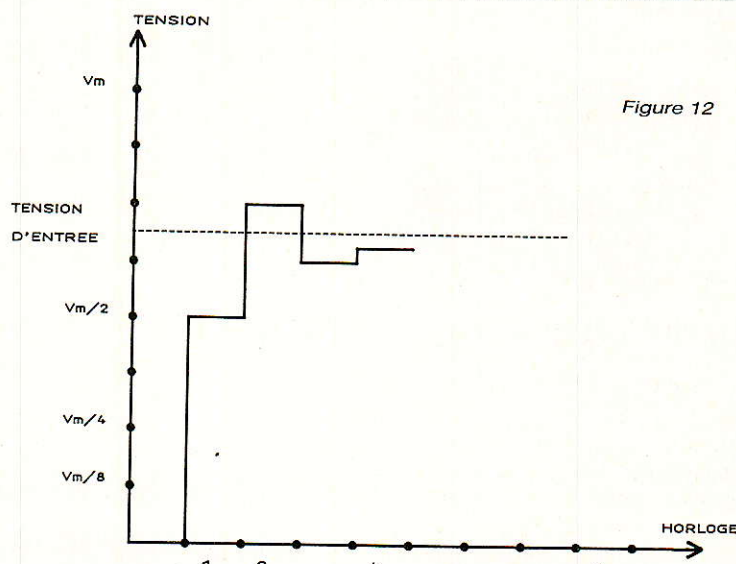


Figure 12

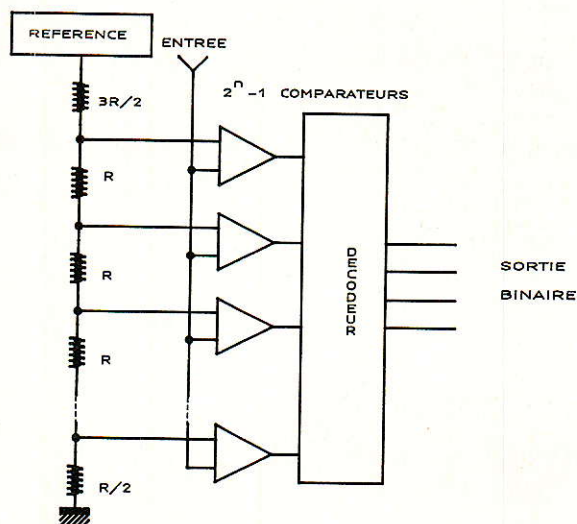
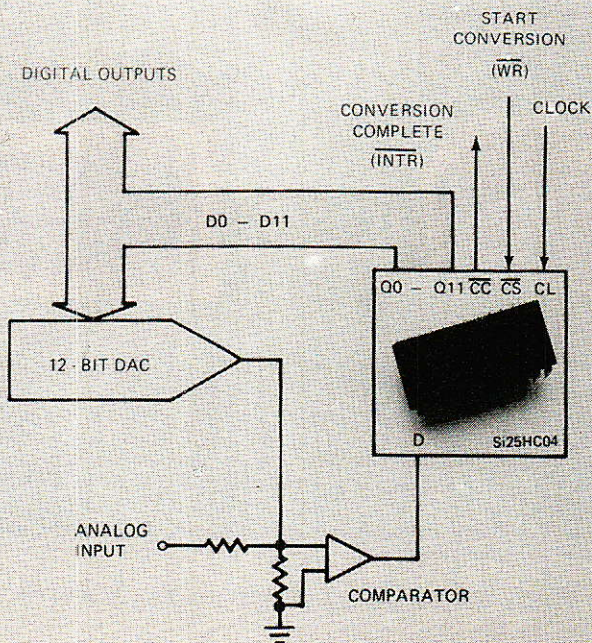


Figure 13



## LES PERFORMANTES

2x0-30V 5A  
0-60V 5A



3200F

### ALIMENTATION DOUBLE AL 823

A caractéristique rectangulaire  
Fonctionnement à U ou I constant  
Possibilité de mise en parallèle  
pour obtenir 0-30V 10A

0-30V 0-5A

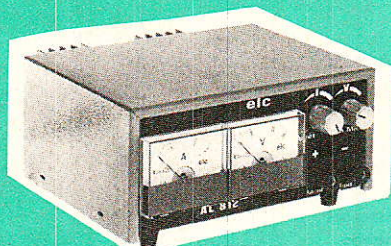


1900F

### ALIMENTATION DIGITALE AL 781N

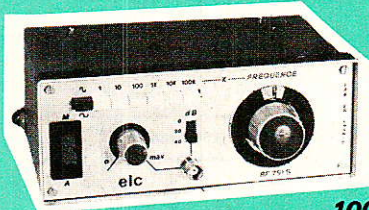
A caractéristique rectangulaire  
Fonctionnement à U ou I constant  
Réglage fin de la tension par  
Vernier

## LES ECONOMIQUES



AL 745AX - AL 812

Alimentations stabilisées en tension  
Limitées en courant  
Contrôle de U et I simultané  
1 à 15V 3A AL 745AX ..... 650F  
1 à 30V 2A AL 812 ..... 725F



1000F

BF 791S

Générateur BF à Pont de WIEN  
1Hz à 1MHz  
Signal sinusoïdal ou carré  
Sortie 600 Ohms

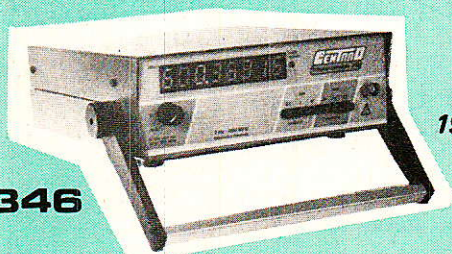


1425F

FR 853

Fréquence à 8 digits de 13mm  
1Hz à 100MHz  
3 cadences de comptage  
2 gammes de lecture  
Excellente sensibilité

## LES TECHNIQUES



FR 346

1995F

Fréquence à 8 digits de 13mm  
1Hz à 600MHz  
3 cadences de comptage  
3 gammes de lecture  
1 entrée commune commutable

