

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE

Loisirs

ISSN 0033 7668

N° 490 Septembre 1988

20 F

Réalisez
votre récepteur

Réglez
élégamment
vos problèmes
d'extensions

Booster
 $2 \times 25 \text{ W eff.}$
(avec son alimentation
à découpage)

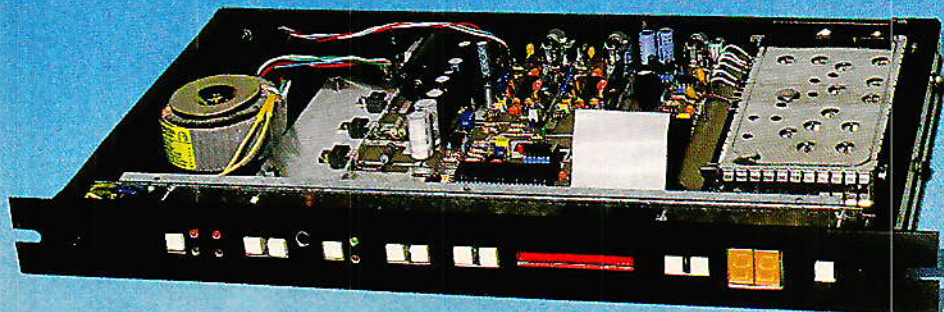
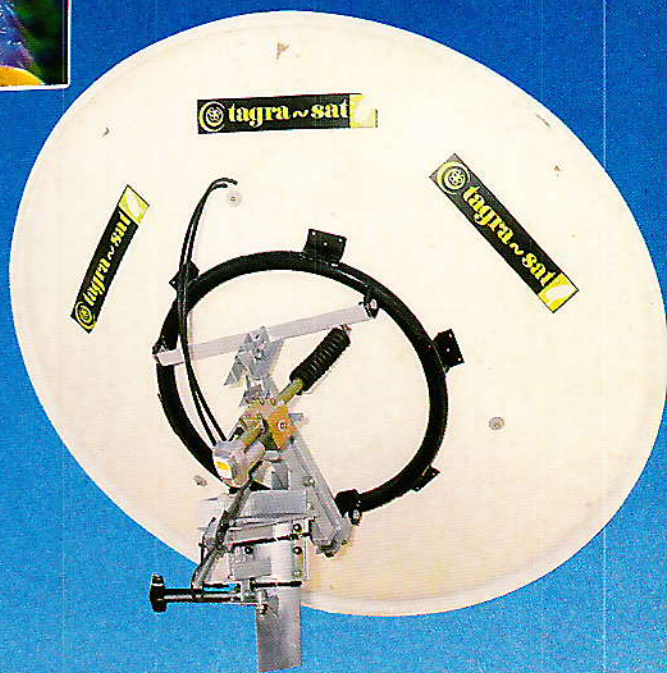
Serrure
électronique
à boucle
d'induction

T 2438 - 490 - 20,00 F



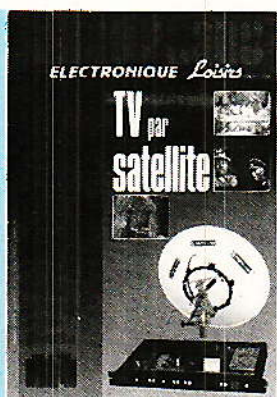
3792438020008 04900

TV par satellite



SOMMAIRE

DIVERS



- | | |
|------------------------|--|
| 33 | <i>Enquête lecteurs</i> |
| 38, 64,65,66,69 | <i>Infos</i> |
| 42 | <i>Le musée de Radio-Plans</i> |
| 63 | <i>Droit de réponse France-Telecom</i> |
| 70 | <i>Courrier, erratum</i> |

INFORMATIQUE

- | | |
|-----------|--|
| 45 | <i>Régalez élégamment vos problèmes d'extensions</i> |
|-----------|--|

REALISATION

- | | |
|-----------|--|
| 19 | <i>Booster 2 x 20 W eff. et son alimentation à découpage</i> |
| 35 | <i>Serrure électronique à boucle d'induction</i> |
| 57 | <i>Capteur anti-oublis pour charge rapide</i> |
| 67 | <i>Générateur de sonnerie téléphonique</i> |
| 71 | <i>Afficheur de codes DTMF</i> |
| 79 | <i>Récepteur TV SAT 39 canaux</i> |

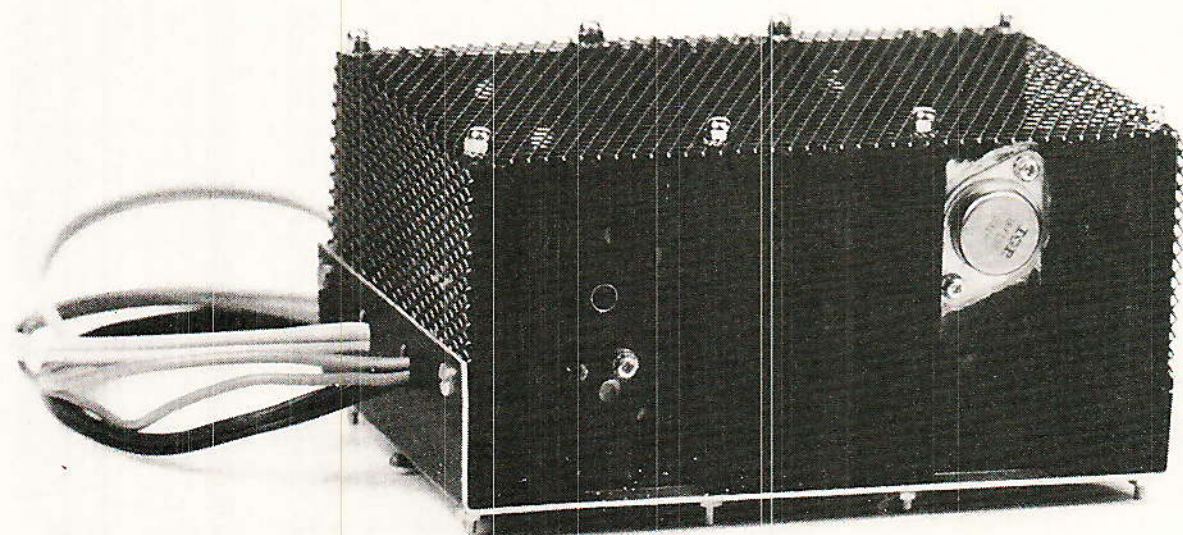
Ont participé à ce numéro :

J. Alary, Ch. Basso,
M. A. de Dieuleveult,
F. de Dieuleveult, M. Gérard,
P. Gueulle, L. Houari,
C. Lefèbvre, E. Lemery,
B. Schnébelen.

Ce numéro comporte un encart broché UNIECO folioté 59,60,61,62

N° 490

Booster 2 x 25 W eff. HIFI/8 Ohms



Nous vous proposons de réaliser un amplificateur de forte puissance pour voiture. Ce dernier se démarque des précédents montages publiés dans la revue, grâce à un niveau de sortie lié à un taux de distorsion faible : 0,01 % pour 25 W eff. à 1 kHz... Nous sommes loin des 12 Watts à 10 % obtenus par deux TDA 20XX câblés en pont... Pour les lecteurs intéressés par le « public adress », il pourra délivrer jusqu'à 40 W eff., en se limitant à une application mono.

Limitation de puissance d'un amplificateur BF :

La figure 1 a représente le schéma d'un étage de sortie classe B, articulé autour d'une paire de transistors complémentaires. La limitation de puissance provient du maximum de potentiel applicable à la charge R_L . Ce maximum est constitué par la valeur de V_{cc} , à laquelle on retranche les deux tensions de déchet V_1 , V_2 . En effet, T_1 et T_2 fonctionnant en rhéostat, il s'ensuit une chute de potentiel dans leur jonction Collecteur-Émetteur, proportionnelle à I_s . Ce phé-

nomène peut s'illustrer par un générateur de Thévenin associé à sa résistance R_{th} qui provoque une chute de tension en sortie lorsqu'un courant la parcourt.

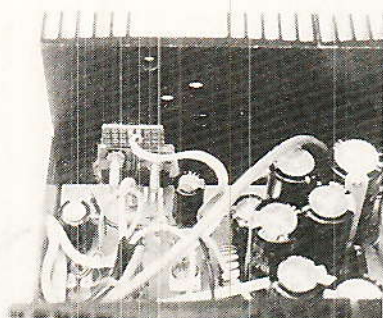
Pour pallier cet inconvénient, divers procédés existent et assurent, avec plus ou moins de bonheur, l'augmentation de la puissance de sortie. Nous allons les passer en revue, citant leurs avantages et inconvénients.

Le montage en pont :

Dans un amplificateur alimenté par une tension asymétrique, on stabilise la sortie à la moitié de la valeur de cette tension ; ceci permet une excursion égale des

amplitudes de crêtes positives et négatives. Cependant, ce principe implique d'intercaler un condensateur entre la sortie de l'amplificateur et la charge, afin d'isoler cette dernière de la composante continue présente au repos. On pourrait également songer à relier l'une des connexions de la charge à un pont diviseur par deux (au lieu de la masse) et ainsi s'affranchir de C_1 , puisque la tension différentielle vaudrait maintenant zéro (figure 1 b).

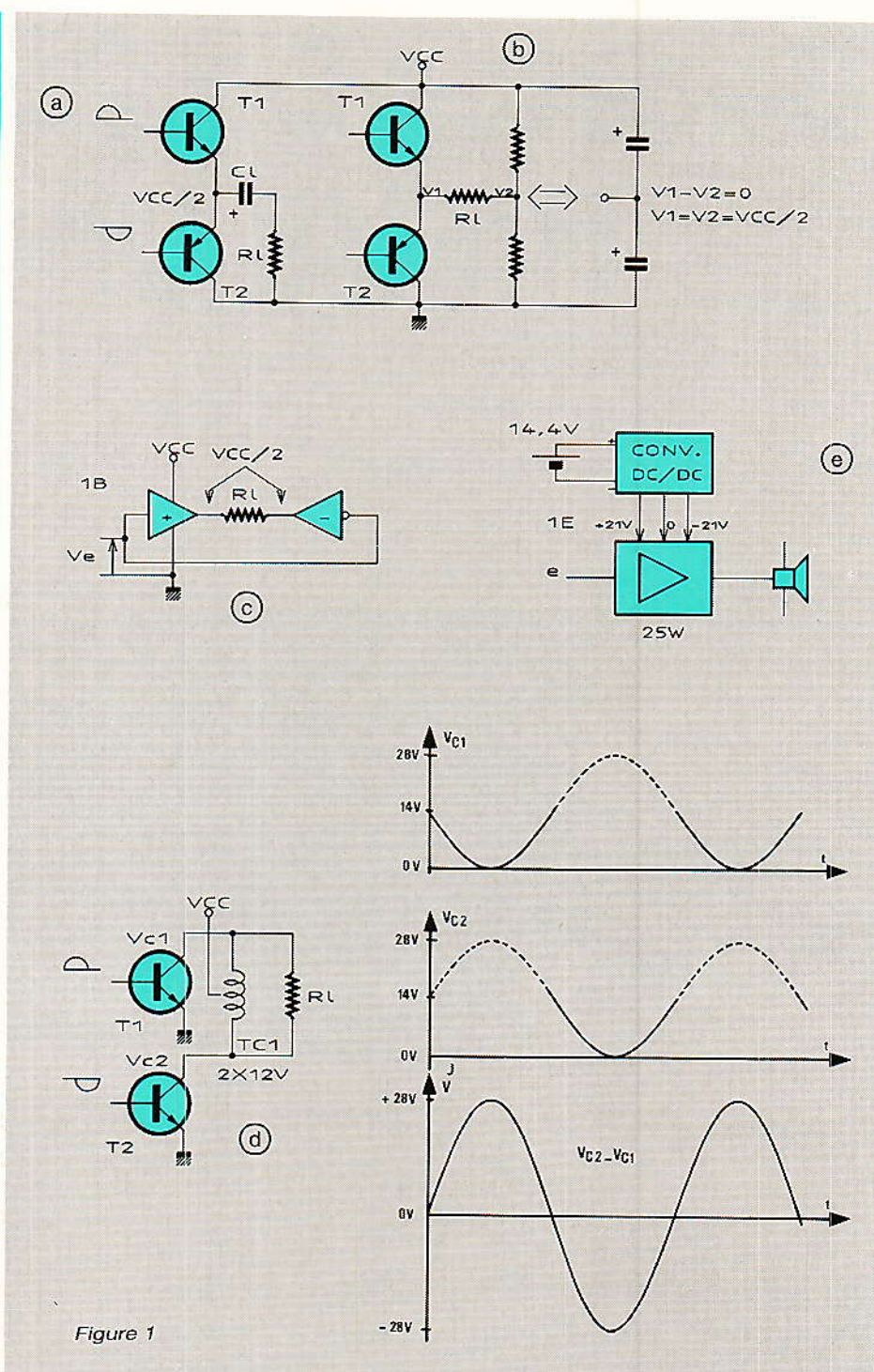
Les pertes engendrées par cette solution augmentent avec la puissance délivrée (résistance interne du pont diviseur). Certains constructeurs proposaient à une époque un pont capacitif, améliorant le comportement de l'amplificateur dans les basses fréquences...



Le montage en pont, encore appelé montage en « H » ou « bridge », consiste en une attaque du haut-parleur par des signaux déphasés de 180 degrés. Ce principe est illustré à la figure 1 c : Lorsque l'une des branches de R_L se trouve sur le haut d'une crête positive l'autre n'est plus reliée à la demi-tension d'alimentation, mais à la portion négative de cette sinusoïde, délivrée sous faible impédance par l'autre amplificateur. On a donc, théoriquement, multiplié par deux l'excursion de tension, soit une puissance de sortie quadruplée.

L'avantage réside dans la conservation d'une alimentation non-symétrique et permet de supprimer le condensateur de sortie.

Malheureusement, le courant de sortie débité par chaque canal a doublé et l'on doit s'assurer que celui-ci supportera un tel accroissement de puissance. Il s'ensuit une modification de la taille du radiateur en conséquen-



ce... De même, l'impédance de sortie des amplificateurs n'étant plus négligeable lors d'appels de courant fort, le quadruplage de la puissance n'est que rarement effectif, les sorties s'écroulant avant.

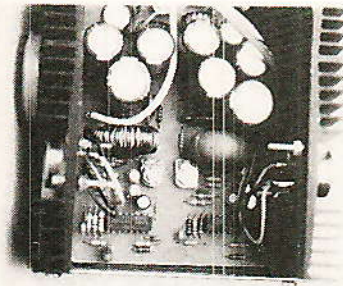
Utilisation d'un transformateur :

La deuxième solution utilise un transformateur 2 x 12 V à point milieu. On le câble selon le schéma de la figure 1 d. Dans

cette configuration, qui ressemble à celle d'un étage push-pull d'anciens amplis à lampes, l'attaque du transfo est faite par des signaux en opposition de phase. Ainsi, la tension aux bornes du haut-parleur n'est plus doublée mais désormais quadruplée. Comment cela se peut-il ? Examinons le schéma : Au repos, le 12 V se retrouve sur les sorties 1 et 2 de T_1 . Pendant la première demi-période, supposons que T_1 conduise. Il circule alors un courant dans l'enroulement connecté

entre le collecteur de T_1 et le plus V_{cc} . Cette variation d'intensité se traduit par l'induction d'un potentiel, de polarité opposée à celui de V_{c1} , dans l'autre enroulement du transfo. Cela signifie, que lorsque V_{c1} évolue de 14 à 0 volts, la tension au bout de l'autre bobinage monte jusqu'à 28 V. Le principe reste le même pour le traitement de l'autre demi-période. Ainsi, la tension appliquée à la charge varie entre + 28 V et - 28 V.

Les applications de ce genre de dispositif se trouvent dans le domaine du « public adress » car

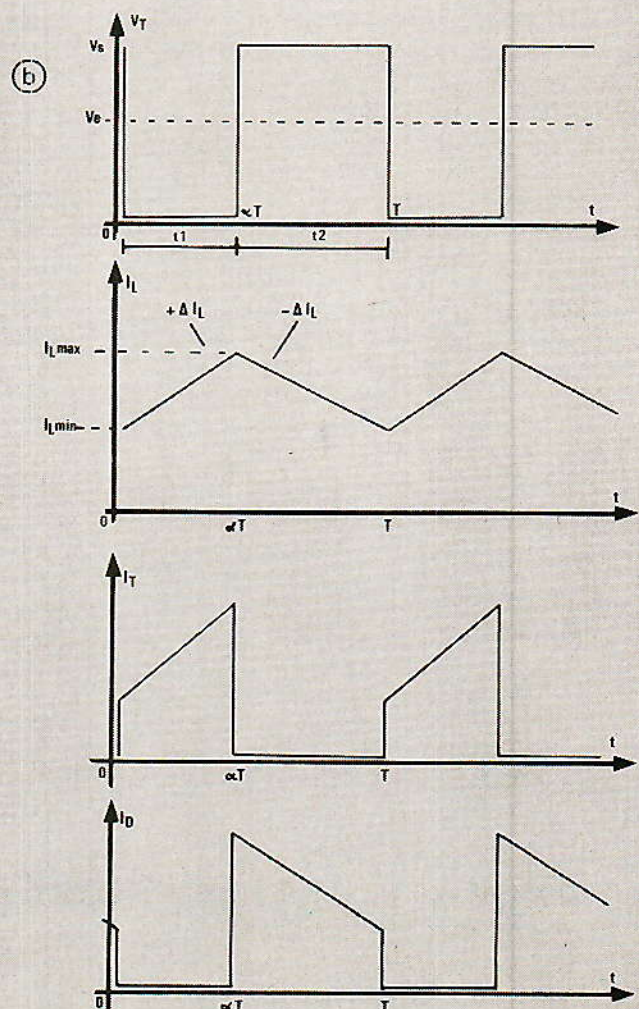
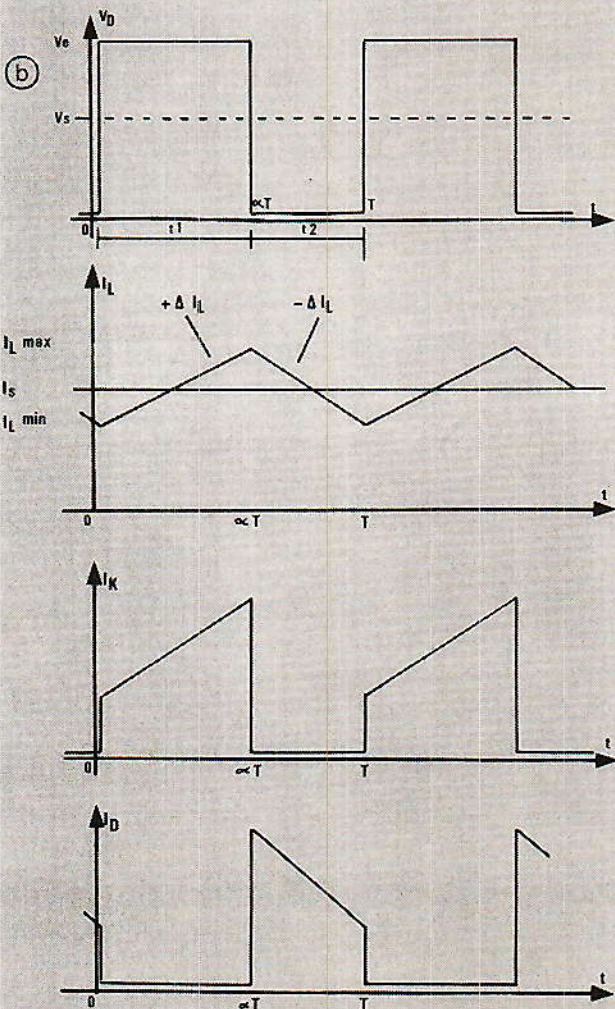
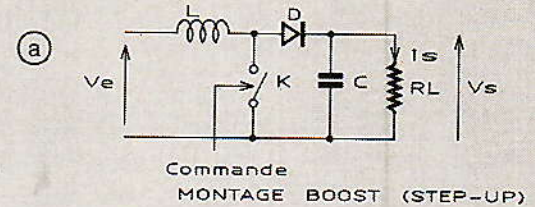
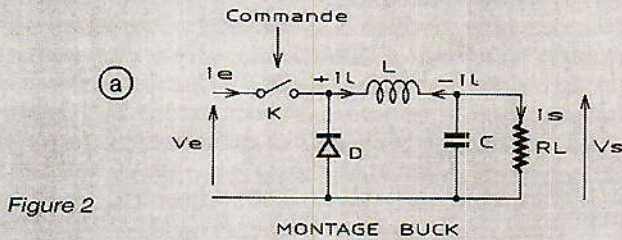


la distorsion est importante. De plus, les transistors de sortie n'apprécient guère de transmettre des signaux carrés, ou à pente raide, sur une self, il faut prendre des précautions lors de l'élabora-

tion d'un tel montage. La bande passante demeure par ailleurs assez faible ce qui est corrélié.

Convertisseur de tension à découpage :

La dernière configuration possible est dessinée à la figure 1 e. Cette fois-ci, on convertit la tension d'alimentation en deux potentiels symétriques de 20 volts. On peut donc oublier les structures évoquées plus haut et alimenter deux classiques amplificateurs Hi-Fi, délivrant chacun 20 watts efficaces. Cette solution



possède néanmoins un revers car il faudra veiller à blinder efficacement le montage final afin d'éviter les perturbations radio-électriques. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point.