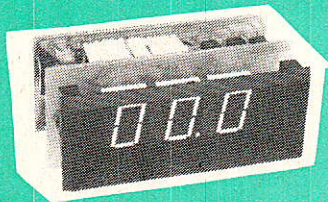


GF 368

1425F

Générateur de fonctions U, I, W  
Réglage fin de la fréquence  
Sortie 600 Ohms 0 à 10V c à c à vide  
OFFSET réglable - Sortie T.T.L.  
Entrée bobulation externe

## LES INDUSTRIELS



SERIE DV - DA

Numériques 1000 points à LED  
Calibre à préciser :

DV 862 : 1V - 10V - 100V - 500V=  
DA 863 : 100mV-1mA-10mA-0,1A-1A-10A=  
DV 864 : 500V alternatif  
DA 865 : 10A alternatif  
Dimensions fenêtre : 28x70mm

235F  
240F  
245F  
245F

NOUVEAU

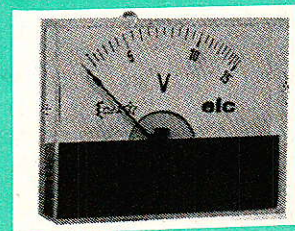


SERIE DM

Numériques 2000 points à LCD - Réf. DM 871  
Calibre à préciser :

200mV - 2V - 20V - 200V - 500V  
2mA - 20mA - 200mA - 2A - 20A  
Dimensions fenêtre : 28x69mm

250F



MOD. 55

Ferromagnétiques - Continu et Alternatif  
Réf. MOD. 55

Calibre à préciser :  
100mA-500mA-1A-3A-6A-10A-15A-30A  
10V-15V-30V-60V-250V-400V  
Dimensions : 55x44mm

55F

Documentation complète contre 5 timbres à 2F20 en précisant "SERVICE 102"

En vente chez votre fournisseur de composants électroniques ou les spécialistes en appareils de mesure.

# Détecteur hygrométrique avec commande d'extraction

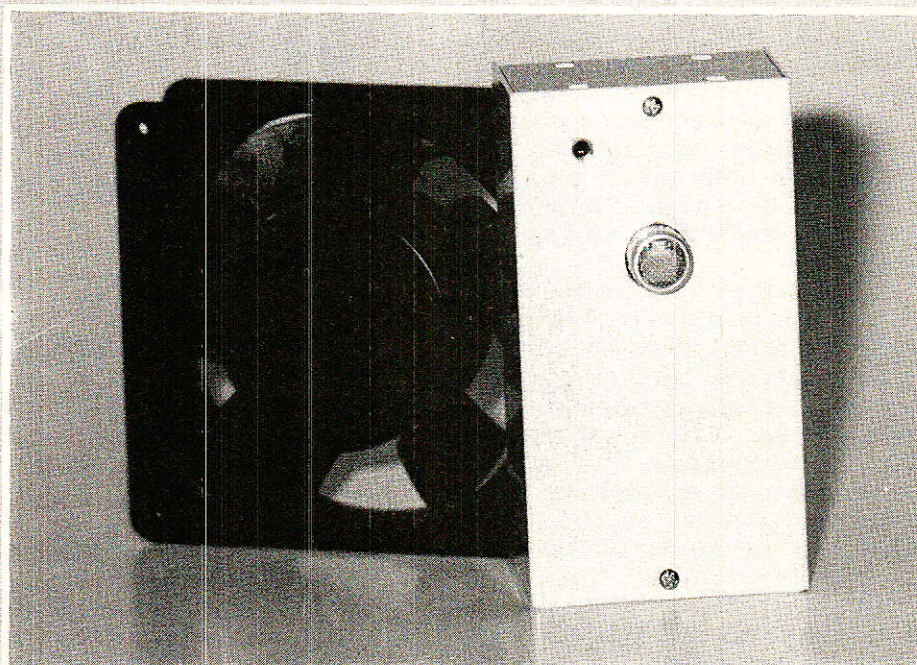
**Q**ue ce soit en maison individuelle ou en appartement, les particuliers se trouvent fréquemment confrontés aux problèmes liés à une humidité relative élevée dans certaines pièces.

Cette dernière, trop élevée dans la salle de bains ou la cuisine, ne l'est pas suffisamment dans les chambres à coucher maintenant que presque tout le monde dispose du chauffage central.

On trouve sur le marché de la construction ou du bricolage, bon nombre d'éléments palliatifs : dessiccateurs généralement sous forme de cristaux « absorbeurs », humidificateurs - saturateurs à l'inverse.

La solution la plus efficace réside encore dans une ventilation bien conçue mais elle n'est pas toujours facile à mettre en oeuvre dans des locaux anciens.

Cette réalisation vous permettra, espérons-le, de faire face ponctuellement à la situation, en commandant un système d'extraction dès que le taux hygrométrique aura atteint le seuil que vous aurez choisi comme néfaste.



En électronique appliquée, toutes les réponses à un problème donné passent par le choix d'un capteur approprié.

Dans le cas qui nous concerne, il s'agit d'« humidistance ». Il existe différents moyens technologiques pour obtenir la variation d'une grandeur électrique en fonction d'une variation d'humidité relative.

En général les grandeurs électriques concernées sont la capacité et la résistance. La capacité en faisant varier la permittivité d'un diélectrique, la résistance en faisant varier la résistivité du matériau.

Nous avons opté pour la deuxième méthode qui met en oeuvre un capteur MURATA, le HOS 201, élaboré à partir d'un dépôt céramique. Ce capteur est issu d'une famille de « sensors » céramique qui trouvent leurs applications principalement dans l'électronique grand public des produits de consommation. Exemple : éviter la condensation sur des pièces mécaniques fragiles tels que les tambours de magnétoscopes. Il y a bien sûr un champ d'applications beaucoup plus vaste, ceci n'étant qu'un exemple mettant en exergue une déjà grande diffusion qui nous

laisse entrevoir un coût faible et une disponibilité facile.

## Le capteur HOS 201 Murata

Ce capteur fait donc partie de la famille HOS Murata utilisée dans les systèmes anticondensation des lecteurs enregistreurs vidéo conjointement avec des positifs. (Voir réchauffeur thermostat). Il se présente sous la forme d'un boîtier métallique cylindrique dont la face supérieure est dotée d'une grille écran pour éviter tout contact avec le film céramique détecteur.

La résistance de ce dépôt varie très fortement avec l'humidité à partir de  $75 \pm 5\%$  d'hygrométrie, passant d'une valeur typique d'environ  $60 \text{ M}\Omega$  à  $60\%$  de RH à  $60 \text{ k}\Omega$  à  $90\%$  de RH. La décroissance du logarithme décimal de la résistance est alors proportionnelle à l'accroissement du degré d'humidité relative. Le domaine d'utilisation préférentiel se situera donc entre  $70$  et  $100\%$  d'humidité relative. On ne pourra pas l'exploiter pour réaliser un hygromètre mais plutôt pour la détection de seuils d'humidité élevés, ce qui correspond à notre application.

Ce capteur est conçu pour bien résister à la condensation et présente des caractéristiques parfaitement stables après de nombreux cycles de passage d'atmosphère sèche à une saturation d'humidité maximale.

Enfin, son prix est relativement faible et nous avons fait le nécessaire pour que sa distribution ne pose pas de problème.

Son exploitation se fera en courant alternatif, avec une tension maximum admissible d'1 V efficace, et dans un domaine de fréquence allant de 50 Hz à 1 kHz.

Parmi les autres précautions d'emploi, signalons qu'il est nécessaire d'éviter que la surface sensible soit en contact avec des graisses, des solvants et même de l'eau ionisée et minéralisée. De même il est préférable de ne pas l'exposer directement aux rayons ultraviolets.

Toutes contraintes sans problèmes lorsqu'on le place dans la salle de bains si on prend soin de placer le coffret de détection en dehors de toutes projections.

Les figures 1 et 2 résument les caractéristiques que nous venons d'exposer et la figure 3 montre le

tension max.	1 V eff. $\approx$
plage de fréquence	50 Hz - 1 kHz
résistance	1 M $\Omega$ pour 75% RH $\pm$ 5% à 25° C
température	0 à 50° C
plage hygrométrique	0 à 100% RH

### ■ DIMENSIONS

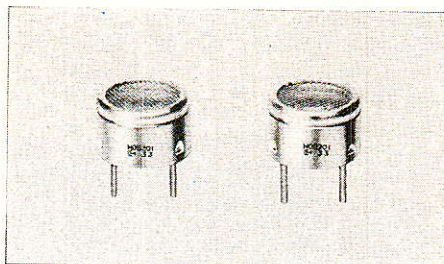
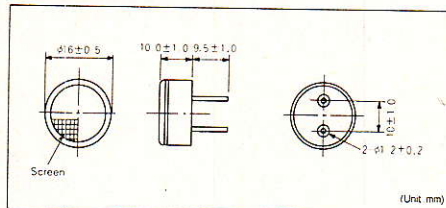


Figure 1

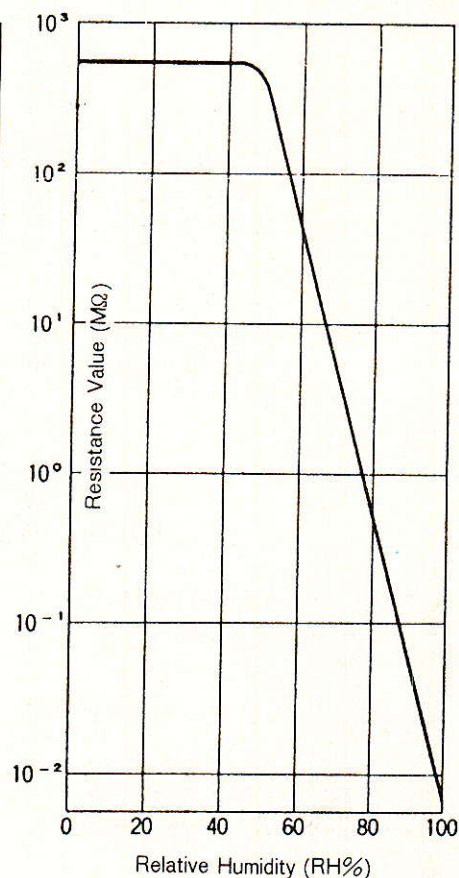


Figure 2

### ■ RESPONSE

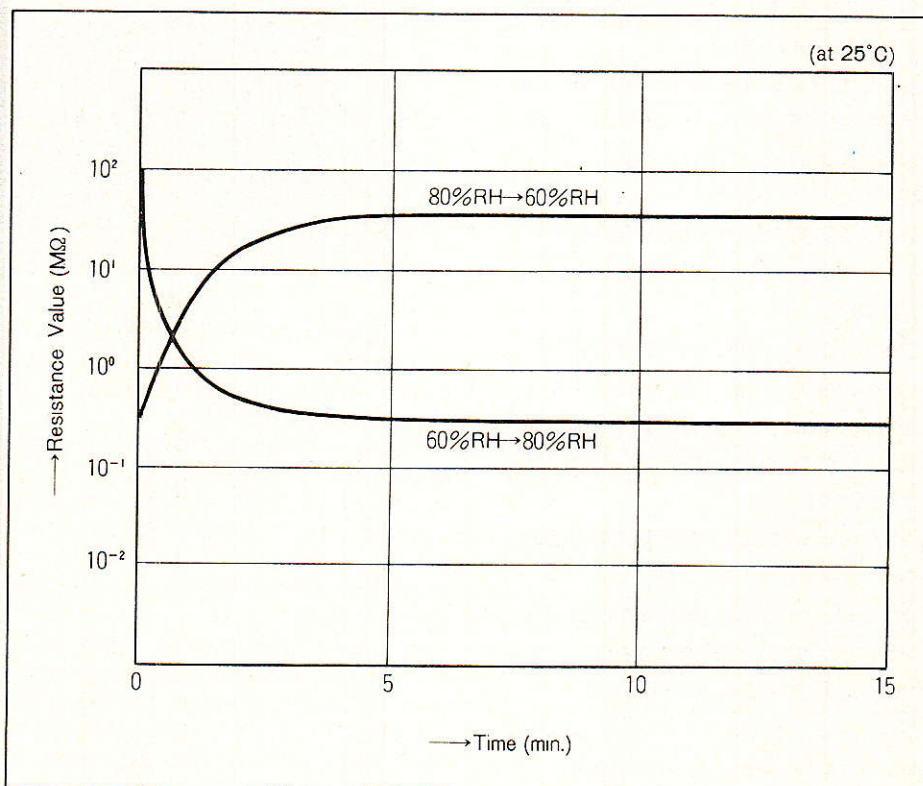


Figure 3



temps de reponse ou de récupération du HOS 201 pour un palier hygrométrique de 60 à 80% RH et 80% à 60% de RH.