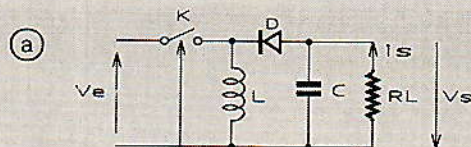
Les figures 2, 3 et 4, représentent les principales configurations des régulateurs de tension n'utilisant pas de transformateur. Pour les lecteurs désireux d'accroître leurs connaissances dans le domaine des alimentations à découpage, une bibliographie sera donnée en fin d'article.

Généralités sur les alimentations à découpage :

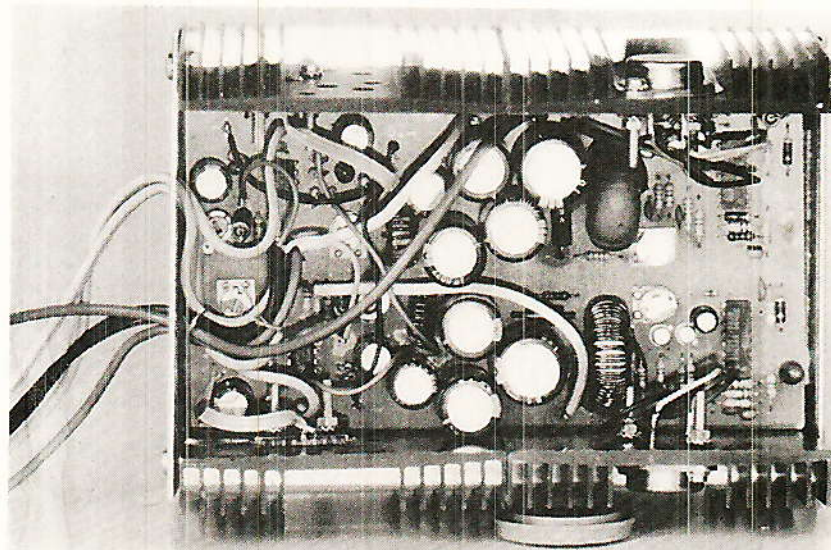
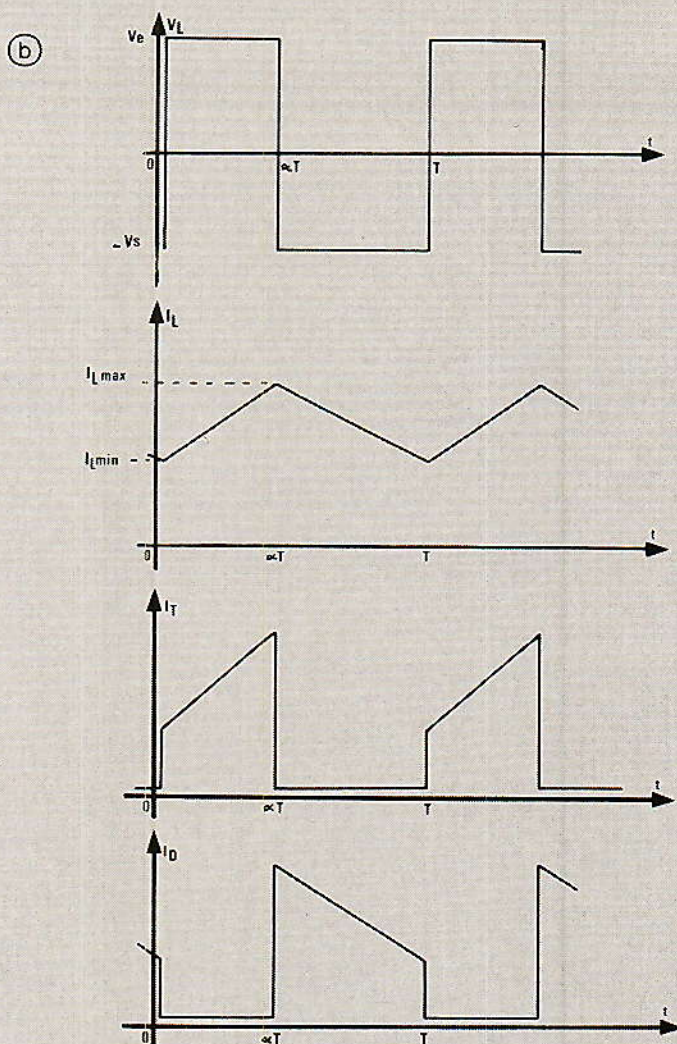
En figure 2 a on a représenté un régulateur abaisseur classique. Celui-ci se nomme convertisseur par inductance à une alternance, car la self ne possède pas de secondaire.

Lorsque l'interrupteur K se ferme, durant la période T, la source primaire fournit de l'énergie à la charge R et à l'inductance L. Conformément à la loi sur l'induction ($-V = \Delta i / \Delta t \times L$), lorsqu'on applique une tension aux bornes d'une inductance, on obtient un courant Δi valant : $-V \Delta t / L$. Ainsi, la tension $U_L = U_e - U_s$, aux bornes de l'inductance implique une intensité s'élevant ou s'amortissant selon la constante de temps $\tau = L/R$ et qui modifie son sens selon t_1 et t_2 . On peut considérer les variations du courant comme linéaires, tant que la condition $\tau \gg T$ est effective.

Figure 4



Commande
MONTAGE BUCK BOOST



L'énergie durant t_1 étant identique à celle durant t_2 , on peut écrire :

$$V_1 \times \Delta i_L \times t_1 = -V_s \times \Delta i_L \times t_2.$$

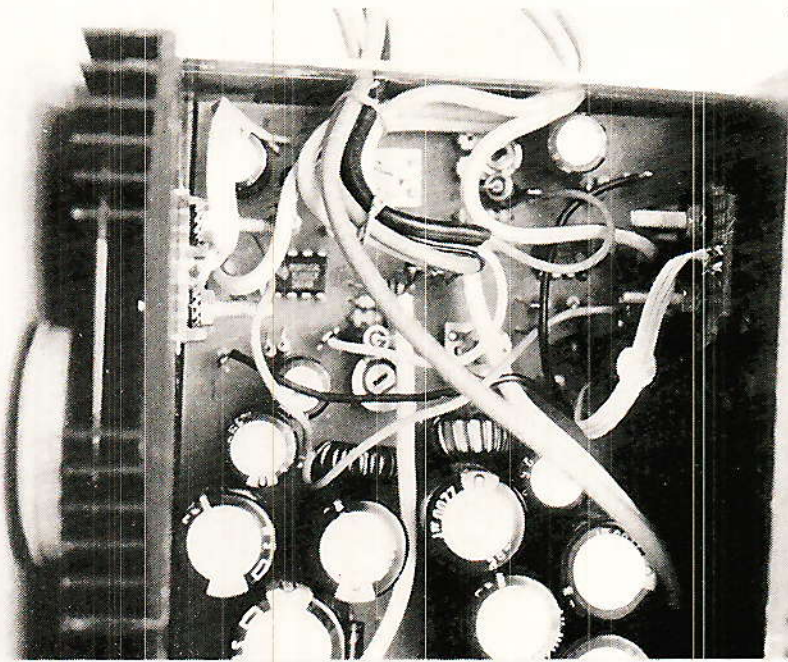
De même, les variations de courant Δi_L sont d'égales grandeurs, tout comme les produits temps-tension $V_1 \times t_1$ et $V_s \times t_2$. Il en résulte que le rapport d'amplitude des tensions vaut :

$$V_1/V_s = t_2/t_1 = (T - t_1)/t_1.$$

Si l'on considère le rapport cyclique $\alpha = t_1/T$, on obtient alors :

$$V_1/V_s = (T - t_1)/t_1 = (1/\alpha) - 1.$$

Pour une transmission de tension, par exemple $V_e = 300 \text{ V}$ et $V_s = 30 \text{ V}$, on calcule V_1 qui vaut



270 volts. Le rapport cyclique exigé devient alors :

$$\alpha = 1/10$$

Lors du blocage de K, la diode de roue libre D assure la continuité du courant et la décharge de L dans R. Les formes d'ondes en conduction continue sont dessinées en **figure 2 b**. En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de L est nulle, imposant ainsi : $V_d \text{ moy} = V_s$.

Vous remarquerez que ce montage abaisse la tension d'entrée et ne convient pas pour l'application envisagée.

Montage élévateur : (boost, step-up)

Ce montage utilise les mêmes composants que dans le type abaisseur, seule la configuration change. Son dessin est proposé en **figure 3 a**.

Lors de la fermeture de K, durant αT , l'énergie prélevée à la source est emmagasinée dans L. La diode se retrouve polarisée en inverse et le courant i_s , délivré à R, provient de C. A l'ouverture de K, soit pendant t_2 , le potentiel Va augmente jusqu'à la valeur qui rend D conductrice. Le courant de sortie provient alors de i_L et D. C en profite pour se recharger. La **figure 3 b** donne la forme de signaux relatifs au montage. Le calcul de V_s en fonction des temps de conduction (αT ou ton), et de blocage (toff), se mène de la façon suivante :

$$\Delta i_L + = (V_e \text{ ton}/L)$$

et

$$\Delta i_L - = ((V_s - V_e) \text{ toff}/L).$$

Comme les deux sont égaux (voir plus haut),

$$V_e \text{ ton} = V_s \text{ toff} - V_e \text{ toff}.$$

Ainsi, on peut tirer en négligeant la tension de déchet de K et de la diode :

$$V_s = V_e (1 + \text{ton}/\text{off}).$$

Nous donnons ci-après les calculs proposés par National-Semiconductor, afin de déterminer les valeurs de C et L.

Calcul de la self :

Les fluctuations d'intensité $+ \Delta i_L$ et $- \Delta i_L$ évoluent autour de la valeur moyenne i_s . Afin de calculer L, on choisit souvent $\Delta i_L = 0.4 i_s$.

Durant ton , on peut écrire que : $L = (V_e \text{ ton} / + \Delta i_L)$. Lorsque V_e est appliquée à L, la variation de courant ($+ \Delta i_L + - \Delta i_L$) vaut : $0.4 \times i_e = 0.4 \times i_s \times (V_s/V_e)$, ainsi, $L = (V_e \text{ ton} / 0.4 i_s (V_s/V_e))$ et sachant que ton s'écrit : $T(V_s - V_e)/V_e$, alors la valeur finale de L se rédige : $L = (2.5 V_e^2 (V_s - V_e) / f \cdot i_s \cdot V_s^2)$. Avec L en Henry et f, la fréquence de commutation, en Hz.

Calcul du condensateur :

Lorsqu'on regarde le schéma de l'élévateur, on peut voir que C fournit l'intensité à la charge durant ton . La variation de tension sur le condensateur de sortie sera $\Delta V_c = \Delta V_s$ ou encore l'ondulation de tension sur le convertisseur. On peut l'exprimer de la

manière suivante : $\Delta V_s = (i_{\text{ston}}/C)$ ou $C = (i_{\text{ston}}/\Delta V_s)$. De la relation $V_s/V_e = (T/\text{toff})$ on tire que $\text{toff} = (V_e T/V_s)$ où

$$T = \text{ton} + \text{toff} = 1/f.$$

$$\text{ton} = T - (V_e/V_s) T$$

$$= T ((V_s - V_e)/V_s) \text{ et donc}$$

$$C = (i_s \cdot T (V_s - V_e) / V_e \cdot \Delta V_s)$$

$$= i_s (V_s - V_e) / f \Delta V_s V_s.$$

Avec C en Farad, f, la fréquence de commutation en Hz et ΔV_s , l'ondulation de sortie crête-crête.

Le convertisseur négatif : (Buck-boost)

Son schéma, ainsi que le diagramme des temps correspondant, est proposé à la **figure 4**.

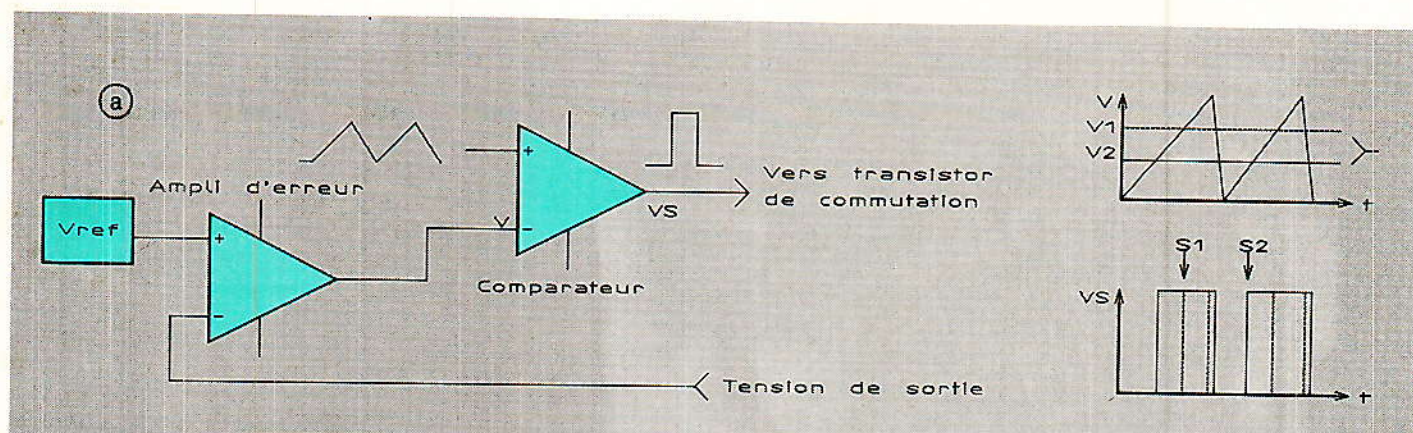
Lors de la fermeture de K, la self est soumise à un potentiel valant $V_e - V_s$. Le courant qui la traverse croît linéairement. A l'ouverture de K, l'intensité dans L conserve le même sens et la chute de tension dans la bobine devient $V_s - V_d$, la chute de tension dans la diode qui devient conductrice. Le courant i_L décroît à nouveau linéairement. Les résultats des calculs menés par NS sont donnés ci-après :

$$C = i_s V_s / V_s f (V_s + V_e) \text{ et}$$

$$L = 2.5 V_e V_s / f (V_s - V_e) i_s.$$

Régulation des alimentations à découpage :

Afin de conserver une tension de sortie constante en fonction du courant débité, il faut modifier le rapport cyclique du signal commandant l'interrupteur K sur nos schémas). Ceci est fait en comparant le potentiel de sortie à une référence de tension ($V_{\text{réf}}$). On obtient de la sorte une valeur dite d'erreur, qui va piloter l'entrée du modulateur cyclique (PWM). Un tel montage est représenté à la **figure 5 a** qui comprend également les états de sortie délivrés par le comparateur pour deux valeurs de la tension d'erreur. Dans un souci de miniaturisation, nous avons fait appel à un circuit intégré pour remplir toutes les fonctions précédentes. De nombreux modèles existent sur le marché, plus ou moins bien distribués et dont les prix varient fortement d'un fabricant à l'autre. De même, tel circuit est plus complet que son concurrent, mais au détriment de certaines performances. Il a fallu faire un choix parmi les composants suivants :



- TDA 4718, fabriqué par Siemens : circuit performant pour toutes les protections qu'il comporte, il n'intègre pas l'amplificateur d'erreur et ne délivre que très peu de courant pour piloter l'interface de puissance. De plus son prix se révèle assez important.

- MC 34060, produit par Motorola : Il fut l'un des premiers que nous avons utilisés ; malheureusement, sa distribution pose des problèmes.

- SG 3524, fabriqué par Silicon General et repris en seconde source par beaucoup de fabricant dont National : C'est le composant adopté pour notre application. Il se trouve partout puisque très couramment utilisé dans l'industrie. Ses performances conviennent largement pour l'alimentation du booster.

Les régulateurs hybrides :

Ces derniers existent en bon nombre de types différents et permettent, en adjoignant quelques composants périphériques, d'obtenir des convertisseurs aux performances excellentes. Citons pour exemple, les régulateurs fabriqués par la société Lambda (LAS 6350 et 6380) dont le schéma d'application se trouve en figure 6 et des régulateurs SGS dont nous avons déjà parlé. Comme d'habitude, inutile d'essayer de se procurer ce genre de composant par les circuits classiques... En conséquence, nous les avons malheureusement laissés de côté.

Le SG 3524 :

Son bloc-diagramme se trouve figure 5 b. On retrouve l'amplificateur d'erreur ainsi qu'un détecteur de surcharge, de sensibilité

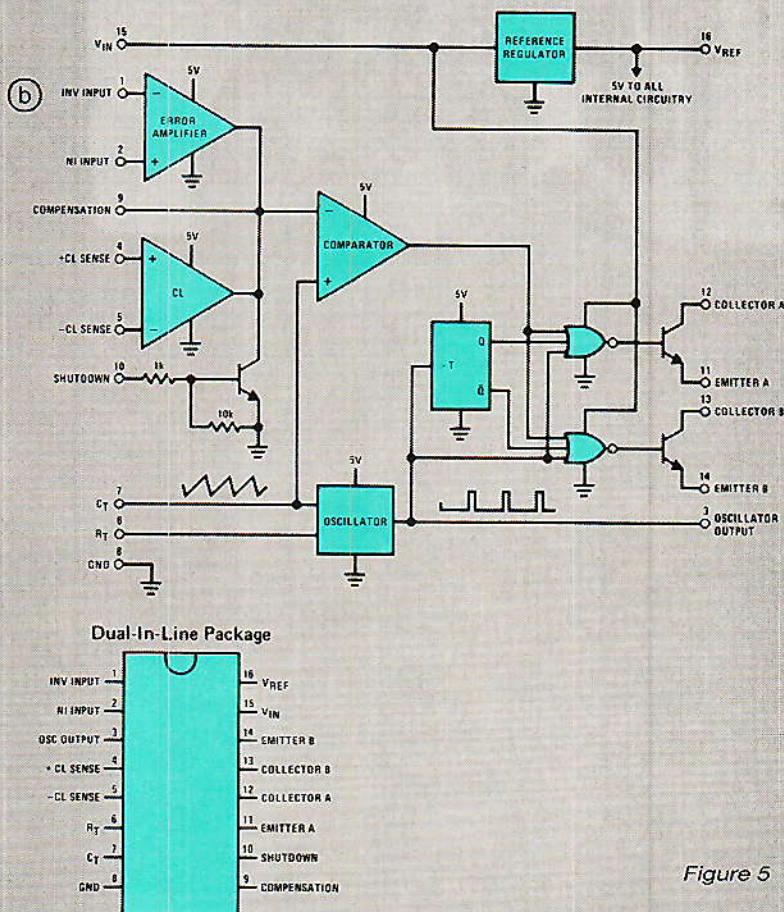


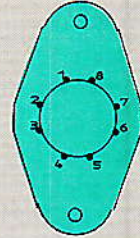
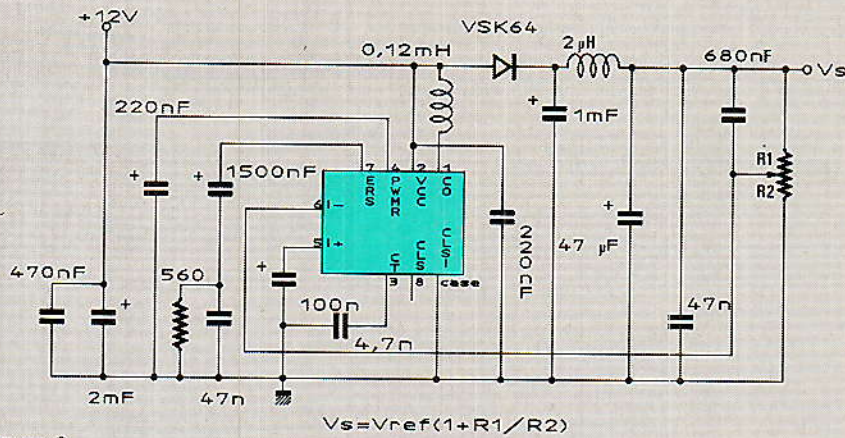
Figure 5

200 mV : Lorsqu'on applique cette valeur de potentiel entre + CL et - CL, on inhibe le comparateur qui ne délivre qu'un créneau de rapport cyclique égal à 25 %. Ces 200 mV peuvent provenir d'un shunt inséré dans l'une des connexions de l'interrupteur de puissance. Nous n'avons pas prévu cette protection car il aurait fallu adjoindre à l'ensemble une logique bloquant les deux alimentations de concert dans le cas d'une surintensité. En effet, dans le cas où l'une des deux alim. viendrait à rendre l'âme, du courant continu de forte valeur traverserait les haut-parleurs, les

détruisant. On prévoira plutôt un fusible en série avec les transducteurs.

L'étage de sortie du 3524 est constitué de transistors dont l'attaque des bases est faite par des créneaux complémentaires. Nous relierons les collecteurs ensemble, afin d'augmenter le courant de sortie.

Le gain de l'amplificateur d'erreur qui est un ampli de transconductance peut se modifier en appliquant une charge complexe de sa sortie à la masse. Nous avons préféré la classique solution de la contre-réaction sur l'entrée (-). La valeur du gain a été



LAS6330

VU DE DESSUS

Figure 6

choisie afin de garantir la stabilité du montage lors de forts appels de courant.

Le schéma complet :

Celui-ci est proposé en figure 7. On retrouve le 3524 associé à quelques composants destinés à piloter le transistor Hexfet. Il ne subsiste que peu de diffé-

rences entre le convertisseur positif et le négatif. Elles sont essentiellement dues au canal du transistor de puissance.

Le pilotage de T_3 doit s'effectuer sous faible impédance. En effet, la grille d'un transistor à effet de champ s'assimile à une capacité dont la valeur varie d'un type de canal à l'autre. En général, celle-ci vaut aux environs de 600 pF. Si l'on travaille à de faibles fréquences, il n'est pas

nécessaire de réaliser un driver à faible impédance de sortie. En revanche, pour des valeurs de période de commutation plus faibles, il s'agit de courants importants à délivrer comme nous l'expliquons ci-dessous : Un fet répond instantanément à un changement de potentiel de grille et débute sa conduction lorsque sa tension de seuil est atteinte (threshold voltage valant de 2 à 3 volts). La conduction est totale

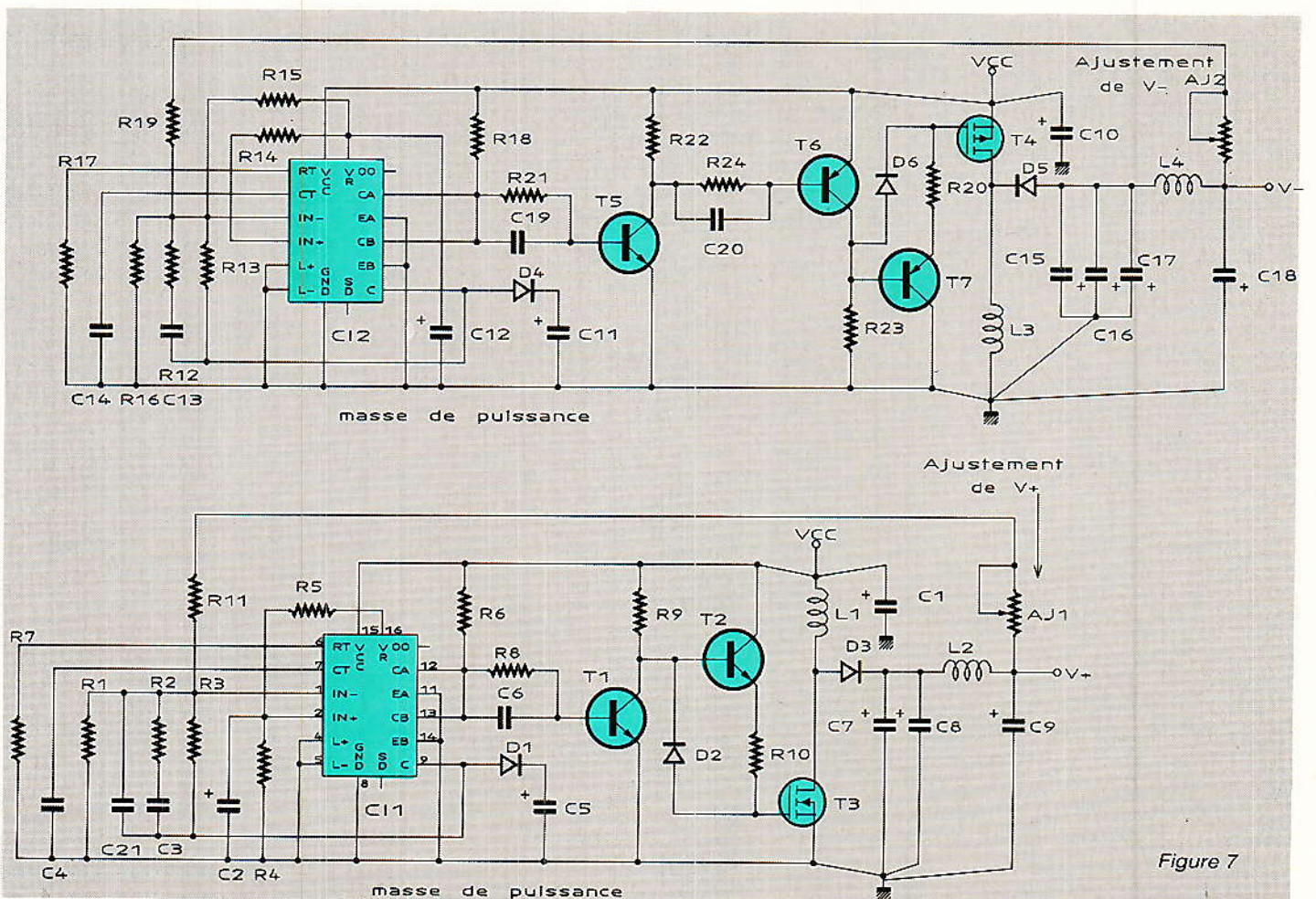


Figure 7

pour un Vgs de 7 à 8 volts. En fait, la tension de grille montre une variation de forme à un point situé juste sous la tension de seuil et dont la durée varie en fonction du courant délivré par le driver. Ce courant disponible conditionne les temps de montée et de descente du courant de drain. Pour estimer les valeurs de l'intensité requise au pilotage rapide du FET, deux petits calculs peuvent rapidement être menés, comme illustré en **figure 8**. $I_m = C_{dg} dv/dt$ et $I_q = C_{gs} dv/dt$:

avec Im, le courant requis pour charger la capacité de Miller (disposée entre Drain et Grille) à la vitesse désirée. Ig est le courant de charge de la capacité Grille-Source, débité dans la région linéaire (2 à 8 volts). Ainsi, lorsqu'un temps de commutation de 30 ns est requis pour un balayage de tension de 300 volts, avec $C_{dg} = 100 \text{ pF}$ et $C_{gs} = 500 \text{ pF}$, on trouve les valeurs de courant suivantes :

$$I_m = 100 \text{ pF} \times 300 \text{ V} / 30 \text{ ns} = 1 \text{ A}$$

$I_g = 500 \text{ pF} \times 6 \text{ V}/30 \text{ ns} = 0,1 \text{ A}$. Cet exemple concrétise bien la liaison entre l'impédance de sortie du driver et la vitesse de commutation du transistor de puissance. Notre driver s'articule autour de T_1 et T_2 . R_{10} pilote la grille en évitant toute suroscillation parasite et D_2 permet de décharger C_{gs} via la jonction de T_1 . Le réseau $R_{11} + A_{j1}$ associé à R_1 permet d'ajuster le potentiel de sortie à la valeur désirée. Cette valeur est régie par la relation :

$V_s = ((R_{11} + A_{j1} + R_1) \times 2,5/R_1)$
pour le convertisseur positif et
pour son homologue négatif,
 $V_s = - ((R_{19} + A_{j2}) - R_{14} \times 2,5/R_{14})$. Les 2,5 volts correspondant
à $V_{ref}/2$.

Les réseaux D₁, C₅ ou D₄, C₁₁ permettent un « soft-start » ; c'est-à-dire que l'on démarre l'alimentation (à la mise sous tension) avec un rapport cyclique minimal et qui croît dans le temps. On évite, de la sorte, un fort appel de courant dans l'HEXFET dû à la décharge des capacités de filtrage surdimensionnées afin de réduire au minimum l'ondulation résiduelle en sortie des alimentations. C₁ et C₁₀ sont indispensables pour assurer un

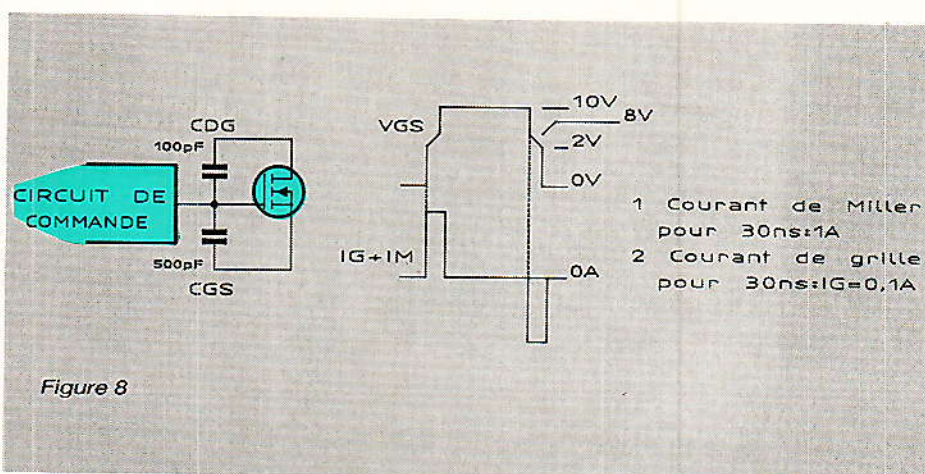


Figure 8

découplage correct des lignes amenant la tension batterie. Le réseau LC (L_2 , C_9 et L_4, C_{18}) diminue sensiblement les pics de commutation de T_3 et T_4 .

On remarque la présence d'un relais dont le rôle est d'interrompre le potentiel d'alimentation du booster. En effet, il est hors de question de tirer des fils, à partir de la batterie, d'une longueur supérieur à vingt centimètres car les pointes de courant dépassent la dizaine d'ampères (à pleine puissance). On câblera donc un relais (conformément à la **figure 9**) dont la bobine sera pilotée via un interrupteur placé sur le tableau de bord du véhicule. Lorsque le relais n'est pas sollicité, les haut-parleurs sont reliés à la sortie du poste radio ; à l'allumage du booster, les connexions des transducteurs sont aiguillés vers les amplificateurs de puissance.

Le choix des composants :

Les selfs : plusieurs solutions existent pour réaliser ces bobines. On peut acheter des tores « micrometals » (références données en nomenclature) et bobiner du fil de cuivre de forte section (en spires jointives) comme indiqué ci-après : Pour le tore 794-40, l'inductance spécifique vaut 473. On bobinera pour une self de 150 μH , 32 tours. Pour le modèle T50-2, on enroulera 20 tours afin d'obtenir 10 μH . Selon le type de matériau utilisé, il faut veiller à ce que les selfs ne soit pas saturées lorsqu'elles sont traversées par de forts courants. Il existe à cet effet un petit montage, tel celui proposé à la **figure 10**, qui permet de mettre en évidence ce phénomène : on attaque la self par des crêteaux dont on ajuste le rapport cyclique, jusqu'à visualiser sur l'écran de l'oscilloscope.

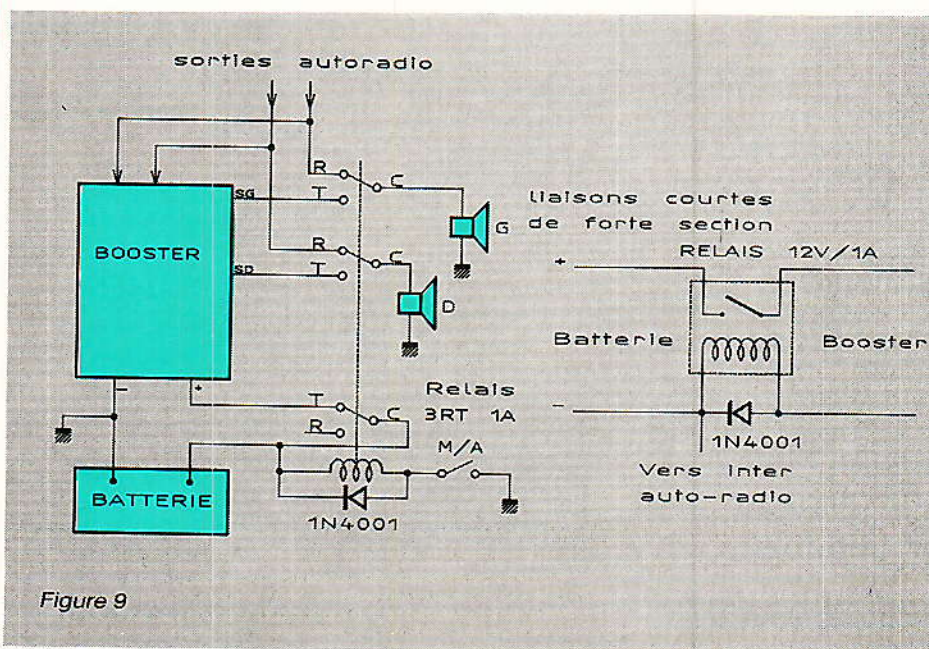
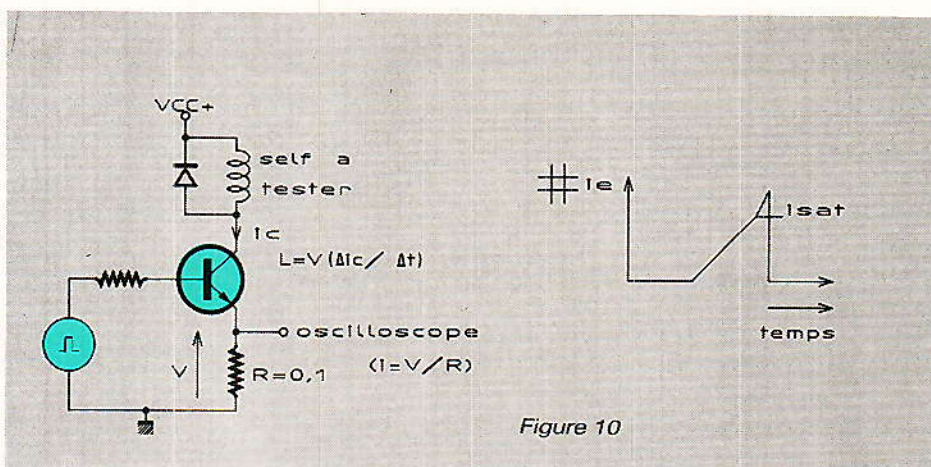


Figure 9



l'entrée en saturation du matériau. Il faut environ compter cinq ampères pour notre application.

La deuxième solution consiste à se procurer des selfs chez un fabricant. Par exemple, Lambda (dont l'adresse figure en fin d'article) propose des selfs TDK à un prix raisonnable. Leur référence est SEL 6320.

Les diodes : nous avons utilisé des diodes Motorola référencées MR 850. Ces types tiennent 3A en direct. Il faut impérativement des diodes schottky, garantes d'une haute vitesse de commutation. On pourra quand même **faire des essais** à l'aide de composants (courant direct >3A) genre BY255, plus facile à se procurer que les précédents.

Les transistors MOS : Ce sont eux qui vont malheureusement gréver notre budget. Pour le canal N de l'alimentation, on pourra utiliser des IRF 121 (en

boîtier T03, largement graissé). Concernant le canal P de la source négative, l'idéal sera d'utiliser un boîtier T03, genre IRF 9131 ou 9132. Bien sûr, un modèle TO220 IRF 9530 conviendra également, mais pas question de faire débiter le booster à fond pendant longtemps. Pour l'amplificateur de puissance, Siliconix préconise la paire IRF 520 et 9520. On pourra utiliser d'autres types à condition qu'ils supportent un ID de 6 A et un VDS de 40 volts (IRF 530 et 9530).

Les condensateurs de filtrage : ce sont des modèles radiaux exclusivement car les autres ne pourraient tenir dans le coffret. Pourquoi connecter autant de valeurs en parallèle et non pas une capacité de valeur adéquate. Tout simplement dans un but de réduction de l'impédance de filtrage : La valeur calculée est subdivisée en autant de condensa-

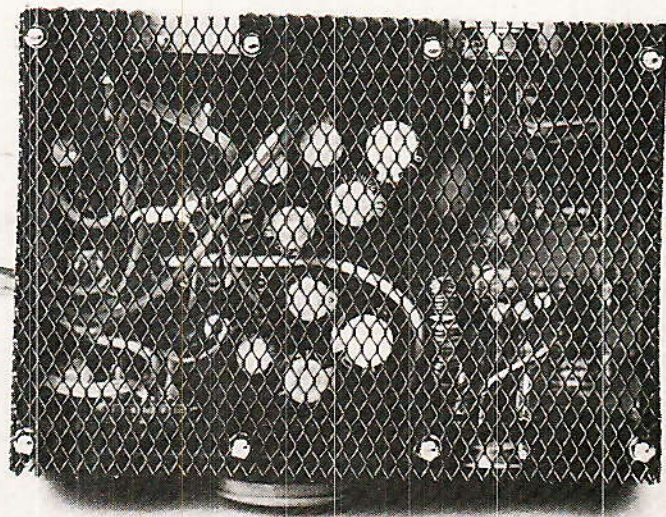
teurs que l'on peut implanter. On obtient donc une mise en parallèle de résistances, conduisant à une valeur globale faible.

L'amplificateur de puissance :

Toujours dans un souci de petites dimensions, c'est une note d'application Siliconix (AN83-5) sur laquelle s'est porté notre choix. La **figure 11** illustre le principe adopté. Il s'agit d'un amplificateur opérationnel TL080 auquel on a adjoint deux MOSFET complémentaires montés en Drain suiveur. Nous épargnerons aux lecteurs les calculs menés par les « Staff Engineers » de Siliconix qui aboutissent à la valeur du gain : $A_v = (R_8 + R_9)/R_9$. Les résistances R_4 , R_5 constituent les résistances de charge des transistors intégrés dans l'AOP et « drive » les Hexfet via des résistances d'une centaine d'ohms, afin d'éviter toute oscillation parasite. Il est évident que la bande passante se trouve limitée dans les hautes fréquences puisque les MOSFET ne sont pas pilotés sous faible impédance. Le schéma complet est donné **figure 12**. A_{j1} permet de doser l'amplitude délivrée par l'auto-radio et appliquée au booster. On le positionnera de telle sorte que le montage ne débute son écrêtage que pour une position quasi maximale du potentiomètre de volume de l'auto-radio. A_{j2} règle le courant de repos dans l'étage de sortie aux alentours d'une cinquantaine de milliampères (voir chapitre « mise sous tension »).

Remarque importante :

Il faut clarifier les choses quant à l'utilisation qui sera faite de ce booster. Ce montage s'adresse aux lecteurs désireux de sonoriser leur habitacle automobile, mais il hors de question de l'utiliser pour d'autres applications nécessitant une génération de puissance maximale durant longtemps. **Les valeurs de composants ne sont pas calculées dans cette optique et l'amplificateur rendrait l'âme après emballement thermique.** Cependant, avec le coffret dissipateur choisi, vous avez largement de quoi vous « carboniser le pois chiche à tous les étages » !! Dernière



remarque, **ne pas utiliser de haut-parleur d'impédance 4 ohms** sous peine de détruire les alimentations par surintensité. Ne pas dépasser 3,5 A crête par voie.

Le contrôle en température de l'amplificateur est confié à une paire de transistors T_1 , T_2 . Ils sont montés en source de courant qui polarise T_3 au repos afin d'éviter toute distorsion de croisement et fonctionner en classe AB. On fait circuler un courant de 50 mA dans l'étage de sortie. T_2 sera fixé sur le radiateur de telle sorte qu'un transfert thermique soit réalisé sur son boîtier. On verra dans le chapitre réalisation pratique comment le fixer.

Les caractéristiques principales du module amplificateur sont données ci-dessous pour une température ambiante de 25 °C, une tension d'alimentation de + ou - 20 volts, un courant de polarisation de 20 mA et une charge de 8 ohms :

Temps de montée = 1 μ s.

Slew Rate = 35 V/ μ s.

Bruit (largeur de bande 10 kHz) = - 90 dB à 100 mW dans 8 Ω

Distorsion = 0.0162 % à 1 kHz, 20 W

Offset de sortie = 60 mV

On pourrait très bien utiliser ces deux modules pour construire une mini-chaîne Hi-Fi. Dans ce cas, on veillera à refroidir de manière plus conséquente T_3 et T_4 . Sous 4 ohms, et avec une autre alimentation ou bien celle du booster alimentant un seul module en plus et moins 20 volts, on peut délivrer une puissance de 40 Watts. Attention, car cela chauffe...