On peut en déduire que dans un système d'extraction il ne sera pas nécessaire d'employer une hystérésis importante ni même une temporisation à l'extinction du système de commande.

Le temps de réponse relativement long, quelques minutes, allié à l'inertie « hygrométrique » du volume à surveiller suffisent à se prémunir d'éventuels « pompages » du système complet qui se traduiraient par une mise en fonctionnement saccadée lorsque le capteur arrive au point de consigne (en franchissement dans les deux sens).

## Le schéma de principe retenu.

Nous avons essayé d'alléger au maximum la circuiterie sachant que nous n'avons pas besoin d'une grande précision.

Le synoptique de la réalisation regroupe, hormis l'alimentation  $\pm 9$  V, un circuit source de tension alternative pour le capteur, un redresseur parfait monoalternance donnant une image en tension (continue) de la variation d'impédance du capteur en fonction de l'hygrométrie, un trigger avec seuil de consigne, et un déclencheur alternatif au zéro de tension pour la commande d'un moteur d'extraction.

Le schéma théorique en deux parties est fourni aux figures 4 et 5. La figure 4 représente la carte de detection et la figure 5, la partie commande moteur au zéro de tension.

Le capteur est attaqué par une tension sinusoïdale issue du transformateur secteur via un diviseur de tension réglable ( $R_1, R_3, R_4$ ) de façon à exploiter la tension maximale acceptable de 1 V efficace. Nous avons été obligé d'utiliser une liaison capacitive entre le capteur et l'ampli-op à très haute impédance 3140. Ceci provient de la sinusoïde torturée issue du transformateur qui génère des harmoniques non négligeables au delà de 1 kHz.

Le capteur ne se comporte plus comme une simple résistance à ces fréquences et les effets non linéaires induisent une composante continu ou TBF à l'entrée

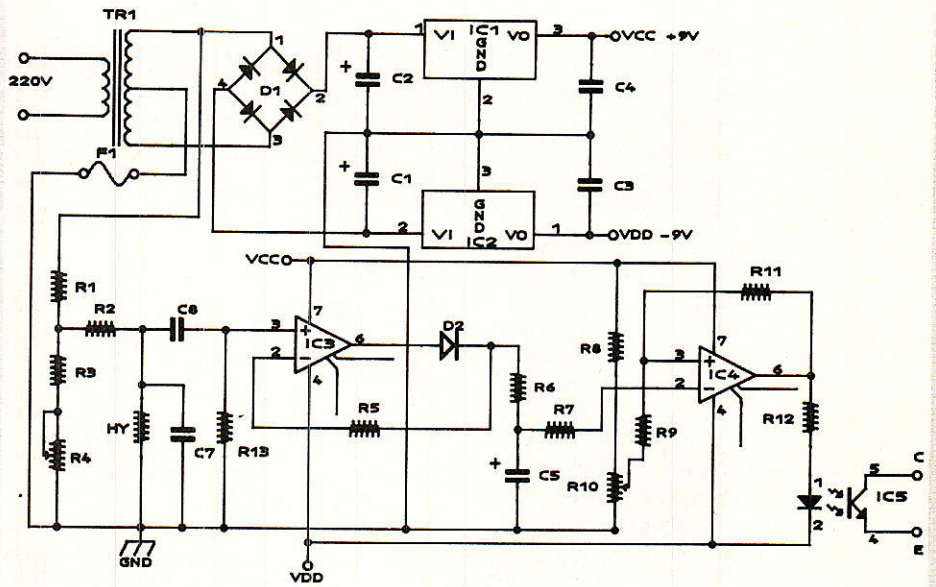


Figure 4

du CA 3140.  $C_8, R_{13}$  pallient cet inconvénient et  $C_7$  en parallèle sur le capteur filtre au mieux ces composantes indésirables.

$IC_3$  (3140) avec  $D_2$  et la contre-réaction totale  $R_5$ , forme un redresseur sans seuil mono-alternance à très haute impédance d'entrée. N'oublions pas que le HOS 201 présente une résistance d'environ 100 M $\Omega$  au dessous de 60% de RH.

De la sorte,  $R_2$  avec le capteur forme un diviseur de tension alternative dont le « résultat redressé » est stocké dans  $C_5$ .

La valeur de  $R_2$  est choisie de telle sorte que la tension soit divisée par deux vers 75% RH, soit environ 1 M $\Omega$ . Plus l'humidité relative augmente et plus la tension finale aux bornes de  $C_5$  diminue. Celle-ci n'est autre que  $V$  capteur crête/2 (soit 0,7 V max.) si la constante de temps de décharge de  $C_5$  est très grande. Cette tension attaque un trigger inverseur constitué par  $IC_4$  et les composants périphériques.

Le rapport  $R_9/R_{11}$  ( $R_{11} \gg R_9$ ) fixe le cycle d'hystérésis ; avec les

valeurs choisies on obtient 70 mV d'hystérésis, le centre de la fenêtre étant le seuil sélectionné par  $R_{10}$  entre 0 et 0,7 V.

Lorsque le taux hygrométrique augmente, la tension diminue et fait basculer le trigger lors du franchissement du seuil. A ce moment la diode de l'optocoupleur  $IC_5$  est alimentée et son transistor saturé.

Voyons maintenant le fonctionnement de la carte dont le schéma de principe est donné figure 5.

De façon à pouvoir commander n'importe quel type de charge d'une puissance inférieure à 200 W, nous avons choisi un déclenchement au zéro de tension en composants discrets.

Ceci permet d'employer des composants courants tout en obtenant un déclenchement franc et ne générant pas de parasite.