Réalisation pratique :

Le tracé et l'implantation du circuit imprimé sont proposés aux figures 13 et 14. Il est **fondamental** pour le bon fonctionnement de l'alimentation de veiller au câblage en étoile des masses et point d'entrée du + 12 volts. Ceci est dit au cas où vous désiriez modifier l'implantation. Le câblage général, ainsi que le perçage du coffret, se trouve en figure 15. Le relais sera fixé par vis (ou par colle ultra-forte) à l'intérieur ou l'extérieur du booster. On utilisera essentiellement du câble de forte section pour les liaisons. Les jonctions inter

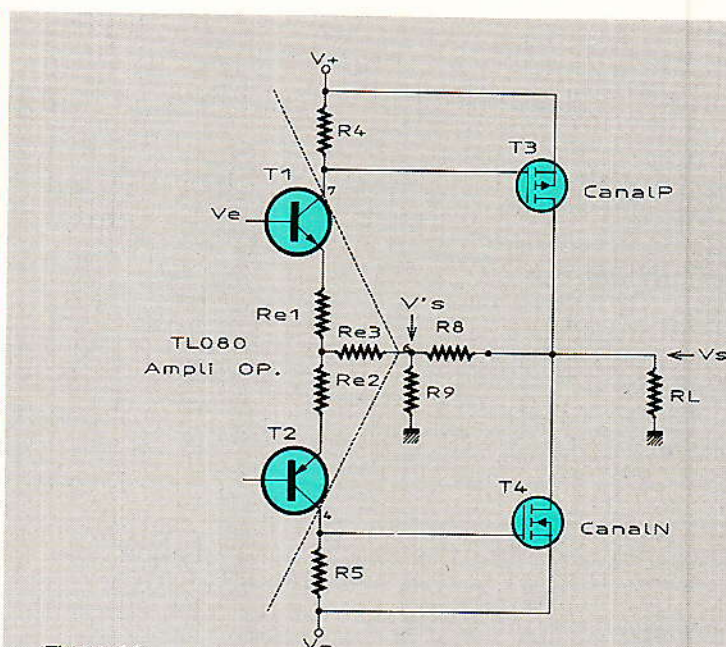


Figure 11

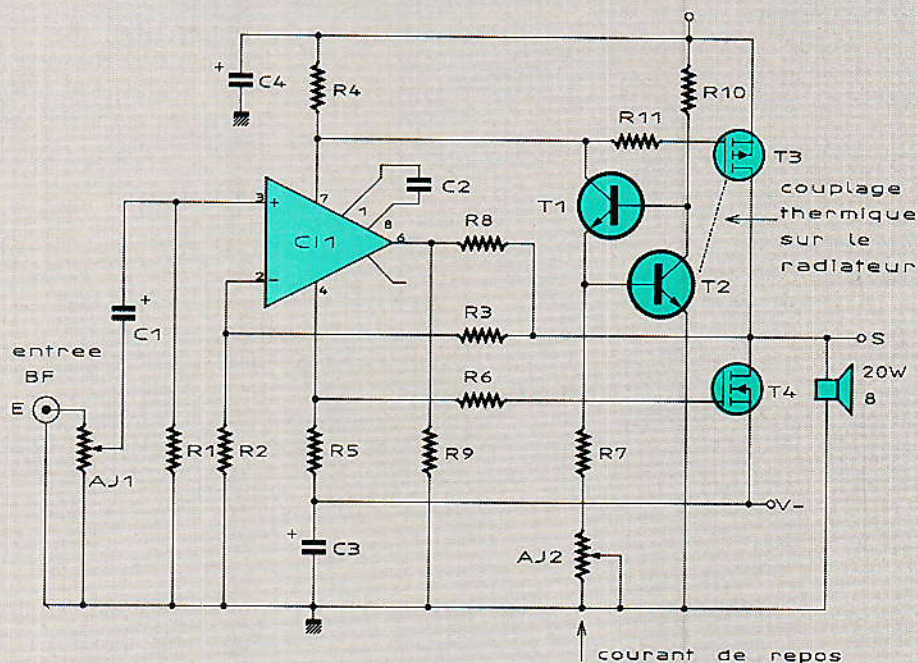


Figure 12

câbles pourront s'effectuer via une barette de dominos gros calibre, vissée sur le coffret. Comme tout matériel embarqué dans une voiture, notre booster se trouvera soumis à de fortes vibrations : Attention à la qualité des soudures (sur lesquelles on vaporisera du vernis pour circuit imprimé).

Pour le capteur de température, on percera un trou du diamètre correspondant au boîtier du

transistor retenu. On enduira généreusement le plastique du composant avec de la graisse silicone afin de parfaire l'échange thermique. On soude ensuite le transistor sur un petit morceau de vero-board que l'on fixe (à l'araldite ou grâce à des vis) sur le coffret. Trois fils le relient au module amplificateur. On s'inspirera des photos pour la réalisation de cette étape.

Figure 13

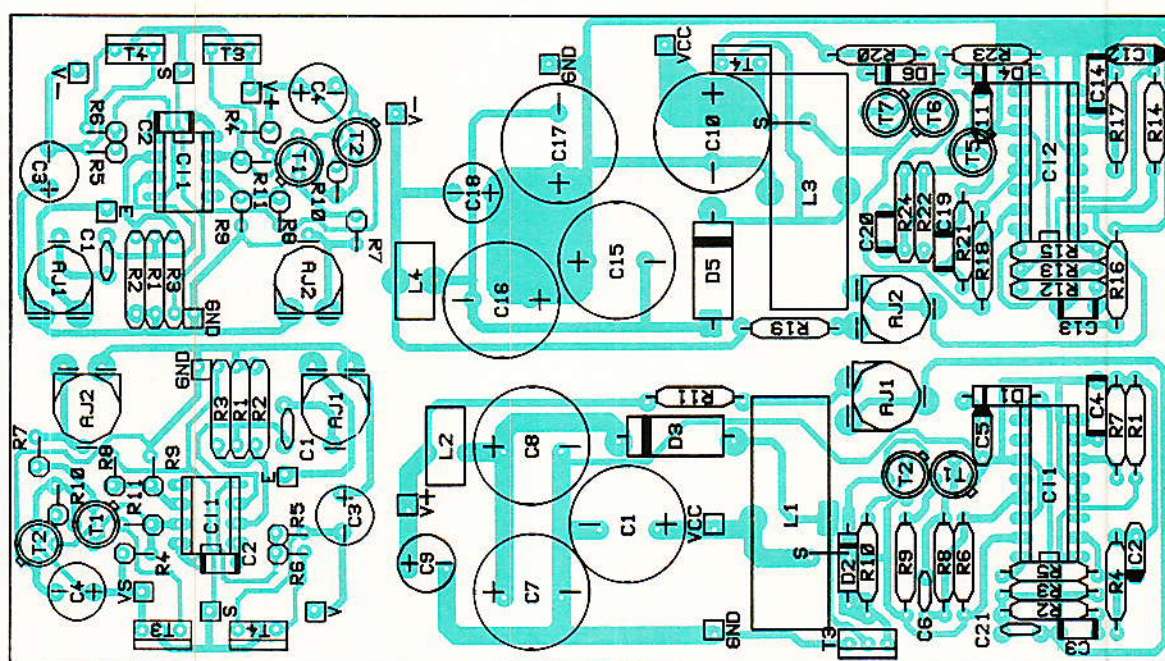
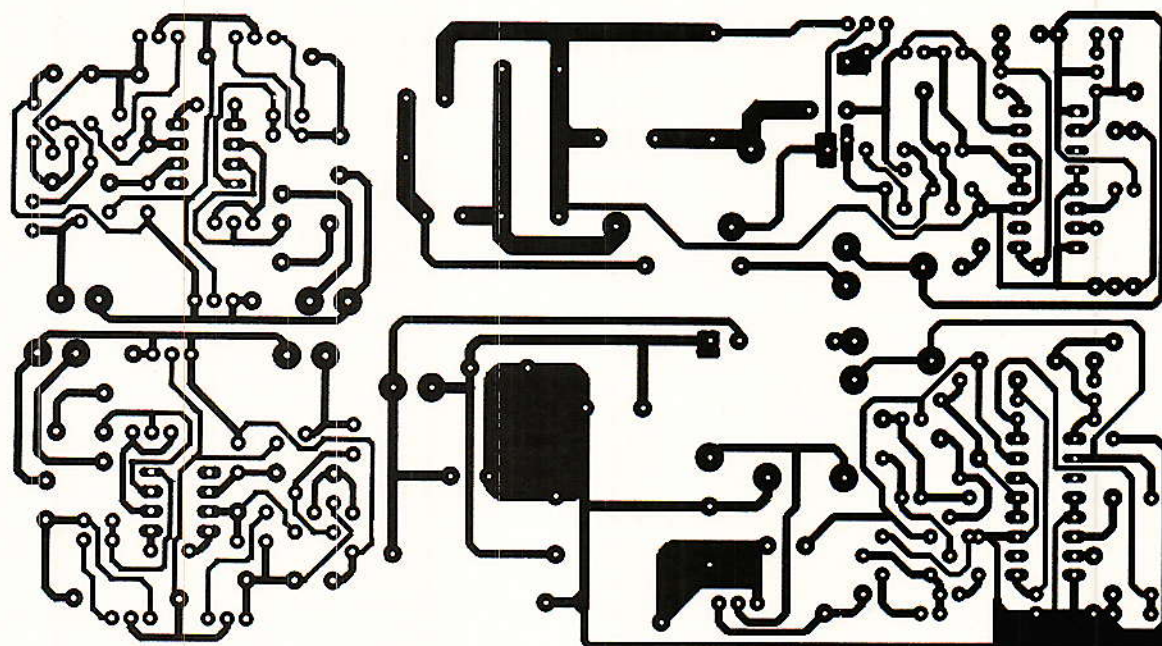


Figure 14

Il est impératif de monter **tous** les transistors sur mica avec de la graisse et particulièrement les TO3 des alimentations. Concernant ces derniers, dont le brochage figure sur le schéma de principe, on soudera la jonction D2 (D6)/résistance R₁₀ (R₂₀) au ras de la grille de l'Hexfet et l'on strappera leur emplacement sur le circuit imprimé. Ceci n'étant pas nécessaire lors de l'emploi de TO220.

Les haut-parleurs :

Afin de charger l'amplificateur sous 8 ohms, il faudra combiner soit deux modèles 4 ohms en série, ou bien, comme l'auteur l'a réalisé, un boomer en série avec un large bande, plus un tweeter 8 ohms en parallèle. Une bonne solution consiste à intégrer les tweeters en satellite sur le tableau de bord, avec le large bande à côté dans la portière, et placer les boomers derrière. Un filtre passif est à prévoir, conformément à la **figure 15** qui donne les formules nécessaires au calcul des valeurs de C et L.

Mise sous tension :

Les modules amplificateurs restant déconnectés pour le moment des + et - 20 V, on commencera par tester les alimentations après les avoir chargées par des résistances de 470 ohms/1 Watt. Voici comment procéder pour limiter la casse en cas de faute de câblage.

- Déconnecter les Hexfet's T₃ et T₄.
- Alimenter les cartes alimentations l'une après l'autre avec une source 12 volts, si possible limitée en courant.
- Visualiser la dent de scie de l'oscillateur en broche 7 d'IC1 et IC2.
- Contrôler la présence d'impulsions positives en sortie d'IC2 (broches 12, 13) puis négatives en sortie d'IC1. Vérifier que la largeur des impulsions se modifie lorsqu'on applique, respectivement, une vingtaine de volts à la sortie + V_s et une tension négative d'environ moins vingt volts en - V_s. C'est l'illustration du bon fonctionnement de la boucle d'asservissement.
- On effectuera un contrôle similaire en sortie du driver attaquant la grille de T₃ et T₄.

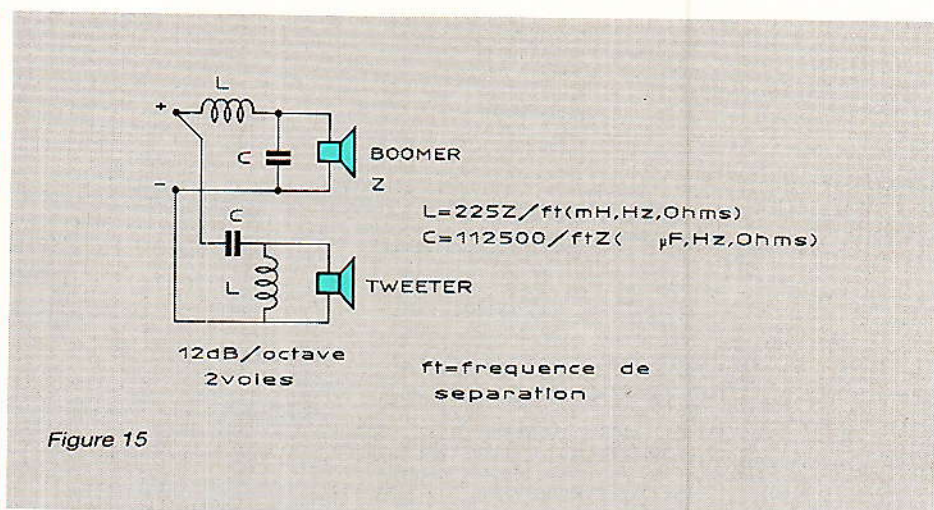


Figure 15

- Si toutes ces manipulations donnent des résultats conformes au texte, on soudera alors les Hexfet's. Après mise sous tension, on ajustera les potentiels de sortie à + et - 21 volts.

- Connecter les modules amplificateurs, **après avoir tourné Aj₂ à fond vers la droite** (courant minimum) et débranché les résistances de 470 ohms. Insérer un ampèremètre dans la ligne de source de T₃ et ajuster, grâce à Aj₂, le courant de repos à environ 50 mA. Si cette valeur ne peut être atteinte, on modifiera les résistances R₇ et Aj₂. On peut, en fait, si l'on néglige le courant d'alimentation de IC1, effectuer un réglage quasi similaire au précédent en insérant l'ampèremètre dans la ligne positive alimentant l'ensemble du module. Il est **fondamental** d'utiliser les deux mêmes transistors pour T₁ et T₂. Sinon, l'étage oscillera et, provoquant un fort appel de courant à la mise sous tension, détruira l'alimentation du booster. Donc prudence avant le câblage final... Nous conseillons fortement de tester et régler chaque module à l'aide d'une alimentation double contrôlée en courant et de visualiser sa sortie à l'oscilloscope. Au cas où le module continuerait à osciller malgré tous vos efforts, on câblera une petite capacité de 470 pF, ou plus, en parallèle sur R₁₀.

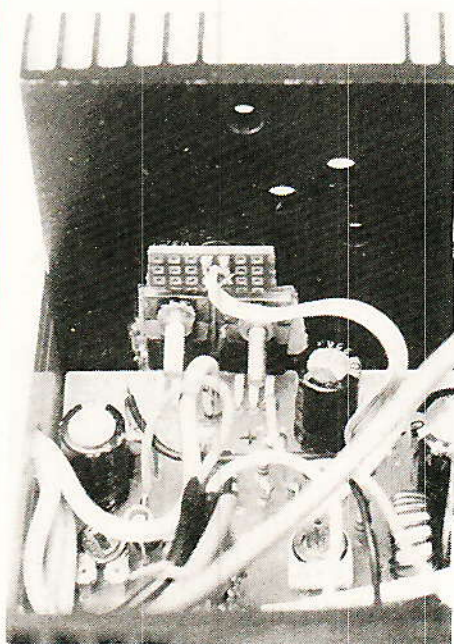
Remarques en vrac :

- Aj₁ doit être positionnée de telle sorte que pour un réglage de volume maximal de l'autoradio, les sorties audio du booster commencent à peine à écrêter sur de fortes pointes de modula-

tion. **Ceci est fondamental**, pour éviter toute surcharge accidentelle de l'alimentation négative dont le transistor de commutation se trouve sollicité en courant deux fois plus que son homologue en canal N.

- Nous conseillons **fortement** d'insérer un fusible rapide d'environ 8 ampères dans la ligne d'alimentation positive du booster afin de prévenir un quelconque emballement.

- La publication de cet article a pour but de démontrer la possibilité de réaliser un amplificateur de puissance à partir d'une source 12 volts. En ce sens, **il relève plus d'une expérimentation** que d'une réalisation définitive. En effet, la conception d'alimentations à découpage de puissance supérieure et protégées contre tout emballement, nous



aurait conduit à proposer un petit monstre dont le prix et la difficulté de mise au point seraient totalement injustifiés compte tenu du but recherché. C'est la raison pour laquelle nous demandons aux lecteurs de ne pas trop demander à ce petit montage (le « pousser à fond » pendant longtemps, par exemple)... et de respecter, en température, les composants utilisés.

— Il est impératif de coller ou fixer sur la carte toute pièce étant susceptible de bouger avec les vibrations de la voiture (self par exemple).

Conclusion :

C'est avec ce chapitre que s'achève la description de notre booster 2 x 25 W. Nous ne prétendons pas concurrencer les diverses marques de Hi-Fi pour voiture qui proposent des amplifi-

cateurs dont le prix va de pair avec la puissance et... le taux de distorsion (qui est loin d'être satisfaisant à la puissance annoncée). Si certains d'entre vous sont intéressés par la publication d'un dispositif de sonorisation de puissance supérieure et auquel on aura adjoint un circuit de protection (court-circuit, emballement thermique) faites le nous savoir.

L'auteur tient à remercier les sociétés Lambda, International-Rectifier, National-Semiconductor ainsi que les établissements Feutrier de Toulouse et Eprom, de Marseille.

Nous espérons que ce montage aura suscité de l'intérêt parmi les lecteurs désireux de sonoriser efficacement leur habitacle. Cependant, faites attention à vos oreilles et celles de ceux qui n'aiment pas forcément Motorhead...

propulsé à quelques centimètres de leurs tempes ! !

Christophe BASSO

Bibliographie :

- Amplificateur à transformateur, STENTOR, Elektor Mai 79.
- Les alimentations à découpage, Radio-Plans, juillet 83.
- Linear/Switchmode Voltage Regulator Manual, Motorola.
- Voltage Regulator Handbook, Texas Instruments.
- Linear Databook, National-Semiconductor.
- Hexfet Power Databook, International Rectifier.
- Power Mosfet Application Manual, Siliconix.
- Lambda Semiconductors Application Handbook.
- *Lambda Electronique SA
Route de Grivery
91940 GOMETZ LE CHATEL.

Nomenclature de l'alimentation à découpage

Résistances

R₁ : 4,7 kΩ
R₂ : 33 kΩ
R₃ : 100 kΩ
R₄ : 4,7 kΩ
R₅ : 4,7 kΩ
R₆ : 470 Ω
R₇ : 2,2 kΩ
R₈ : 3,3 kΩ
R₉ : 470 Ω
R₁₀ : 10 Ω
R₁₁ : 15 kΩ
R₁₂ : 33 kΩ
R₁₃ : 100 kΩ
R₁₄ : 4,7 kΩ
R₁₅ : 4,7 kΩ
R₁₆ : 4,7 kΩ
R₁₇ : 2,2 kΩ
R₁₈ : 470 Ω
R₁₉ : 15 kΩ
R₂₀ : 10 Ω
R₂₁ : 3,3 kΩ
R₂₂ : 470 Ω
R₂₃ : 470 Ω
R₂₄ : 3,3 kΩ

R₁, A_{j2} = Ajustable 47 kΩ, petit modèle couché

Condensateurs

C₁ : 4700 µF/16 V Radial
C₂ : 22 µF Tantale
C₃ : 47 nF
C₄ : 10 nF
C₅ : 47 µF/16 V Tantale
C₆ : 470 pF
C₇ : 2200 µF/25 V Radial
C₈ : 2200 µF/25 V Radial
C₉ : 470 µF/25 V Radial
C₁₀ : 4700 µF/16 V Radial
C₁₁ : 47 µF/16 V Tantale
C₁₂ : 22 µF/16 V Tantale
C₁₃ : 47 nF
C₁₄ : 4,7 nF
C₁₅ : 2200 µF/25 V Radial
C₁₆ : 2200 µF/25 V Radial
C₁₇ : 2200 µF/25 V Radial
C₁₈ : 470 µF/25 V Radial
C₁₉ : 470 pF
C₂₀ : 470 pF
C₂₁ : 470 pF

Divers

Coffret élaboré avec 4 radiateurs
Iskra réf. 525 en 75 mm de longueur
Relais 3RT/2 A Voir texte
Diode 1N4001

Selfs

L₁ : 150 µH/5 A
L₂ : 10 µH/3 A
L₃ : 150 µH/5 A
L₄ : 10 µH/3 A

Tores ferrite Micrometals
T94-40 Jaune-Vert × 2
T50-2 Rouge × 2

Semiconducteurs

T₁ : 2N2222
T₂ : 2N2222
T₃ : IRF530
T₄ : IRF9131
T₅ : 2N2222
T₆ : 2N2907
T₇ : 2N2907
D₁ : 1N4148
D₂ : 1N4148
D₃ : MR850
D₄ : 1N4148
D₅ : MR850
D₆ : 1N4148

Circuits intégrés

IC₁ : LM/SG 3524
IC₂ : LM/SG 3524

Nomenclature d'un module amplificateur : (à prévoir en double)

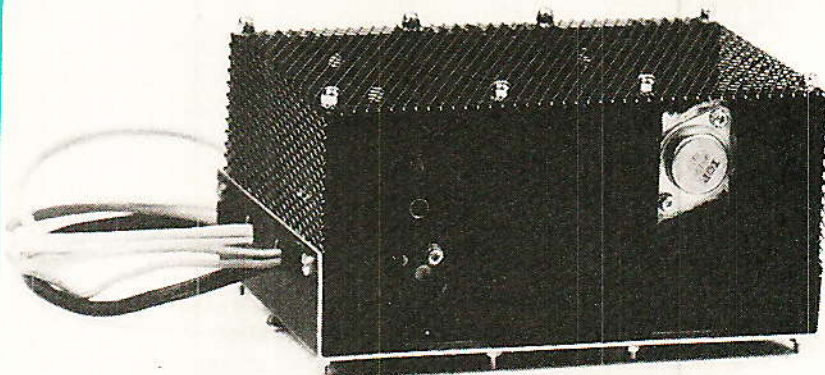
Résistances

R ₁ : 4,7 kΩ	R ₇ : 75 Ω
R ₂ : 10 kΩ	R ₈ : 1 kΩ
R ₃ : 100 kΩ	R ₉ : 220 Ω
R ₄ : 1,2 kΩ	R ₁₀ : 18 kΩ
R ₅ : 1,2 kΩ	R ₁₁ : 100 Ω
R ₆ : 100 Ω	

Aj₁, Aj₂ = Ajustable 470 Ω, petit modèle couché

Circuit intégré

IC₁ : TL080



Semiconducteurs

T₁ : 2N3904
T₂ : 2N3904
T₃ : IRF9520
T₄ : IRF520

Condensateurs

C₁ : 1 µF/35 V Tantale
C₂ : 47 pF
C₃ : 100 µF/25 V Radial
C₄ : 100 µF/25 V Radial



PREMIER FOURNISSEUR FRANÇAIS DE MATÉRIEL DE RÉCEPTION DE TV PAR SATELLITE POUR LE PARTICULIER ET LE PROFESSIONNEL

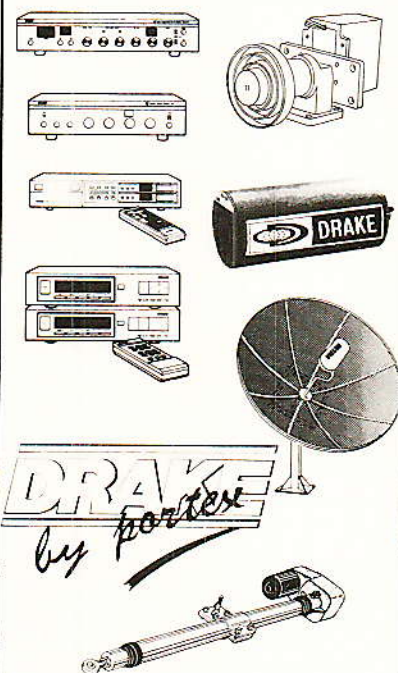
PROPOSE :

POLARISERS, CONVERTISSEURS, ADAPT. MULTIBANDES, RECEPTEURS, MOTEURS HIH, SUPPORTS D'ANTENNES, PARABOLES TOUS DIAMETRES...

Equipements pour stations privées et collectives
Systèmes complets et au détail.

Catalogue et liste de nos distributeurs sur simple appel téléphonique.

L'EMBARRAS DU CHOIX



PORTEX ILE DE FRANCE - 7, rue des Cerisiers - LISSES CE 2841
91028 EVRY CEDEX - Tél. (16.1) 64 97 54 97

PORTEX BRETAGNE : LA RETAUDAIS - 35137 BEDEE - Tél. 99 07 13 11

PORTEX : 3a, rue de Cherbourg - 67100 STRASBOURG
Tél. 88 79 38 83 - Télex 870 464 - FAX 88 79 28 64

MICRO-INFORMATIQUE INDUSTRIELLE INITIATION AUX SYSTÈMES A MICROPROCESSEURS

L'AFPA MARNE-la-VALLÉE propose une série de 3 stages de 5 jours d'initiation aux microprocesseurs dans les systèmes d'automatismes. Ces stages permettent aux techniciens de faire le point et d'acquérir des méthodes de développement, de mise au point et de maintenance :

ND3 - Du chip au système du 12 au 16/09

NE3 - Le système-outil du 26 au 30/09

Le prix des stages ND3 et NE3 est de 2 600 F TTC

DÉVELOPPEMENT DE SYSTÈMES 16 BITS

L'AFPA MARNE-la-VALLÉE organise 3 stages de 5 jours pour techniciens en micro-informatique industrielle.

Ces stages permettant de se familiariser avec les concepts des microprocesseurs 16 bits, de savoir développer et mettre au point des programmes d'automatismes en assembleur 8086 et langage évolué PL/M 86 :

NK2 - Les microprocesseurs 16 bits du 19 au 23/09

NL2 - MS-DOS et assembleur du 03 au 07/10

NM1 - Le langage outil PL/M 86 du 17 au 21/10

Le prix de chaque stage est de 4 000 F TTC

Renseignements et inscriptions :

(16-1) 60.05.90.50 - poste 340

AFPA - F.C. - BP 80 -

77427 MARNE-la-VALLÉE Cedex 02

R.E.R. : NOISY CHAMPS

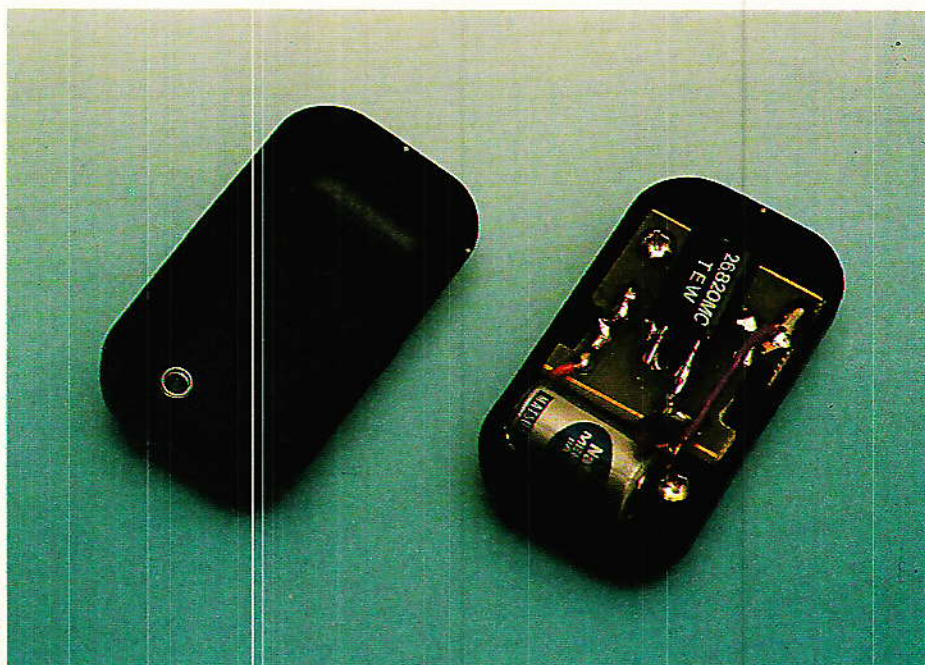
Une serrure électronique à boucle d'induction

Cela peut sembler curieux, mais c'est vrai : c'est en voyant pour la première fois les

nouveaux boîtiers TEKO « de poche » qu'est née l'idée de cette réalisation : le plus petit, surtout, tout en arrondis, nous a séduit.

Immédiatement, l'auteur a voulu en avoir un dans sa poche à la place de ces clefs qui pèsent lourd et percent les doublures !

Tout ou presque ayant été dit sur les télécommandes infrarouges à courte portée (voir notre n°471), il a été résolu d'employer ici une technique radicalement différente : un émetteur radio ne portant qu'à quelques dizaines de centimètres, et un récepteur peu sensible mais extrêmement sélectif, muni d'une très longue antenne au seul voisinage de laquelle des ordres pourront être transmis.



Télécommandes par radio : une nouvelle approche

Nous avons déjà eu l'occasion, dans notre série d'articles « Votre système de télécommande à la carte », de discuter des avantages et des inconvénients de la solution « radio ».

Les ondes radio se jouant de la plupart des obstacles et pouvant porter assez loin, le risque est grand de gêner d'autres utilisateurs, ou d'être « piraté » par n'importe qui.

Notre idée consiste à travailler avec une puissance d'émission ridiculement faible, afin de limiter la portée maximum à nettement

moins d'un mètre (style commande de serrure de voiture). La plupart des inconvénients habituels de la radio disparaissent, mais de nouvelles possibilités s'offrent immédiatement : moyennant une antenne réceptrice très longue (ou « boucle d'induction »), il devient possible de créer des zones parfaitement délimitées dans lesquelles la commande sera possible, tandis qu'elle restera impossible ailleurs.

Le montage décrit permet de commander un relais (ou tout ce que vous voudrez) en approchant le boîtier émetteur à quelques centimètres d'un fil qui peut être très long, et dont le parcours peut n'être connu que des seuls initiés

Des **surfaces** conductrices (feuille d'aluminium, vernis conducteur 3063 FDL, etc.) peuvent être également prévues par endroits si nécessaire pour faciliter l'usage de l'émetteur, qui peut d'ailleurs ne pas quitter la poche : discrétion assurée !

Alimenté en permanence et fixé à collier d'un chat ou d'un chien, le boîtier pourra même commander l'ouverture automatique d'une trappe permettant le passage de l'animal, mais pas de ses amis et connaissances !

Inutile de préciser qu'un tel dispositif se prête aussi très bien à toutes sortes de farces et attrapes... On peut avoir envie de rire de temps à autre !

La **figure 1** montre que l'émetteur est un simple oscillateur à quartz dépourvu de toute antenne, le bobinage d'accord rayonnant suffisamment pour offrir la portée désirée.

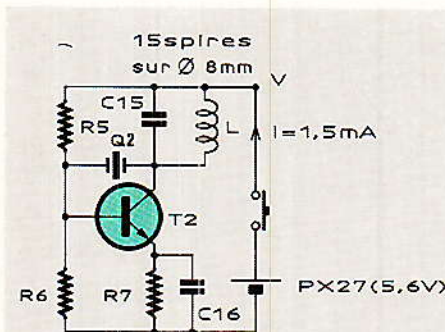


Figure 1

Le seul codage permettant de « personnaliser » l'émission est la fréquence du quartz : le récepteur de la **figure 2** détecte tout simplement la présence de cette porteuse pure, mais exige un fort niveau et une parfaite précision de fréquence.

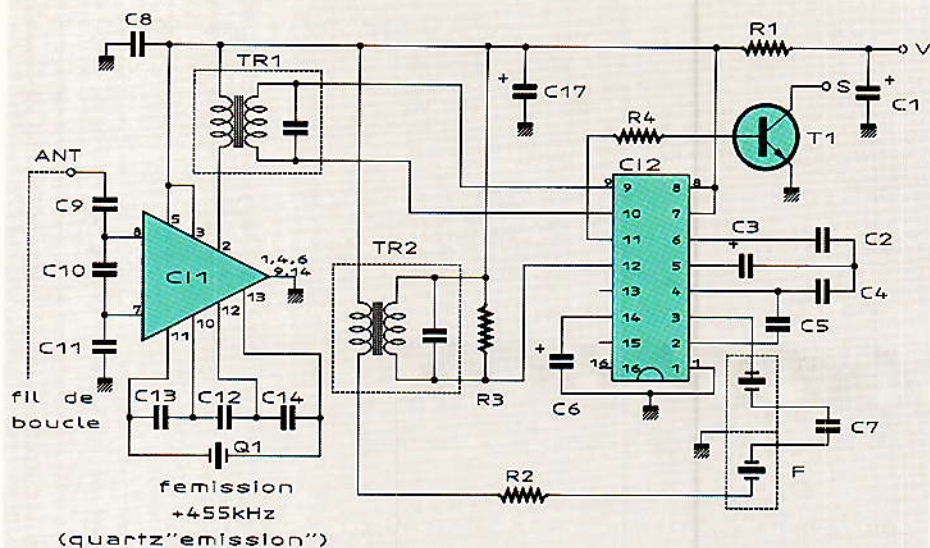
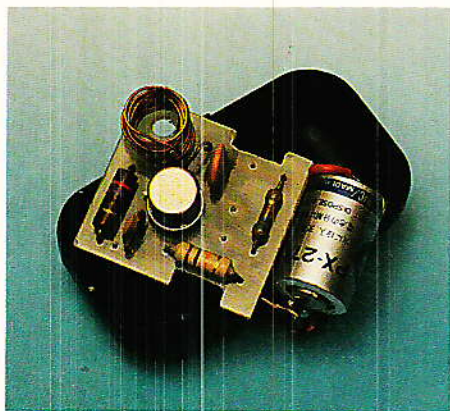


Figure 2

Réalisation pratique

La **figure 3** donne le tracé du circuit imprimé qui devra être gravé pour l'émetteur : un trou de 3 mm et deux coupes seront nécessaires pour permettre son installation dans le boîtier après câblage selon la **figure 4**.

Le bobinage doit être composé de quinze spires de fil émaillé 5/10 « sur air », c'est-à-dire mises en forme sur un guide de diamètre 8 mm qui sera retiré lors du montage sur la carte. L'usage de vernis de blocage genre BLOC-JELT peut grandement faciliter cette opération, à condition de recouvrir le mandrin d'une couche de ruban téflon pour plomberie.

Le bobinage doit venir s'enfiler sur la colonnette existant dans le boîtier, et qui servira à la fixation de la carte par une seule vis « parker ».

Le quartz ne sera soudé, côté cuivre, qu'une fois la carte en place : légèrement incliné par rapport à l'horizontale ou même carrément à plat, il « passe » sans problème lorsque l'on remet le couvercle.

Il reste une place très suffisante pour la PX 27 et pour un très petit contact qui devra faire office de bouton-poussoir ne risquant pas de s'actionner tout seul au fond de la poche. Nous laissons nos lecteurs réaliser ce bouton selon leur inspiration : pour notre part, nous avons utilisé un déclencheur d'appareil photo hors d'usage !

Le circuit imprimé du récepteur, dont le tracé apparaît à la **figure 5**, est à câbler selon la **figure 6**. Il n'y a pas de difficulté notable, compte tenu de l'absence totale de bobinage autre que les deux transfos FI livrés prêts à l'emploi.

Tout doit fonctionner dès la dernière soudure achevée, pourvu que l'on ajoute un relais et une pile au circuit récepteur. Le maximum de portée ne sera cependant obtenu qu'après réglage des deux transfos FI (au maximum de souffle aux bornes de C2 en l'absence d'émission, ou tout simplement en éloignant progressivement l'émetteur).

Pour des applications particulières, la portée pourrait être

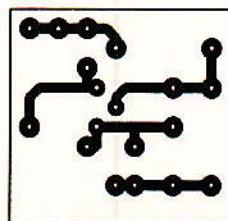


Figure 3

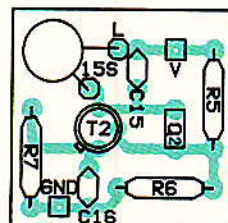
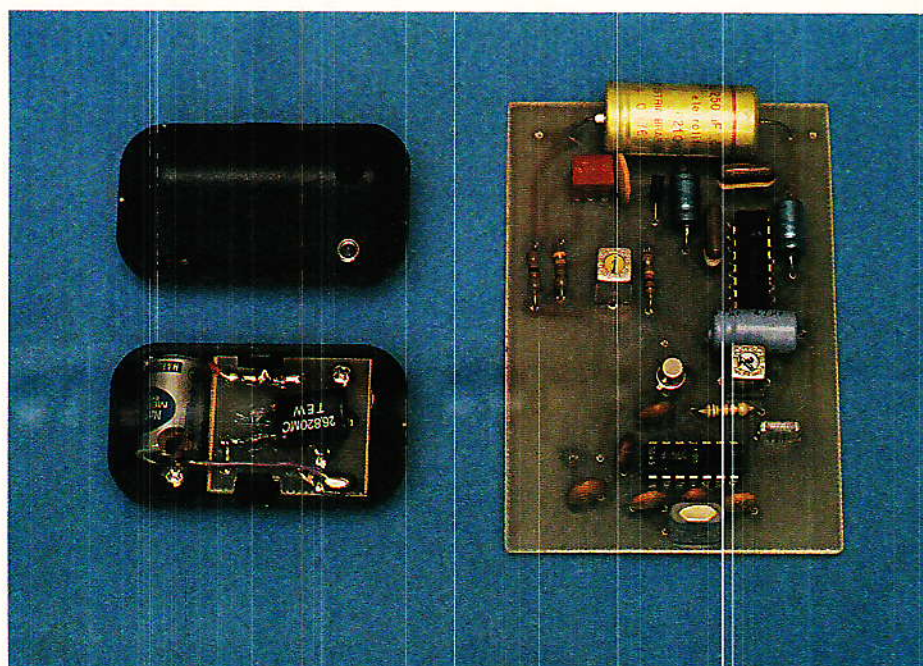


Figure 4



Rien n'interdit non plus de coupler plusieurs récepteurs à une même boucle : avec un émetteur « multicanaux » à plusieurs quartz commutables, on pourra facilement commander plusieurs relais, à moins qu'on ne préfère augmenter l'invulnérabilité du système en exigeant la présence simultanée de deux fréquences pour accepter la commande !

Un tel principe rappellerait celui du code « DTMF », bien connu de nos lecteurs, et basé sur l'emploi de tonalités audibles au lieu de fréquences de la bande des 27 MHz...

Patrick GUEULLE

quelque peu augmentée en utilisant des condensateurs de plus forte valeur pour C_9 et C_{11} .

Une longueur de plusieurs dizaines de mètres ou plus ne fait pas peur au récepteur pour ce qui est de cette fameuse « boucle d'induction ». A vrai dire, il ne s'agit pas exactement d'une boucle puisque seule une extrémité est raccordée : l'autre peut rester « en l'air » ou être mise à la terre, selon le résultat des premiers essais.

Rien n'interdit d'ailleurs d'employer un fil déjà utilisé pour autre chose : secteur, téléphone, alarme, sonnerie, sonorisation, etc.

Il est important de noter qu'au long du fil, des points insensibles peuvent alterner avec des points très sensibles : c'est normal en raison des phénomènes d'ondes stationnaires qui affectent toutes les lignes longues véhiculant de la HF.

Il est éventuellement possible de les déplacer en modifiant la longueur de la ligne, quitte à ajouter quelques mètres dont on n'a pas nécessairement l'usage.

Inversement, certaines applications peuvent n'exiger que quelques dizaines de centimètres de fil, lorsqu'un seul point de commande suffit : la souplesse de ce montage permet toutes ces variantes !

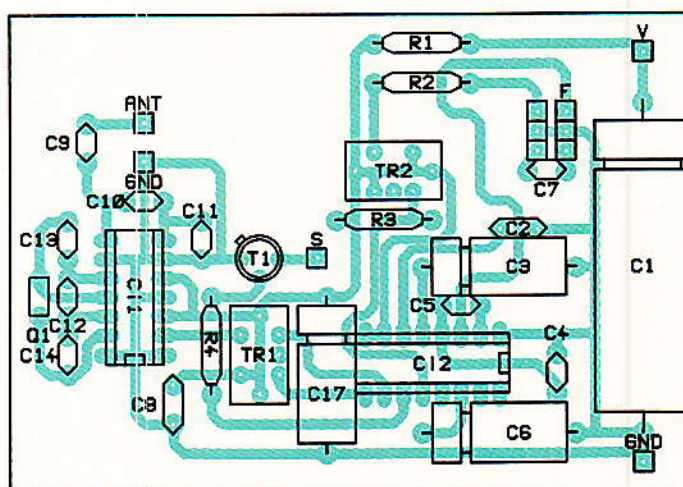
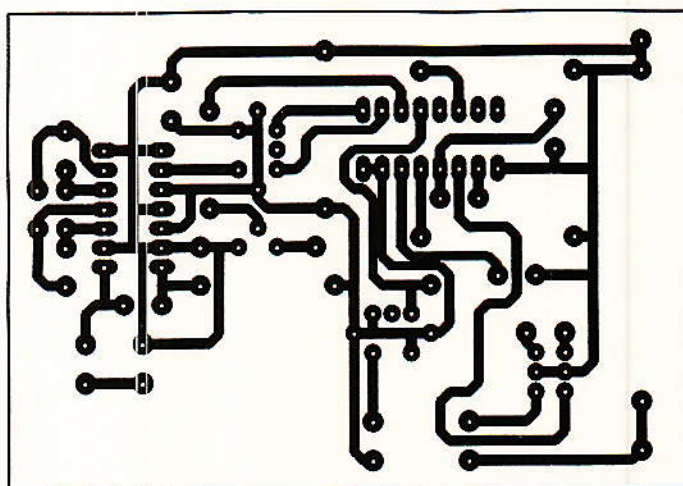


Figure 5

Nomenclature

Résistances

R₁ : 33 Ω
 R₂ : 3.3 k Ω
 R₃ : 100 k Ω
 R₄ : 1.2 k Ω
 R₅ : 56 k Ω
 R₆ : 10 k Ω
 R₇ : 270 k Ω

Circuits intégrés

CI₁ : SO 42 P Siemens
 CI₂ : TDA 1046 Siemens

Condensateurs

C₁ : 470 μ F C₉ : 2,7 pF
 C₂ : 470 pF C₁₀ : 5,6 pF
 C₃ : 10 μ F C₁₁ : 2,7 pF
 C₄ : 0,1 μ F C₁₂ : 68 pF
 C₅ : 0,1 μ F C₁₃ : 12 pF
 C₆ : 10 μ F C₁₄ : 12 pF
 C₇ : 47 pF C₁₅ : 33 pF
 C₈ : 22 nF C₁₆ : 4,7 nF

Transistors

T₁ : BC 107
 T₂ : 2N 2219



Divers

Filtre céramique
 double 455 kHz
 2 transfos 455 kHz 7x7 TOKO
 1 paire quartz 27 MHz
 Boîtier TEK0

INFOS

NOUVEAUTÉS MESURE AOIP

UNE NOUVELLE SÉRIE DE MULTIMÈTRES DE POCHE

La série MN 5110 comprend 5 multimètres de poche 4000 points conçus pour les environnements difficiles et particulièrement bien protégés contre les fausses manœuvres électriques et mécaniques.

Ces appareils complets, robustes et précis sont à commutation automatique de calibre et comportent une mémorisation de la valeur mesurée et du maximum du signal, un test sonore et visuel de continuité et un test diode. Trois modèles sont étanches.

Ils comportent tous les fonctions classiques V, A, Ω .



Le MN 5117 mesure en efficace vrai avec ou sans composante continue. Il permet également la mesure de température avec un thermocouple K.

De nombreux accessoires étendent leurs possibilités.

MESUREURS-CALIBRATEURS SÉRIE PRECICAL

Les nouveaux calibrateurs de la série PRECICAL sont des appareils tous usages et tous terrains pour le contrôle et l'étalonnage des chaînes de mesure et de régulation.

Portatifs, autonomes, logés dans une sacoche à bandoulière, ils sont utilisables sur site et en atelier aussi bien qu'en laboratoire. D'un emploi simple et immédiat, ils peuvent être mis en œuvre par du personnel de tous niveaux, spécialisé ou non.

Ils comportent un clavier de commande à 24 touches pour la sélection en direct de la plupart des fonctions et une affichette alphanumérique à cristaux liquide pouvant être éclairée.

Le modèle le plus complet PJN 5208 permet de générer et mesurer tensions et courants continus jusqu'à 50 V et 50 mA, mesurer les températures avec 11 types de thermocouples et par sondes à résistance de platine,



simuler les mêmes thermocouples et sondes à résistance. Le modèle PN 5209 possède, parmi ces fonctions, celles relatives aux contrôles des températures ; le modèle JN 5305, celles relatives aux contrôles des boucles de régulation (0-10 V, 4-20 mA...).