Le transistor  $T_2$  est normalement saturé si le transistor du photocoupleur est bloqué. Lorsque ce dernier se sature, c'est-à-dire en présence d'un taux hygrométrique supérieur à la consigne, le transistor  $T_2$  ne se bloque que lors du passage du secteur vers le zéro à  $\pm 30$  V avec les valeurs retenues, ce qui correspond à un angle de quelques degrés ( $\pm 5^\circ$ ) par rapport au zéro sur une demi-période ( $180^\circ$ ).

Le déclenchement du thyristor sensible  $T_3$  ( $I_G \leq 200 \mu A$ ) ne peut

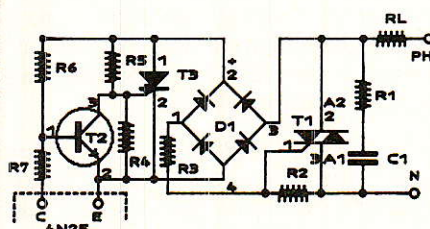


Figure 5

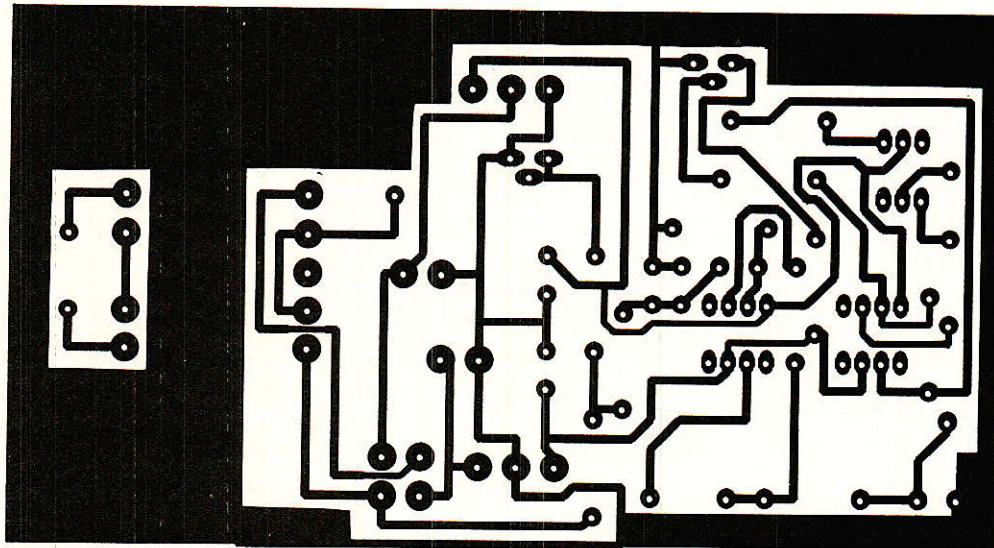


Figure 6

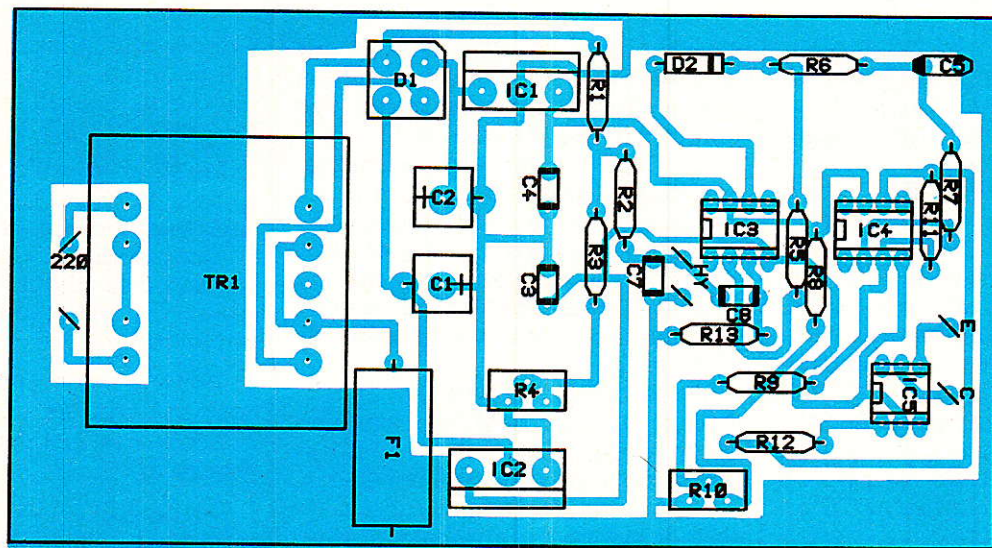


Figure 7

donc se faire que dans ce laps de temps et si le photocoupleur est actif.

Dans ces conditions il court-circuite la diagonale alternative du pont  $D_1$ , ce qui amorce le triac  $T_1$ . Le réseau  $R_1, C_1$  limite la croissance de tension  $dv/dt$  occasionnée sur des charges inductives avec des triacs sensibles.

Avec ce schéma, la commande est isolée du secteur et la phase n'est pas obligée d'être connectée à l'interrupteur statique.

La valeur de  $R_6$  détermine la tolérance sur la plage de déclenchement autour du zéro de tension conjointement au gain du transistor  $T_2$  (type grand gain).

Le thyristor, le pont et le triac devront pouvoir supporter 400 V.

## Réalisation pratique

Pour pouvoir utiliser un coffret mural, ce qui reste d'ailleurs à l'initiative du réalisateur, nous avons préféré scinder l'ensemble en deux cartes disposées en regard. Le capteur est alors soudé directement sur le circuit imprimé « détecteur » côté cuivre ; on percera alors dans le coffret un trou aux dimensions de ce dernier de façon à ce qu'il affleure la demi-coquille supérieure lors de l'assemblage final.

On pourra d'ailleurs avantageusement enserrer le capteur d'un joint silicone, ce qui évitera si par ailleurs on choisit un coffret étanche, d'employer les autres com-

posants comme détecteurs hygrométriques !

Les figures 6 et 7 représentent respectivement le circuit imprimé et l'implantation de la carte de détection et les figures 8 et 9, le circuit imprimé et l'implantation de la carte de commande secteur. Les connexions inter-cartes sont disposées côtés composants en regard.

Une fois le câblage effectué conformément à ces figures, la mise au point reste très simple.

On s'assurera que les tensions d'alimentation + et - 9 V sont correctes. On réglera  $R_4$  de façon à obtenir 1 V efficace (multimètre sur 2 V  $\approx$ ) au point  $R_1, R_2, R_3$ .

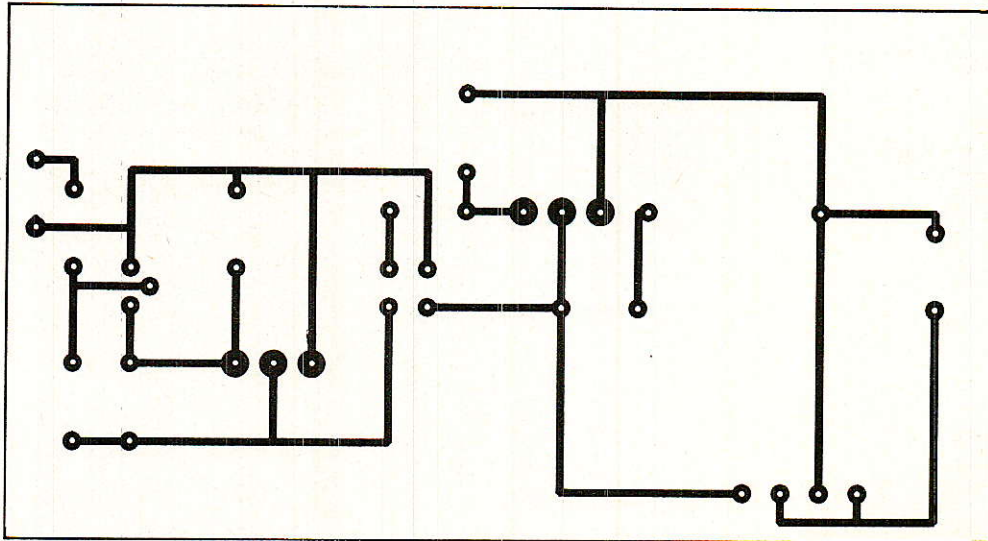


Figure 8

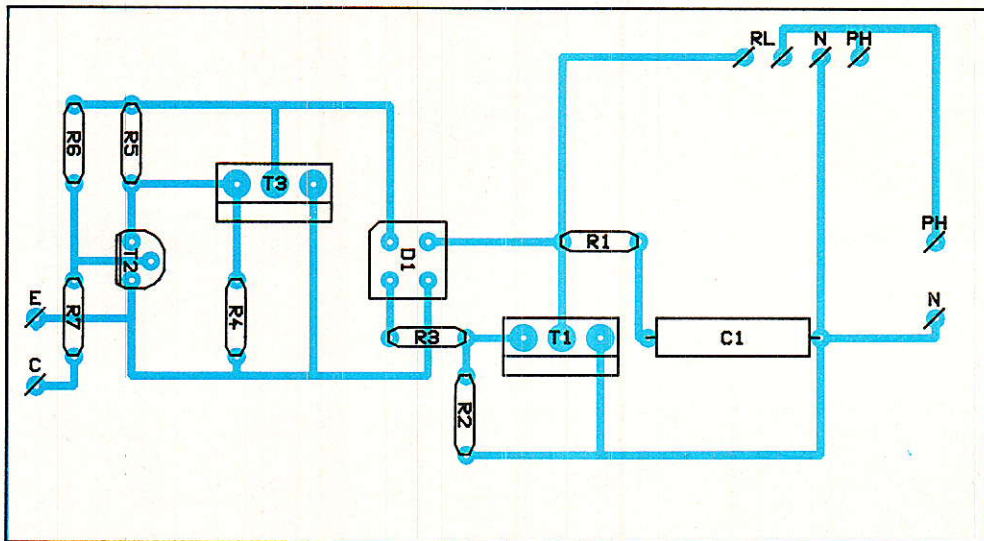


Figure 9

Enfin on positionnera  $R_{10}$  pour que le trigger bascule au point choisi. On pourra éventuellement retoucher l'hystérésis en augmentant ou en diminuant la valeur de  $R_{11}$ . Toutefois le temps de réponse du capteur et « l'inertie » du local autorise une fenêtre très faible sans risque de pompage.

Une trop grande valeur de  $R_{11}$  entraînerait un manque de précision en égard à la plage de tension très faible (700 mV environ) accessible avec  $R_{10}$ .

Nous aurions pu l'augmenter au prix d'un ampli op supplémentaire monté en ampli continu mais cela ne se justifiait pas pour cette utilisation.

### Conclusion

Ce petit montage, espérons-le, rendra de grands services à tous

ceux qui sont confrontés au problème des pièces humides. En plus du moteur d'extraction, on peut sans inconvénient comman-

der en cascade un circuit de chauffage électrique, par exemple au prix évidemment d'un triac dimensionné en conséquence.

## Nomenclature

### Carte détection

#### Résistances 1/4 W 5%

- $R_1$  : 120 k  $\Omega$
- $R_2$  : 1 M  $\Omega$
- $R_3$  : 4,7 k  $\Omega$
- $R_4$  : 4,7 k  $\Omega$  ajustable verticale
- $R_5$  : 1 M  $\Omega$
- $R_6$  : 100 k  $\Omega$
- $R_7$  : 10 k  $\Omega$
- $R_8$  : 5,1 k  $\Omega$
- $R_9$  : 10 k  $\Omega$
- $R_{10}$  : 1 k  $\Omega$  ajustable
- $R_{11}$  : 2,7 M  $\Omega$
- $R_{12}$  : 2,2 k  $\Omega$
- $R_{13}$  : 3,9 M  $\Omega$

### Divers

- TR1 : transfo CI 220 V - 2 x 12 V 3 VA
- D1 : pont 1 A - 50 V
- F1 : fusible 0,1 A
- D2 : 1 N4148
- HOS 201 Murata

### Condensateurs

- C1, C2 : 470  $\mu$ F, 25 V radiaux
- C3, C4 : 470 nF
- C5 : 10  $\mu$ F, tantale
- C6 : non implanté
- C7 : 22 nF
- C8 : 3,3 nF