Chaque modèle peut, en outre, générer rampes et incréments, effectuer des mesures relatives ou suivant une loi de conversion.

En option ils peuvent être équipés d'un dispositif de mémorisation et sortie codée RS 232 C permettant de stocker jusqu'à 1000 mesures, pouvant être appelées au clavier ou par calculateur.

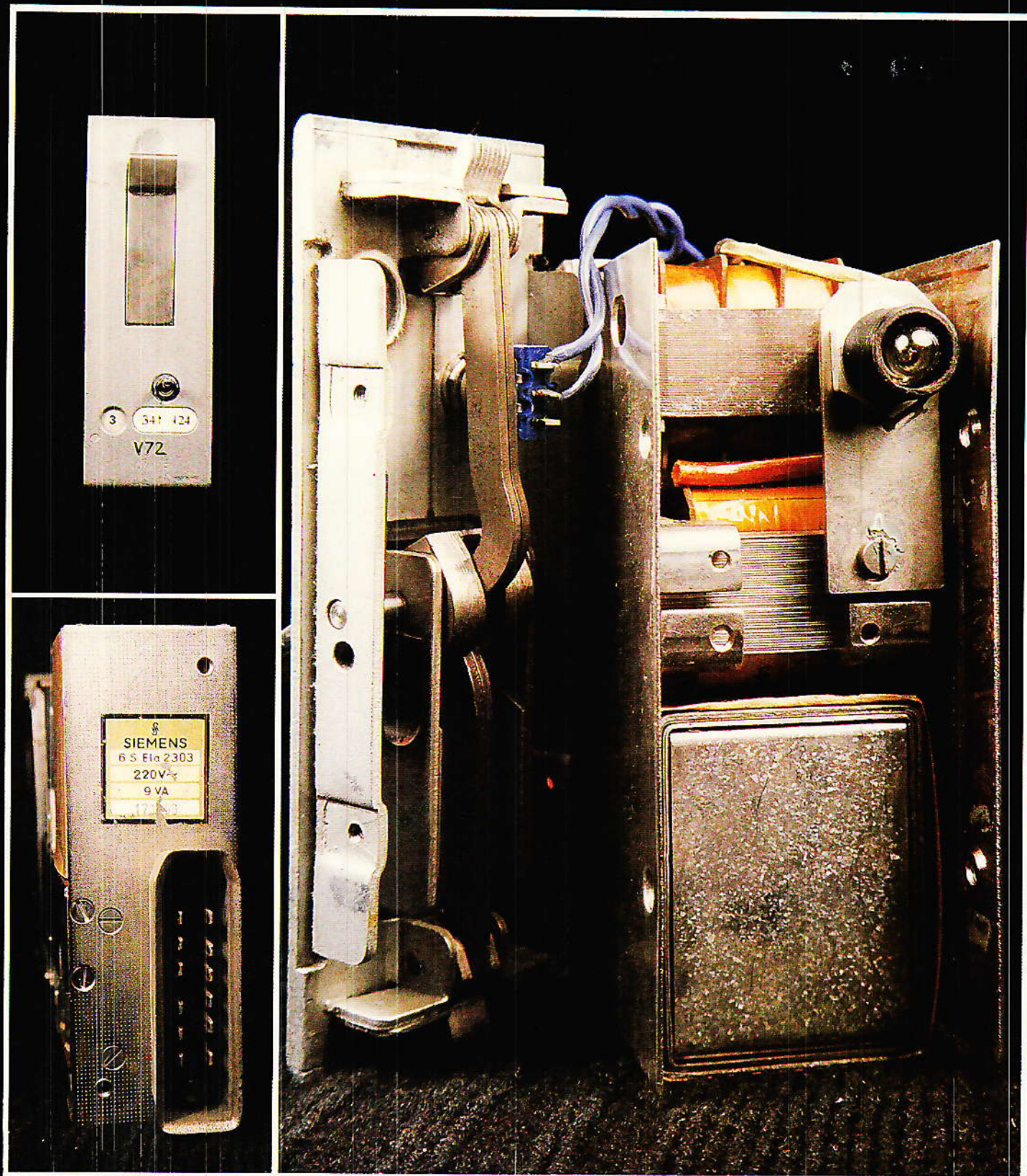
AOIP Mesures
 BP182 91006 EVRY Cedex
 Tél. : (1) 60.77.96.15

Ampli de ligne V72 Siemens

Très compacts, ces amplis (encore à ce jour en service dans certains studios d'Europe 1) sont merveilleusement conçus.

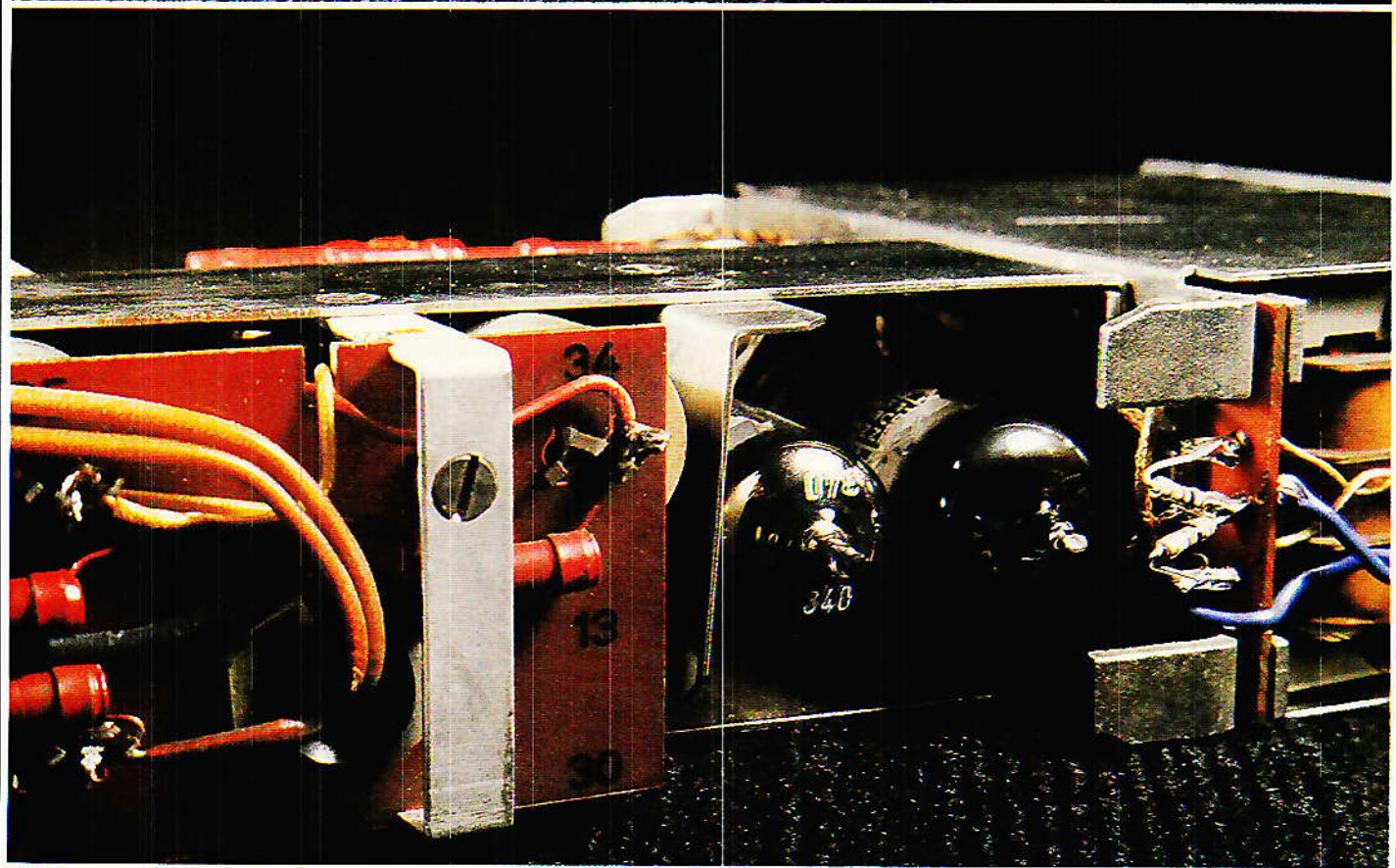
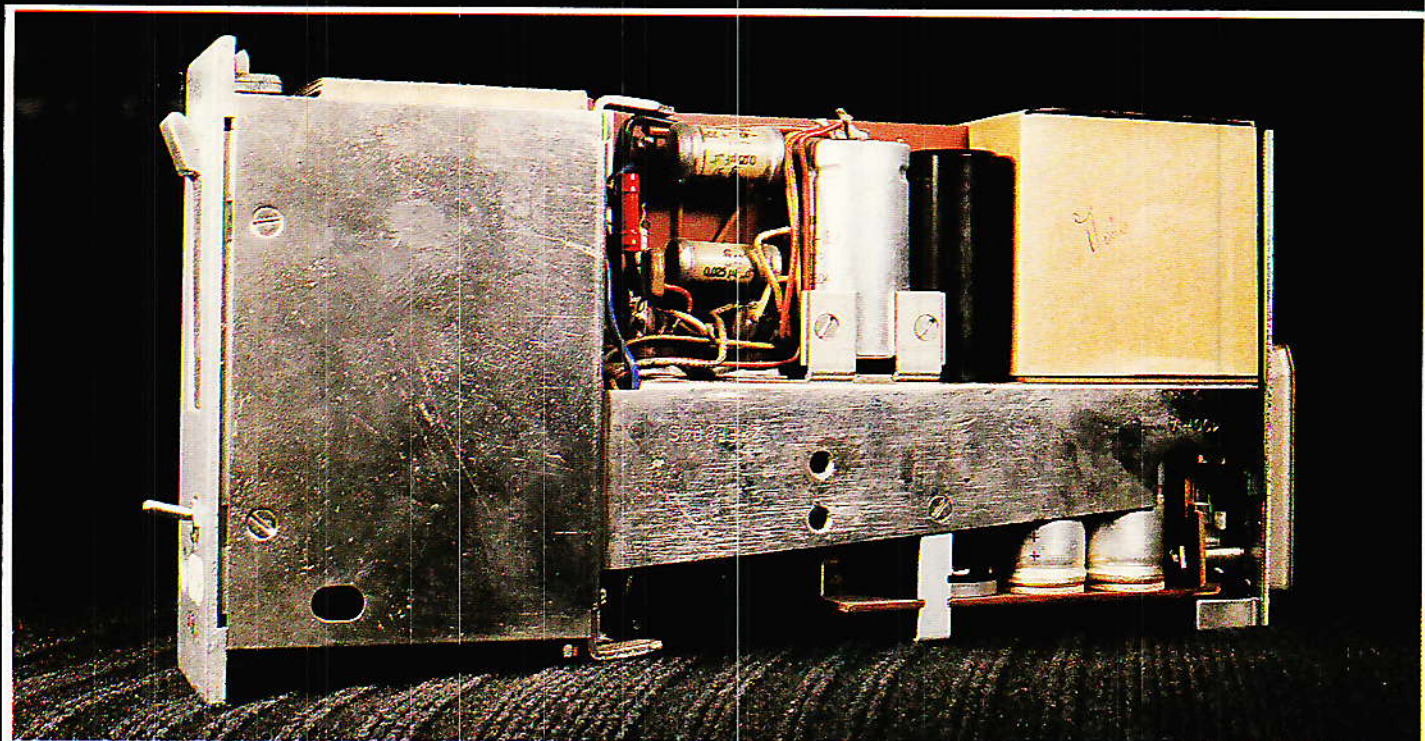
Ils disposent en effet dans un volume restreint d'une alimentation entièrement autonome.

Les entrées et sorties sont bien entendu symétriques, et les impédances peuvent être adaptées (par modification des couplages) ainsi que le gain (en agissant sur la contre-réaction appliquée aux deux EF804S).

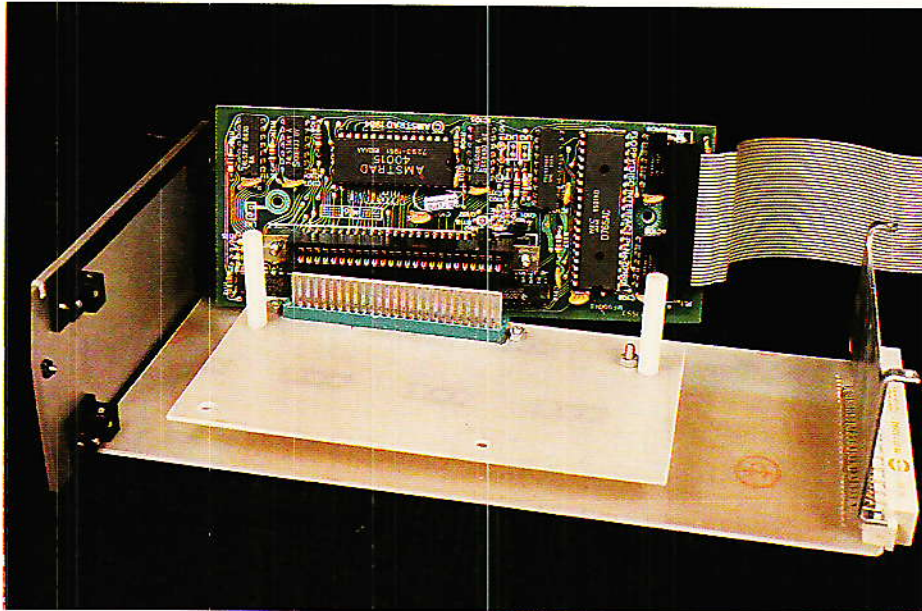


Le modèle présenté sur les photographies a été amélioré afin d'autoriser une commutation externe du gain (24 ou 34 dB). L'inverseur miniature occupe la place allouée d'origine à un potentiomètre LOTO accessible en façade. Ceci explique la présence des deux résistances de 100 Ohms fixant le point milieu filamant.

Vous noterez la qualité du mécanisme d'enfichage et l'extrême compacité de l'ensemble qui ne comporte pas moins de quatre transformateurs (alim, entrée, sortie et charge de plaque). Sur une photographie, on peut voir un double blindage en Mumétal relevé, découvrant le transformateur (220 V).



Les problèmes d'extensions



Sortir d'une unité centrale dans le but de communiquer avec des éléments extérieurs n'est pas aussi simple qu'il peut paraître au premier regard. Certaines précautions sont indispensables et un minimum d'organisation nécessaire.

Nous verrons ici une idée de structure, très souple - sans cacher les problèmes rencontrés au cours de son élaboration - dans le but de vous faire gagner un temps très précieux, vous éviter les voies sans issue et peut-être accéder à une compatibilité dont tout le monde rêve.

Généralités

Il est bien tentant quand on possède un micro ordinateur (et que l'on n'a pas peur d'un fer à souder), de vouloir entrer en contact avec l'extérieur. C'est normal : on a passé des centaines d'heures à apprendre « à parler et à écouter » une machine, au point qu'elle est devenue une amie et une complice. Il est donc fascinant d'envisager de partir avec elle, pour visiter d'autres mondes. Mais pas n'importe comment !

Nous savons que vous hésitez parfois à raccorder des « modules fabrication maison », de peur de mettre en péril la vie de votre compagne. Vous avez parfaitement raison de rester prudent, mais il serait néanmoins dommage de priver votre machine et

vous d'une évasion riche en joies. Voyons donc comment aborder la question de façon sérieuse, sécurisante et avec le plus large champ d'action possible.

Cahier des charges

S'il n'existait sur le marché qu'une seule machine, le problème serait déjà plus simple...

Nous bénéficions toutefois maintenant d'un certain recul et savons que le parc AMSTRAD CPC est considérable. D'autre part, la tendance à un certain retour au calme (compatibles) et la possibilité d'acquérir des ensembles superbes à des prix abordables, permet de voir sur le marché de l'occasion, des CPC à prix ridiculement bas, ce qui rend l'éventualité d'un second poste, financièrement envisageable.

Pour notre part, nous trouvons cette formule beaucoup plus souple qu'un poste « multi-fonctions » : si vous voulez utiliser votre ordinateur comme oscilloscope par exemple, il faut bien admettre que sa place est à l'atelier, sur la table de mesures, et qu'au moment de taper un texte ou de gérer votre compte bancaire, ce lieu ne sera pas toujours idéalement adapté.

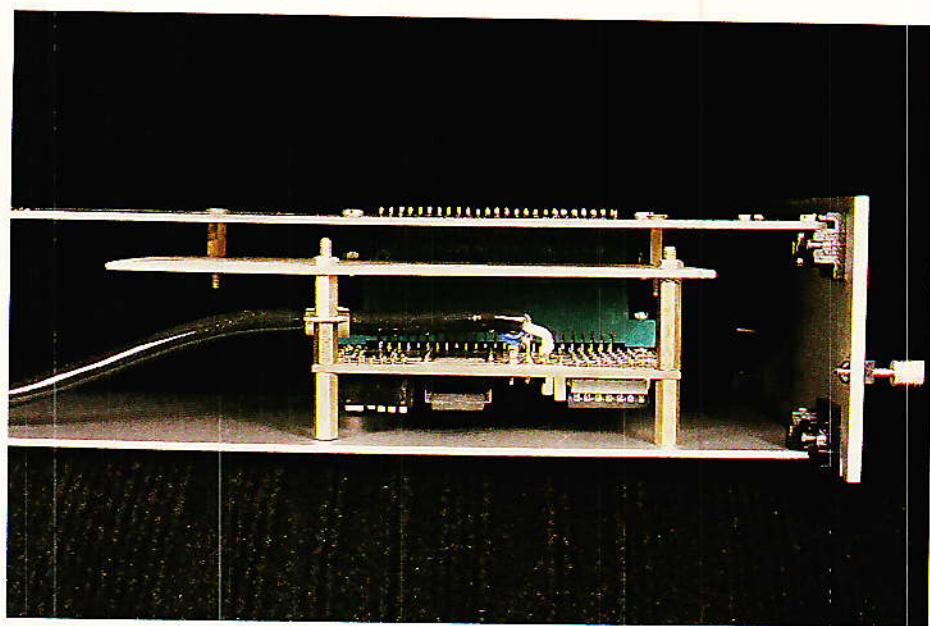
La première page de notre cahier des charges envisagera donc un poste pour « bidouiller tranquillement », mais avec possibilité toutefois d'y raccorder une machine « multi-fonctions » sans le moindre danger.

Un autre conflit existe entre les « boîtes noires » exécutant une fonction précise, et les systèmes évolutifs qui peuvent donner l'impression que l'on aborde la construction d'un « monstre très coûteux ».

Prenons encore un exemple : vous avez réalisé AMSCOM (l'excellent montage de nos confrères SIMON et CHABANNOL), et vous ne vous intéressez qu'à cette forme de communication. Dans ce cas, tout est pour le mieux et il serait ridicule de compliquer inutilement.

Par contre, si AMSCOM vous plait mais que vous vouliez piloter également une perceuse, des jeux de lumière ou un niveau audio, le fait de connecter et déconnecter telle ou telle application spécifique vous énervera bien vite, car en plus du désagrément dû aux manipulations répétées, poindra le risque de destruction du port « extensions » de votre unité centrale.

La seconde page de notre cahier des charges insistera donc sur le thème de la sécurité : pas



de « montage volant ». Du solide et du pratique, d'où la nécessité de résoudre bien des problèmes éludés très souvent, et qui sont pourtant fondamentaux.

Le troisième et dernier volet s'attachera à la souplesse et au meilleur coût.

Tout un programme ! Voyons donc la démarche en analysant chaque point précisément.

Problèmes à résoudre

Relier quoi que ce soit à un port d'extensions, demande de répondre au moins à trois questions :

1. Quelle est la priorité de l'ajout ? (par exemple un lecteur de DISC aura priorité absolue sur tout autre système).
2. L'alimentation adéquate est-elle disponible ?
3. L'adressage envisagé est-il libre ?

Voici donc la structure de notre ensemble ;

1° Nous résoudrons de façon sérieuse le raccordement à l'unité centrale, et tiendrons compte du fait que sur 464, l'interface disc est extérieure, ce qui ne facilite pas les choses. En général on n'en parle pas du tout, et nous savons maintenant pourquoi...

Ce thème sera traité au chapitre « raccordement et câbles ». En même temps, nous proposerons un convertisseur pour les malheureux acheteurs qui sont tombés sur la série équipée de fiche CENTRONIC 50 pts.

2° Nous adopterons la solution modulaire en châssis EURO 3U/220, qui permet une souplesse particulièrement étonnante. Le plus gros problème est de l'organiser, mais nous l'avons fait pour vous et nous vous proposons de regarder le résultat à la figure 1.