### Circuits intégrés

IC<sub>1</sub> : 7809 régulateur TO 220  
 IC<sub>2</sub> : 7909 régulateur TO 220  
 IC<sub>3</sub> : CA 3140  
 IC<sub>4</sub> : CA 3140  
 IC<sub>5</sub> : optocoupleur 4 NS

### Carte de commande

#### Résistances 1/4 W 5%

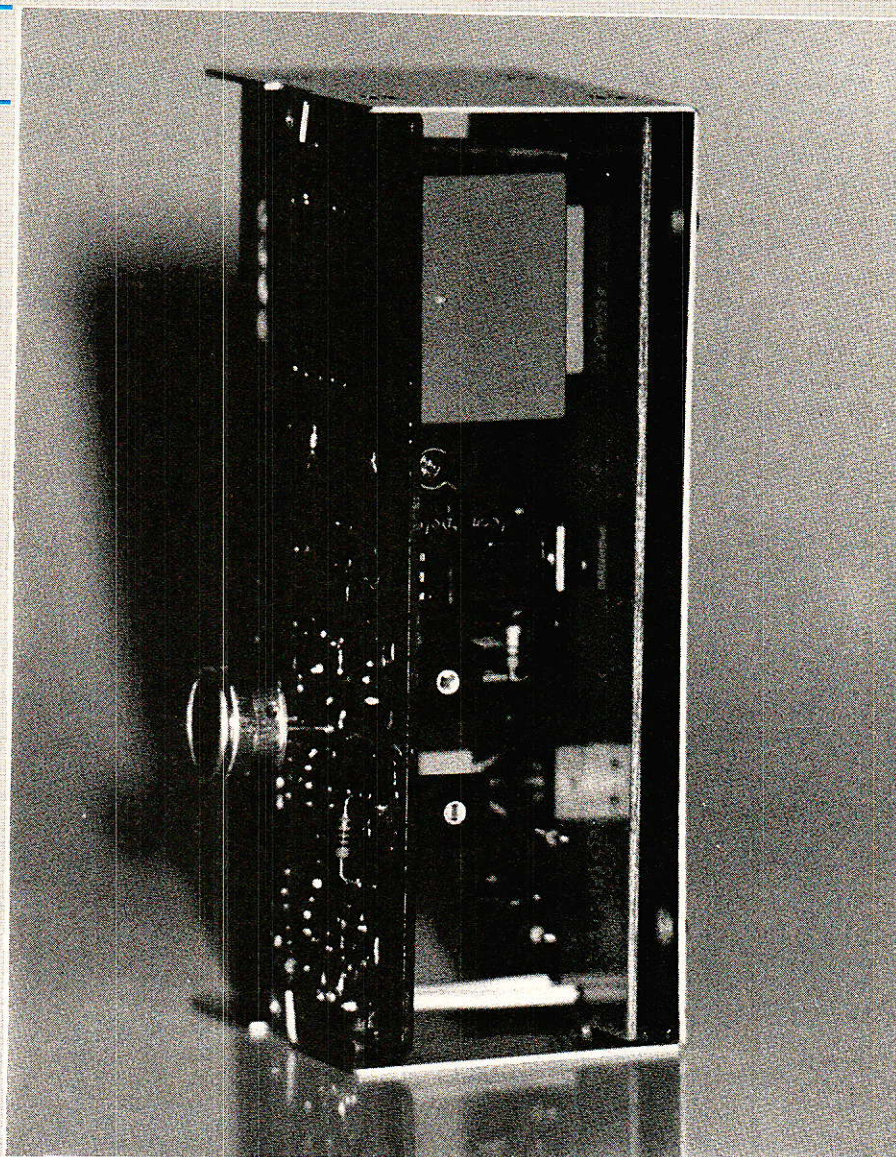
R<sub>1</sub> : 470 Ω  
 R<sub>2</sub> : 100 Ω  
 R<sub>3</sub> : 1 k Ω  
 R<sub>4</sub> : 22 k Ω  
 R<sub>5</sub> : 120 k Ω, 1/2 W  
 R<sub>6</sub> : 470 k Ω  
 R<sub>7</sub> : 1,2 k Ω

#### Condensateur

C<sub>1</sub> : 0,1 μF - 400 V

#### Semi-conducteurs

T<sub>1</sub> : triac 6 A - 400 V  
 T<sub>2</sub> : BC 550  
 T<sub>3</sub> : thyristor sensible 400 V  
 TIC 106 D par exemple  
 D<sub>1</sub> : pont 400 V - 0,8 A genre W04  
 Façon ou General instruments  
 Borniers éventuels par les deux cartes



DEPOSITAIRE DES MARQUES  
 INTERSIL, MOTOROLA, NEC  
 N.S. RCA, ROCKWELL, RTC  
 TEXAS, THOMSON

## D.R.I.M

107, COURS TOLSTOI  
 69100 VILLEURBANNE

UNE CENTRALE D'ACHAT AU SERVICE  
 DE L'ADMINISTRATION ET L'AMATEUR

HORAIRE D'OUVERTURE: SEMAINE 9/12 H - 14/19,30 H LUNDI 14/19,30H SAMEDI 9/12,30 H TEL.: 78 85 95 89

VENTE PAR CORRESPONDANCE (FORAÎT PORT:  
 35,00 F) BON DE COMMANDE ADMINISTRATION  
 ACCÉPTE: PAIEMENT DIFFÉRE CATALOGUE GRA-  
 TUIT ADMINISTRATION (25,00 F Pour les particu-  
 liers) UN TECHNICIEN AUDIO-VIDEO A VOTRE  
 DISPOSITION COPIE D'EPROM 2716 à 27256,  
 D'APRES MASTER: UNITE 20,00 F