Un raccord souple transporte le bus d'extensions vers un rack

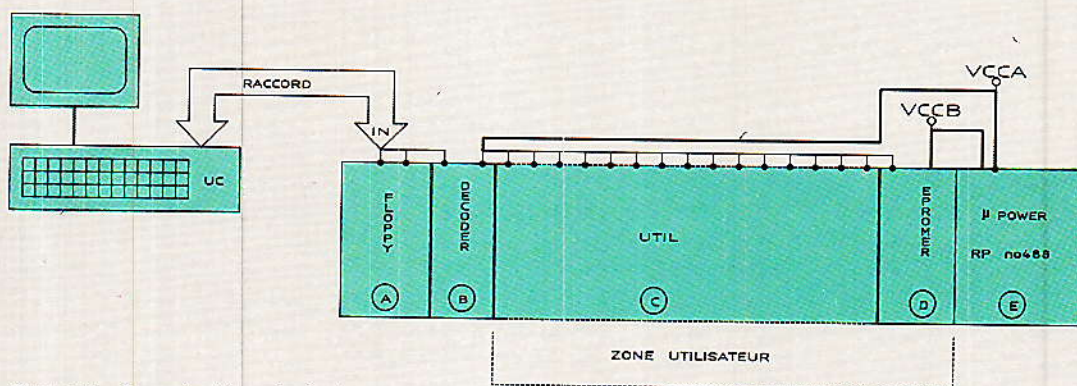
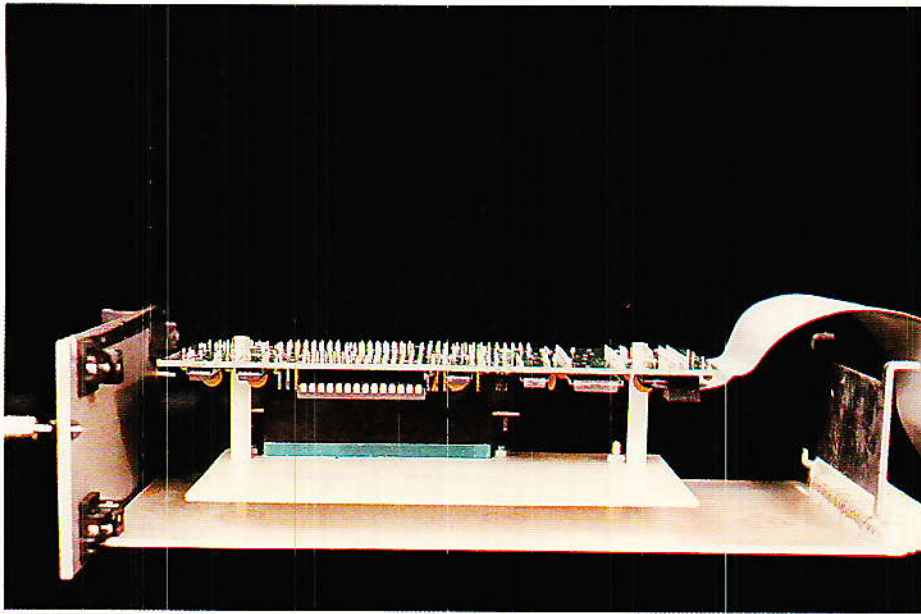


Figure 1 - Organisation générale.



modulable. L'intégralité des ports est dirigée vers deux modules appelés respectivement FLOPPY et DECODER.

FLOPPY, comme nous le verrons plus loin, est un module particulièrement intéressant, car il permet par exemple d'y introduire l'interface disc DDI des 464, AMSCOM, une extension mémoire, ou encore une unité centrale complète, condamnant certes le rack à une tâche complexe, mais l'élevant en contre-partie au grade de cerveau pilote autonome.

DECODER est le nom du second module dont la fonction essentielle est de buffériser les lignes « chaudes » (adresses-données), mais aussi de cercler la fenêtre des adresses disponibles à l'utilisateur. Il est très important de noter qu'à cet endroit le bus sera ouvert, décodé et bufférisé, puis restitué enfin utilisable sainement dans un nouveau bus strictement identique (apparemment) au précédent.

Ce bus distribue 16 slots (maxi) sur 44 TE UTIL, que chacun répartira à sa convenance. Toutefois, nous attirons votre attention - si vous envisagez un programmeur d'EPROM - sur un endroit idéalement adapté, prévu à cet effet en fin de zone UTIL, juste avant l'alimentation qui n'est autre que μ POWER publiée dans le n° 488.

L'intérêt de cet emplacement est qu'il permet un raccordement court aux tensions programmables de μ POWER (compatible PRM4), ainsi qu'au bus bufférisé, lequel ne véhicule que (!) +5 V,

-5 V, +12 V et -12 V en permanence vers tous les slots.

Une fiche particulière (DIN) montée sur le châssis arrière du module EPROMER permettra la liaison (même temporairement) avec les tensions de programmation.

Mais il est évident que cette unité « EPROMER » n'est pas zone interdite, et si vous ne vous intéressez pas à cette fonction (ou si vous projetez un rack autonome pour un travail particulier) les 12 TE adoptés seront libres. Dans le cas contraire, sur 44 UTIL il n'en restera que 32.

Récapitulons les occupations : FLOPPY = 12 TE, DECODER = 8 TE, μ POWER = 20 TE, reste sur 84 d'un rack 19 pouces, 44 TE UTIL, moins 12 TE si EPROMER est retenu, soit 32 totalement libres (COFD). Sur les photos, vous constaterez que l'auteur a adopté 4 modules de 8 TE, mais c'est une option parmi tant d'autres puisqu'il sera prévu sur la carte bus 15 slots dans 32 TE, 16

Selectronic

La Boutique de

L'HEXORCISTE

PEUT-ÊTRE, L'AMPLI LE PLUS

RAPIDE DU MONDE !

Selectronic vous propose tout le matériel pour réaliser avec succès les fabuleux amplis à transistors MOS-FET, Hexorciste II et Hexorciste III conçus par D. Jaccovopoulos (cf. Radio-Plans 479 et 483)

NOS KITS VERSION "TOP NIVEAU"

HEXORCISTE II

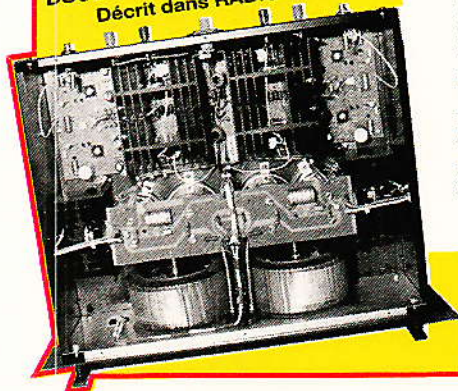
2 x 60 W/8 Ω
Nouvelle alimentation « renforcée »
500 VA/88.000 μ F
le kit complet version 2 x 60 W/8 Ω
112.788 **3790F** (franco)

Nos kits sont fournis avec Rack ESM, radiateurs, transfo **faible rayonnement** METALIMPHY, condensateurs CO 39 (longue durée de vie) et condensateurs PHILIPS C 114 (très faible résistance série), circuits imprimés 70 μ m étamés à la vague, tous les composants professionnels, fil de câblage spécial et blindé PTFE, tous les accessoires (cordons, cinch dorés, etc...) et toute la visserie nécessaire.

HEXORCISTE III

2 x 120 W/8 Ω
2 x 240 W/4 Ω
Alimentation 1000 VA/88.000 μ F
le kit complet 2 x 110 W/8 Ω
111.7904 **4990F** (franco)

DOCUMENTATION SUR DEMANDE
Décrit dans RADIO PLANS



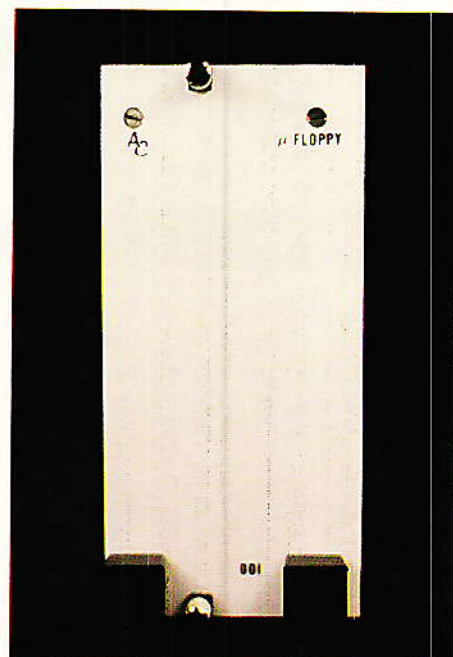
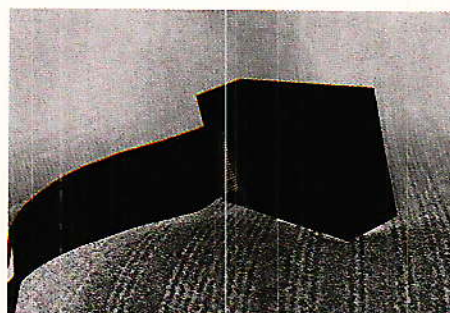
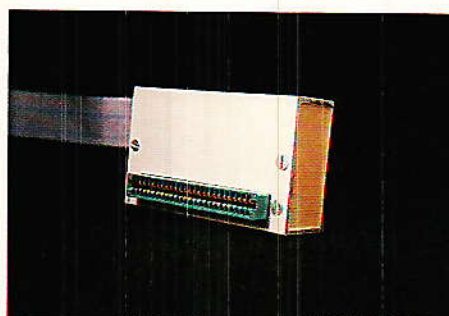
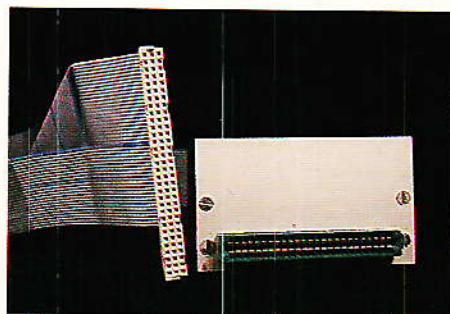
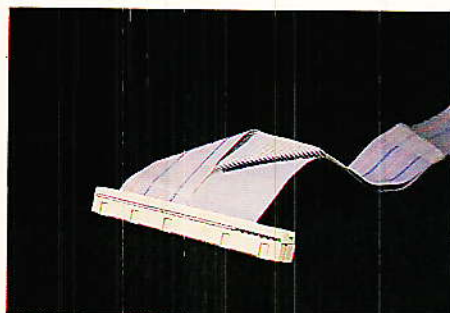
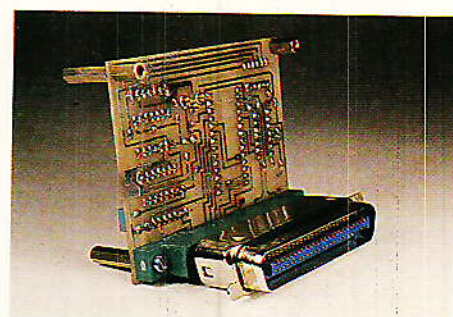
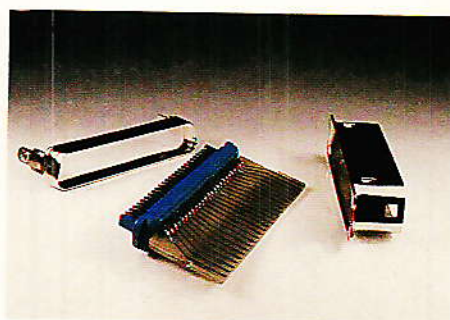
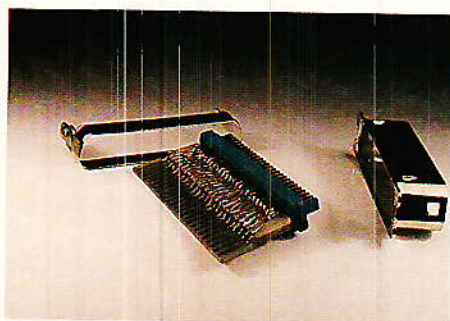
PIECES AU DETAIL

IRF 132 I.R.	111.7281	32,70F
IRF 9132 I.R.	111.7282	77,70F
IRF 212 I.R.	111.7285	8,80F
IRF 633 I.R.	111.7283	23,30F
IRF 9633 I.R.	111.7284	56,80F

- Transfo torique METALIMPHY - Bas rayonnement 470 VA/2 x 43 V
111.7939 **525F**
- Condensateur C039 longue durée de vie (entrée) 22 000 μ F/63 V
111.7942 **210F**
- Condensateur C114 très faible résistance série (sortie) 22 000 μ F/63 V
111.7937 **354F**

(voir nos conditions générales de vente en pages intérieures)

LIVRAISON A DOMICILE PAR :
SELECTRONIC
BP 513 - 59022 LILLE Cedex
Tél. : 20.52.98.52
Tarif au 01/06/88



Adaptateur Centronics, face du floppy, et construction du câble de raccordement.

dans 44. (Rappelons au passage que l'unité TE = 5.08 mm).

3° Dès que l'on atteindra le rack, le standard DIN 41612 (64 ac) sera adopté. Ceci permet d'ajouter aux 50 lignes venant de l'unité centrale 10 lignes d'alimentations (couplées deux à deux) et 4 barres Chip Select (SC1 à 4).

Comme vous le constaterez sûrement, beaucoup de choses ont été envisagées, et le résultat - issu de plusieurs mois de cogitations et d'essais - passe par un « parcours du combattant » particulièrement exaspérant : en effet, par sécurité nous avons retenu des formules simples, efficaces mais pas spécialement drôles pour les repérages. Il faut jongler entre des points repérés 1 à 50, A1..25 et B1..25, puis a,c,1 à 32, avec retournement ! C'est ainsi qu'une même ligne se réfère parfois D5, 21, A11, 11a, 22c et A15...

Soyez certains que toutes ces variantes ne sont pas dûes aux seuls caprices de votre serviteur :

chaque marque ayant son mode de repérage, on s'amuse follement et à titre d'exemple, ceux d'entre-vous qui disposent de sorties CENTRONIC peuvent ajouter un nouveau code à notre liste...

4° La sécurité sera de rigueur et de ce fait chaque module spécifique aura « mécaniquement parlant » une place unique.

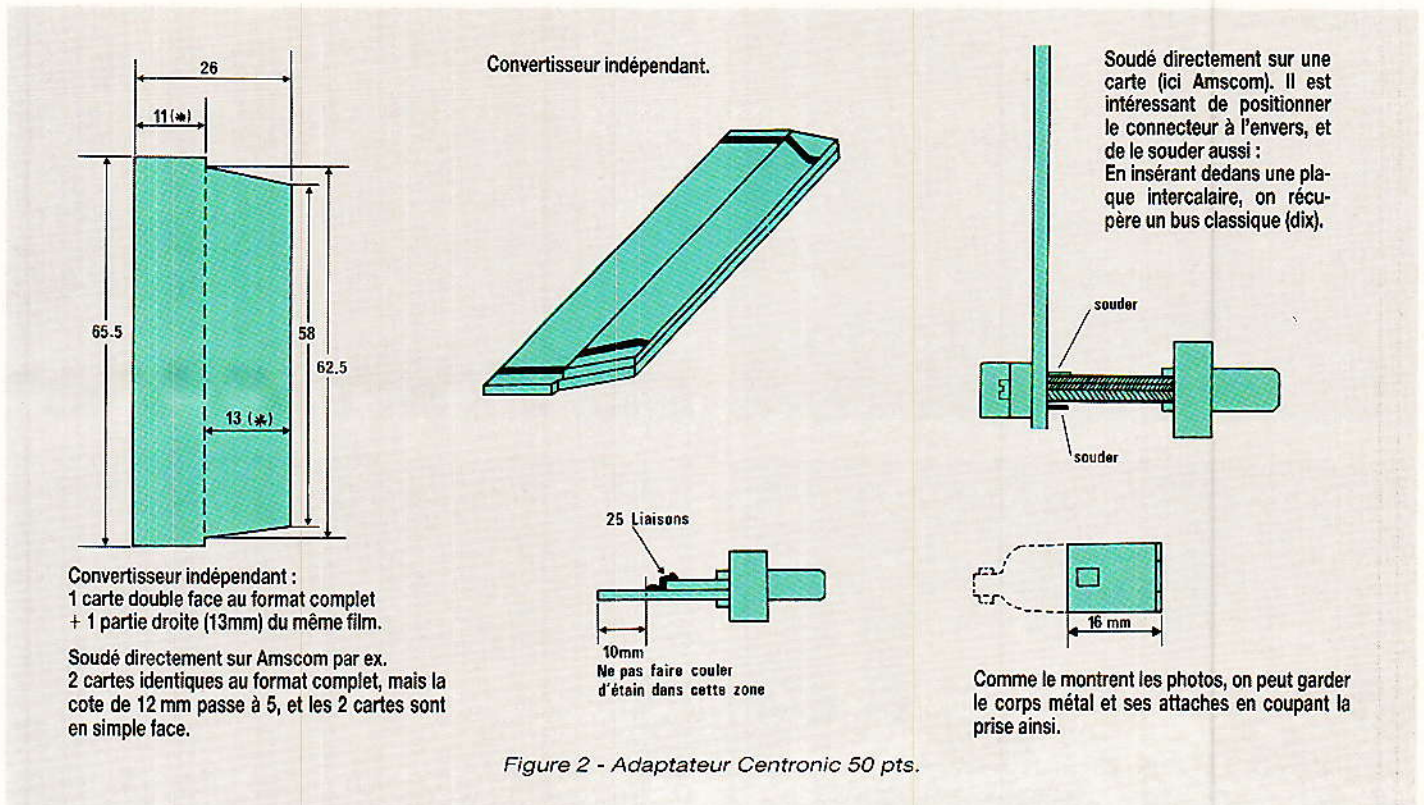
Ainsi, DECODER, qui ouvre toutes les lignes adresses et données, sépare (et c'est vital) le +5 V venant de l'unité centrale du +5 V issu de μ POWER. Il ne devra pas pouvoir être engagé (ni actif) ailleurs qu'à sa propre place. Idem pour FLOPPY et μ POWER.

Notre intention n'est pas ici d'entrer dans tous les détails mais plutôt de vous offrir une solution prête à l'emploi, suffisamment universelle pour qu'elle puisse convenir dans la majorité des cas, et vous libérer d'une tâche peu plaisante. Une fois cette installation faite correctement et soigneusement, créer

des extensions deviendra un plaisir et nous savons déjà que des confrères ont décidé d'adopter cette structure pour leurs propres études. Il sera donc possible de voir des applications très diverses se raccorder à une base commune compatible. Ainsi, les fanatiques de communication, les seigneurs du moteur pas à pas et les maîtres du son disposeront d'une structure d'accueil autorisant le cumul des mandats...

Avant de passer à la pratique, jetons un coup d'œil rapide sur l'aspect financier d'un tel projet. Il est possible de disposer d'un rack prêt à l'emploi (rack, module FLOPPY, carte mère, slots, μ POWER, câbles, DECODER, et tous les porte-cartes pour les futures extensions) pour moins de 2 000 F. Bien évidemment il ne faudra pas acheter des 41 612 à 40 F (ou plus), quand on peut les trouver à moins de 15 F !

A titre indicatif, un équipement de qualité égale et aux performances semblables approche les 10 000 F en pièces détachées.



Raccordements et câbles

Dès à présent le sérieux est de mise, car très souvent c'est dans les connexions que naissent les malheurs.

Voyons donc tout de suite comment fabriquer rapidement un excellent adaptateur CENTRONIC 50 pts. La figure 2 donne toutes les précisions utiles et propose deux formules : soit « indépendant » soit monté directement sur une application. Le principe est simple et fait appel à un seul tracé de circuit imprimé donné figure 3. Une fois de plus, on peut constater que le pas de 2.54 en prend un sérieux coup dans les broches...

Il faut noter que la prise conservera son corps métallique et ses oreilles de verrouillage, si l'on

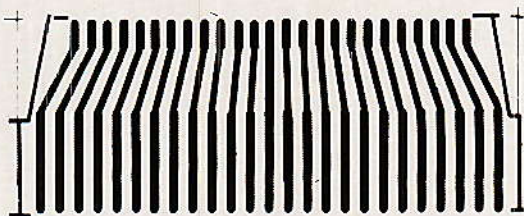
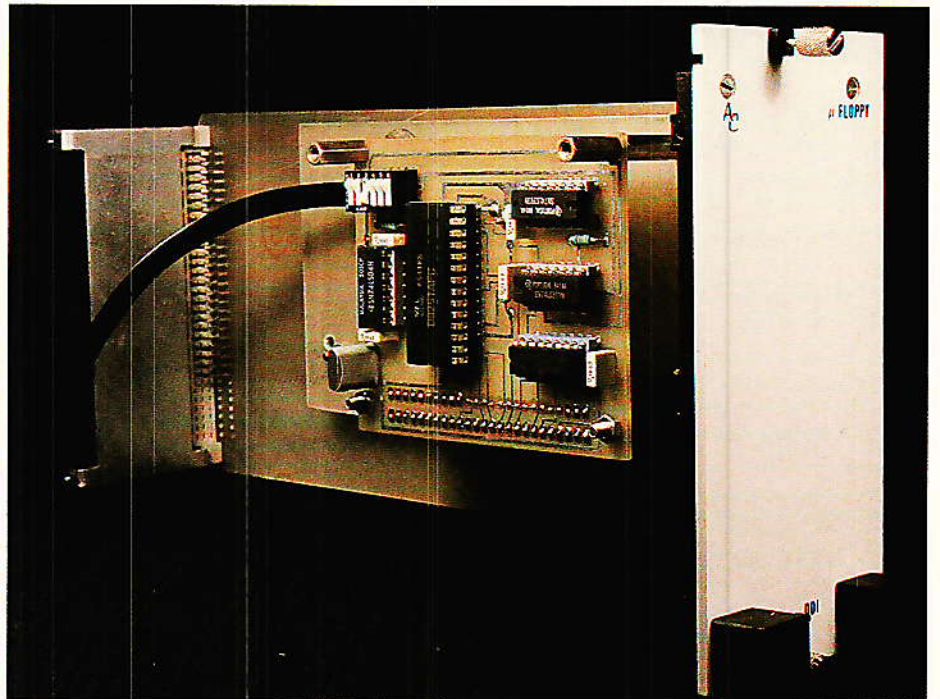


Figure 3 - CI convertisseur.