C. MOS 4000 (RTC)		74 LS (RTC)		74 HC/HCT		ROCKWELL		MEMOIRE NEC		LINEAIRE		TRANSISTOR		PROMO. 12/87	
00 1.80 F	50 3.40 F	00 1.70 F	93 4.40 F	00 3.00 F	6502 P	52.00 F	2716/450ns	48.00 F	LM 311	4.50 F	BC 337	1.50 F	TDA 1034	12.00 F	
01 1.80 F	51 4.00 F	01 1.70 F	112 3.50 F	02 3.00 F	6522 P	50.00 F	2732/350ns	45.00 F	LM 324	4.50 F	BC 338	0.80 F	TDA 2578	25.00 F	
02 1.80 F	52 4.90 F	02 1.70 F	125 4.80 F	04 3.00 F	6532 P	85.00 F	27C64	55.00 F	LM 339	4.50 F	BC 547	0.70 F	TDA 2593	17.00 F	
06 2.20 F	53 4.90 F	04 1.70 F	126 4.80 F	08 3.00 F	6545 P	85.00 F	27C256	60.00 F	LM 348	7.50 F	BC 548	0.70 F	TDA 2595	35.00 F	
07 2.20 F	60 5.10 F	05 1.70 F	133 8.90 F	10 3.00 F	6551 P	65.00 F	6116 LP3	55.00 F	LM 393	4.80 F	BC 549	0.70 F	TDA 4565	55.00 F	
08 4.80 F	66 3.50 F	08 2.00 F	138 5.00 F	11 3.80 F	VERSION A + 15%		6264 LP3	79.00 F	MC 1458	5.50 F	BC 557	0.70 F	L.R 470ns	28.00 F	
11 1.80 F	69 2.30 F	09 2.00 F	139 5.00 F	14 4.50 F	65C02 P	80.00 F	9306	48.00 F	MC 1459	5.50 F	BC 558	0.70 F			
12 2.30 F	70 2.80 F	10 2.00 F	154 9.80 F	20 3.80 F	65C22 P	80.00 F			MC 1488	5.50 F	BC 559	0.70 F			
13 3.30 F	71 2.30 F	11 2.00 F	155 4.60 F	27 3.80 F	65C51 P	80.00 F			MC 1489	5.50 F	BD 137	2.80 F	2N3055	4.50 F	
14 5.20 F	72 2.30 F	12 3.00 F	156 4.60 F	32 3.00 F					MC 1496	6.50 F	BD 138	2.80 F	7805	4.80 F	
15 4.80 F	73 2.30 F	13 3.00 F	157 4.60 F	42 8.50 F					NE 555	4.00 F	BD 140	2.80 F	7812	4.80 F	
16 3.30 F	75 2.30 F	14 2.60 F	161 4.60 F	73 4.50 F	<b>MOTOROLA</b>				ICL 8038	80.00 F	NE 563	11.00 F	7905 K	12.00 F	
17 4.50 F	77 2.30 F	20 2.30 F	165 7.50 F	74 3.80 F	6802	37.00 F	8085 AHC	50.00 F	8088-2	160.00 F	NE 567	15.00 F	7912 K	12.00 F	
18 4.70 F	85 4.00 F	21 3.00 F	166 7.20 F	75 4.90 F	68802	43.00 F	8088-2	160.00 F	TL 061	11.00 F	BS 170	3.50 F	4 N 25	4.50 F	
19 4.80 F	93 3.80 F	22 2.30 F	174 4.60 F	85 6.50 F	6803	45.00 F	8255 A	44.00 F	TL 062	11.00 F	BS 238	3.50 F	74221	1.00 F	
20 4.80 F		27 2.40 F	175 4.60 F	86 3.90 F	6809	62.00 F	8031	55.00 F	TL 072	7.50 F	TIP 31	3.60 F	<b>MEMOIRES</b>		
21 4.80 F		28 3.50 F	191 5.90 F	107 13.50 F	6810	45.00 F	8031 BH	78.00 F	TL 071	7.50 F	TIP 32	3.60 F	4164/15	12.00 F	
22 5.20 F		30 2.10 F	194 4.80 F	123 13.50 F	6821	18.00 F	80C31 BH	78.00 F	TL 072	7.50 F	TIP 41	5.80 F	41256/15	40.00 F	
24 4.30 F	<b>4500</b>	32 2.10 F	221 5.70 F	132 13.50 F	6840	40.00 F	80C39	75.00 F	TL 074	9.80 F	TIP 42	5.80 F	PAR 10 - 10%		
28 4.00 F	03 5.10 F	37 2.70 F	240 5.10 F	138 5.50 F	6850	20.00 F	80C39	75.00 F	TL 082	7.00 F	2N1711	2.60 F			
29 4.80 F	14 10.70 F	38 2.50 F	244 6.60 F	157 5.50 F	68000 P8	160.00 F	8748 D	120.00 F	TL 084	7.00 F	2N2222	1.70 F			
30 3.20 F	15 10.70 F	42 3.90 F	245 7.00 F	174 5.20 F	68705	150.00 F	8749 D	185.00 F	UA 710	8.00 F	2N2369	3.80 F			
31 9.50 F	18 4.90 F	48 9.00 F	257 4.50 F	190 9.50 F	MC 14411	165.00 F			UA 723	4.50 F	2N2907	1.70 F			
35 5.60 F	20 5.10 F	51 2.50 F	273 6.60 F	240 8.20 F			<b>QUARTZ</b>		UA 741	4.50 F	2N4416	17.00 F			
40 5.40 F	28 5.90 F	73 3.00 F	280 7.80 F	241 8.20 F	<b>NEC</b>		32,768 khz	9.00 F							
41 3.50 F	38 7.00 F	74 2.70 F	322 10.00 F	244 6.80 F	Z 80 CPU	30.00 F	1.000 Mhz	68.00 F							
42 3.80 F	55 5.40 F	75 3.80 F	373 6.00 F	257 5.20 F	Z 80A CPU	32.00 F	2.000 Mhz	35.00 F							
46 5.60 F	56 5.40 F	89 12.80 F	374 6.00 F	368 9.50 F	Z 80A PIO	35.00 F	3.2768 Mhz	9.00 F							
47 5.60 F	84 9.00 F	90 4.30 F	393 4.00 F	373 8.20 F	Z 80A CTC	35.00 F	4.9152 Mhz	15.00 F							
49 3.30 F	85 6.20 F	92 2.50 F	645 11.00 F	393 8.20 F	Z 80A SIO	89.00 F	4;5;6;8Mhz	15.00 F							
					Z 80A DAR	95.00 F	10;12 Mhz	15.00 F							
							14;16 Mhz	15.00 F							

**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 ennue, supprimez-la avec pdfXchange viewer pro, menu : Document...