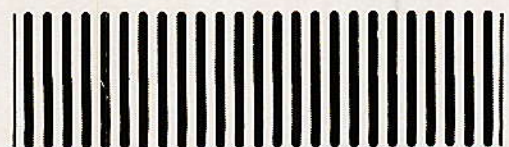
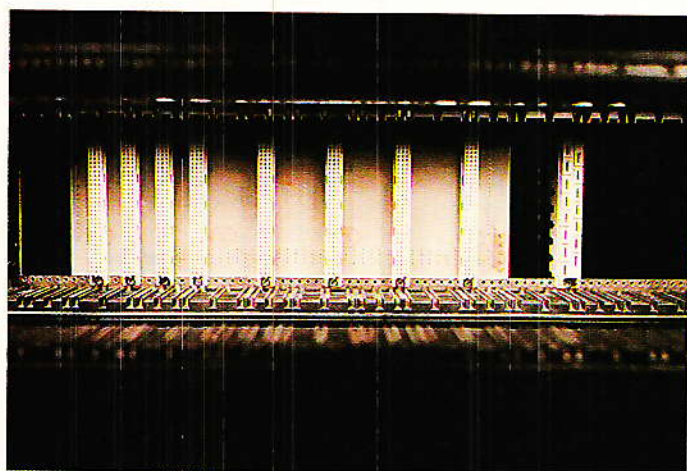
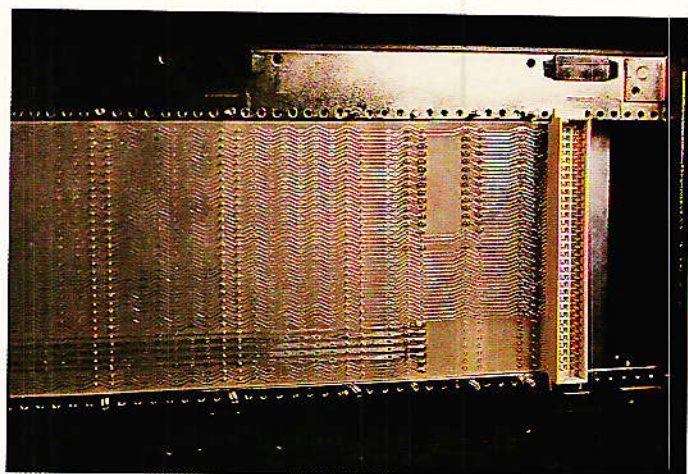
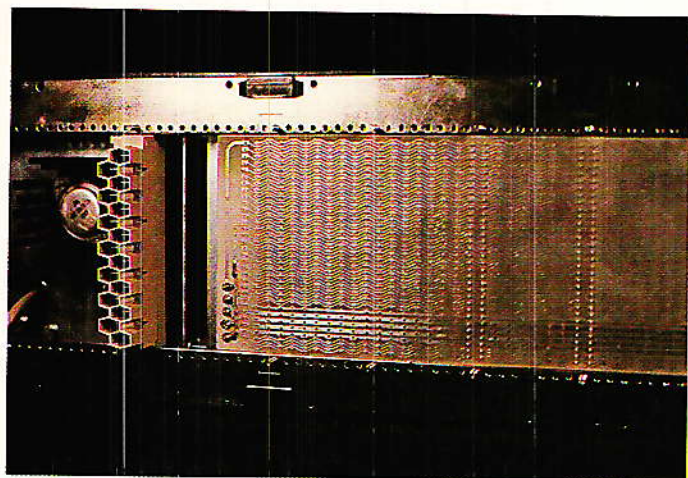


Figure 4 - CI intercalaire.



prend soin de la couper soigneusement comme l'indique la figure. Les photographies montrent le résultat obtenu. Si l'on optait pour une soudure directe sur une carte (par exemple AMSCOM), il serait judicieux de placer le connecteur HE902 de l'autre côté de celle-ci, afin de disposer (au moyen de l'intercalaire donné **figure 4**) d'une sortie extension traditionnelle.

Cet intercalaire, réalisé bien entendu en double faces, sera utilisé aussi dans FLOPPY.

Le câble de raccordement destiné à unir l'unité centrale et le rack, demandera toute votre attention. Après, il faudra mettre de la mauvaise volonté pour commettre des erreurs, mais ici il est impératif de procéder soigneusement et de vérifier plutôt dix fois qu'une. Conjointement aux photographies, la **figure 5** propose une solution rationnelle. Elle nécessite un peu de mécanique afin de construire une boîte portant un connecteur HE902, et servant de terminaison à deux nappes de 25 points chargées de

véhiculer l'intégralité du port extension.

Si nous vous proposons de construire cette boîte, ce n'est pas par pur vice mais parce que de laborieuses recherches dans les produits de toutes marques n'ont rien donné. Il est vrai que nous souhaitons un raccord universel (464, 664, 6128) et que le 6128 imposait de sérieuses contraintes : entre le câble 12 V et la sortie imprimante, il reste juste la place d'un HE902. Comme nous n'avions pas envie non plus de vous faire bondir (à juste titre) en faisant porter l'unité centrale par le raccord, il a fallu bricoler. Mais en fait, c'est assez simple : un morceau de U de 25 x 50 x 25 percé de 4 trous et d'un évidement rectangulaire, plus un couvercle constitué de trois plaques d'époxy et de deux colonnettes FF20 soigneusement soudées, permettent d'accéder au produit idéal.

Il reste à relier les 50 fils. Pour cela nous vous laissons le choix en fonction du connecteur que vous trouverez : s'il dispose de

cosses à souder, pas de problème. Si c'est un modèle pour CI (plus courant), il est conseillé de graver une petite plaque afin de servir de relais, mais on peut aussi souder directement sur les pattes à condition d'isoler chacune au moyen de gaine thermorétractable.

Mais avant, il aura fallu sertir le connecteur femelle 41612 sur les deux nappes mises côte à côte, en admettant que la partie basse (26 à 32) reste libre. On pliera le câble supérieur comme le montre la figure 5, afin de rendre enfin parallèles les deux nappes. Cette formule permet une souplesse de la liaison, impossible avec une nappe 50 points. Il faudra veiller toutefois à l'originalité des reports entre le HE902 et cette 41612. En fait, sur le papier, les transferts peuvent sembler fous, mais sur le terrain on constate que les nappes se séparent une fois sur deux entre la rangée supérieure puis la rangée inférieure du HE902.

Le tableau visible **figure 6** vous aidera à vous repérer dans le

dédale des broches. Étant donné l'importance de ce document, l'auteur a demandé à la rédaction de reproduire l'original, sans qu'il soit recomposé : la moindre erreur serait dramatique. Aussi en pardonnerez-vous la moindre qualité de présentation.

Ce tableau rébarbartif est la clé de cette réalisation, car il comporte tous les éléments de repérage depuis l'unité centrale jusqu'à UTIL (où tout se calme et devient clair), en passant par les stades intermédiaires de retournements imposés par la sécurité dont nous avons parlé précédemment. On y trouve :

- 1° le nom de la ligne concernée
- 2° le départ du bus CPC
- 3° le départ HE902 du câble de raccordement et son aboutissement sur 41612.
- 4° l'arrivée sur le connecteur FLOPPY (retournée) et le report interne (voir FLOPPY).
- 5° l'entrée au DECODER et sa sortie (retournée)
- 6° enfin le repérage des slots UTIL et le rappel des signaux disponibles (CS et alimentation compris)
- 7° la distribution de l'alimentation et ses déploiements éventuels.

Il ne faut pas s'angoisser : le travail a été fait pour vous, et les bizarreries sont traitées sur la carte mère. Ces repérages précis sont destinés à vous rendre les contrôles rigoureux indispensables et les personnalisations aisées.

Ainsi, par exemple, pour une carte CPU autonome à la place de FLOPPY, la 5^e colonne (FLOPPY connect) sera bien utile et FLOPPY int perdra sa raison d'être.

Au même titre, pour vos propres extensions (ou celles que nous vous proposerons), seules les trois colonnes de droite présenteront un intérêt (UTIL, affect UTIL et ALIM).

EPROMER demandera de se référer à μ POWER pour l'extension des tensions spécifiques à la programmation.

Floppy

La figure 7 apporte un complément d'information détaillé tant pour le module FLOPPY que pour l'organisation totale du système.

La partie (a) illustre le raccordement côté CPC. En (b) on observe ce que l'on cherche à obtenir à l'intérieur de FLOPPY, c'est-à-dire la même chose... malgré 4 intermédiaires (le CI du même nom décrit figure 4 étant compté). Enfin, en (c) un dessin en perspective permet de se faire une idée de l'engagement dans la carte mère. Dès à présent, il faut noter que le connecteur mâle recevant le câble de raccordement sera soudé côté cuivre de la carte mère, sans autre attache que les 50 soudures des pattes, largement suffisantes pour une connexion « de maintenance ».

Le circuit imprimé principal est donné figure 8. Il est en simple face, et n'affecte qu'un report des lignes aux bons endroits. Une contreplaque permettra une universalité quasi totale avec la majorité des accessoires généralement prévus pour être montés directement sur l'unité centrale. Sa découpe (dans une plaque d'époxy non cuivrée) est présentée échelle 1 à la figure 9. Un aspect possible de la face avant (homogène avec μ POWER), est visible figure 10.

ATTENTION AUX DEUX NAPPES :

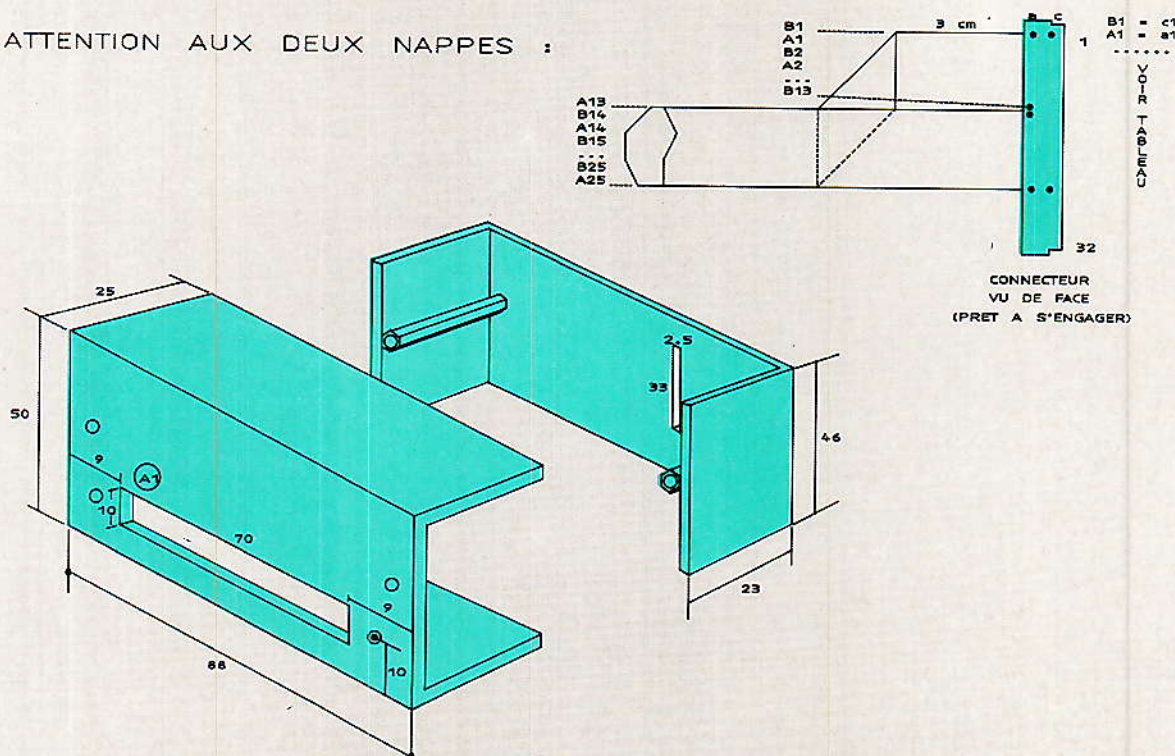


Figure 5 - Construction du câble de raccordement.

AFFECT	CPC	CABLE RACCORD		FLOPPY		DECODER		UTIL	AFFECT	ALIM
		CPC	BUS	Connect	INT	SEND	RETURN	UTIL	UTIL	
SOUND	1	A 1	1 a	32c	A25	1 a	.32c.	1 a	SOUND	OV
MASSE	2	B 1	1 c	32a	B25	1 c	.32a.	1 c	MASSE	
A 15	3	A 2	2 a	31c	A24	2 a	31c	2 a	A 15	
A 14	4	B 2	2 c	31a	BN4	2 c	31a	2 c	A 14	
A 13	5	A 3	3 a	30c	A23	3 a	30c	3 a	A 13	
A 12	6	B 3	3 c	30a	B23	3 c	30a	3 c	A 12	
A 11	7	A 4	4 a	29c	A22	4 a	29c	4 a	A 11	
A 10	8	B 4	4 c	29a	B22	4 c	29a	4 c	A 10	
A 9	9	A 5	5 a	28c	A21	5 a	28c	5 a	A 9	
A 8	10	B 5	5 c	28a	B21	5 c	28a	5 c	A 8	
A 7	11	A 6	6 a	27c	A20	6 a	27c	6 a	A 7	
A 6	12	B 6	6 c	27a	B20	6 c	27a	6 c	A 6	
A 5	13	A 7	7 a	26c	A19	7 a	26c	7 a	A 5	
A 4	14	B 7	7 c	26a	B19	7 c	26a	7 c	A 4	
A 3	15	A 8	8 a	25c	A18	8 a	25c	8 a	A 3	
A 2	16	B 8	8 c	25a	B18	8 c	25a	8 c	A 2	
A 1	17	A 9	9 a	24c	A17	9 a	24c	9 a	A 1	
A 0	18	B 9	9 c	24a	B17	9 c	24a	9 c	A 0	
D 7	19	A 10	10a	23c	A16	10a	23c	10 a	D 7	
D 6	20	B 10	10c	23a	B16	10c	23a	10 c	D 6	
D 5	21	A 11	11a	22c	A15	11a	22c	11 a	D 5	
D 4	22	B 11	11c	22a	B15	11c	22a	11 c	D 4	
D 3	23	A 12	12a	21c	A14	12a	21c	12 a	D 3	
D 2	24	B 12	12c	21a	B14	12c	21a	12 c	D 2	
D 1	25	A 13	13a	20c	A13	13a	20c	13 a	D 1	
D 0	26	B 13	13c	20a	B13	13c	20a	13 c	D 0	
+ 5V	27	A 14	14a	19c	A12	14a	9c **	14 a	+ 5V	+5V
MREQ	28	B 14	14c	19a	B12	14c	.19a.	14 c.	MREQ	
M1	29	A 15	15a	18c	A11	15a	.18c.	15 a.	M1	
RFSH	30	B 15	15c	18a	B11	15c	.18a.	15 c.	RFSH	
IORQ	31	A 16	16a	17c	A10	16a	17c	16 a	IORQ	
RD	32	B 16	16c	17a	B10	16c	17a	16 c	RD	
WR	33	A 17	17a	16c	A 9	17a	.16c.	17 a.	WR	
HALT	34	B 17	17c	16a	B 9	17c	.16a.	17 c.	HALT	
INT	35	A 18	18a	15c	A 8	18a	.15c.	18 a.	INT	
NMI	36	B 18	18c	15a	B 8	18c	.15a.	18 c.	NMI	
BUSRD	37	A 19	19a	14c	A 7	19a	.14c.	19 a.	BUSRD	
BUSAK	38	B 19	19c	14a	B 7	19c	.14a.	19 c.	BUSAK	
READY	39	A 20	20a	13c	A 6	20a	.13c.	20 a.	READY	
BUS RESET	40	B 20	20c	13a	B 6	20c	.13a.	20 c.	B.RES	
RESET	41	A 21	21a	12c	A 5	21a	.12c.	21 a.	RESET	
ROMEN	42	B 21	21c	12a	B 5	21c	.12a.	21 c.	ROMEN	
ROMDIS	43	A 22	22a	11c	A 4	22a	.11c.	22 a.	ROMDIS	
RAMRD	44	B 22	22c	11a	B 4	22c	.11a.	22 c.	RAMRD	
RAMDIS	45	A 23	23a	10c	A 3	23a	.10c.	23 a.	RAMDIS	
CURSOR	46	B 23	23c	10a	B 3	23c	.10a.	23 c.	CURSOR	
L.PEN	47	A 24	24a	9c	A 2	24a	.9c.	24 a.	L.PEN	
EXP	48	B 24	24c	9a	B 2	24c	.9a.	24 c.	EXP	
MASSE	49	A 25	25a	8c	A 1	25a	.8c.	25 a.	MASSE	OV
HORLOGE	50	B 25	25c	8a	B 1	25c	.8a.	25 c.	CLOCK	
			26a	7c			7c	26 a.	0 V	
			26c	7a			7a	26 c.	0 V	
			27a	6c			6c	27 a.	- 5 V	
			27c	6a			6a	27 c.	- 5 V	
			28a	5c			5c	28 a.	-12 V	
			28c	5a			5a	28 c.	-12 V	
			29a	4c			4c	29 a.	+12 V	
			29c	4a			4a	29 c.	+12 V	
			30a	3c			3c	30 a.	+ 5 V	
			30c	3a			3a	30 c.	+ 5 V	
			31a	2c			2c	31 a.	CS 1	
			31c	2a			2a	31 c.	CS 2	
			32a	1c			1c	32 a.	CS 3	
			32c	1a			1a	32 c.	CS 4	

Figure 6 - Tableau.

Figure 6 - Tableau.

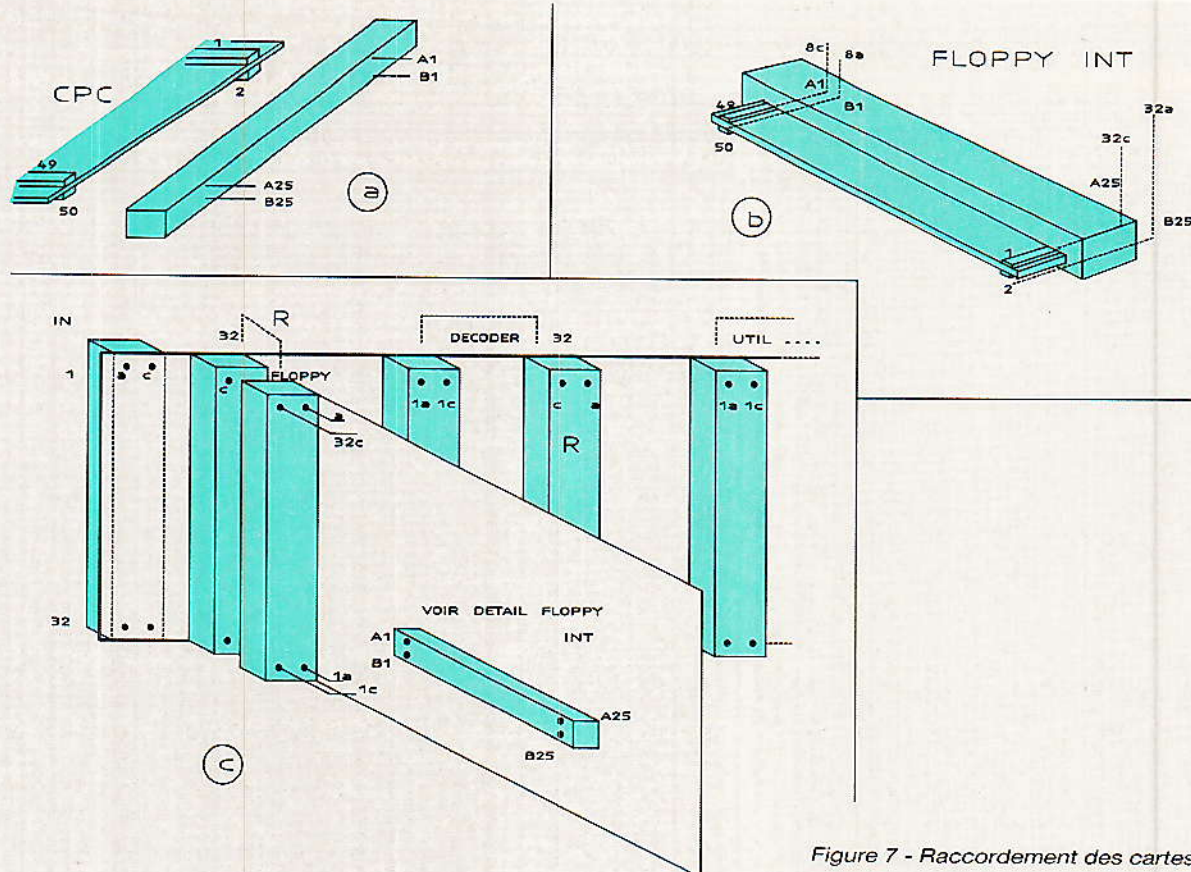


Figure 7 - Raccordement des cartes.

La figure 11 et les photographies montrent comment assembler la carte principale et la contreplaque. Deux éventualités ont été envisagées à titre d'exemples :

soit le montage de l'interface DDI (et dans ce cas le câble de raccordement doit être inférieur à 20 cm)

soit AMSCOM ou toute autre extension branchée directement sur le bus d'origine (avant bufférisation). Dans ce second cas, le câble pourra être plus long mais jamais supérieur à 50 cm.

Si par exemple vous montez sur 464 votre interface disc au bout d'une rallonge de 50 cm, vous seriez surpris car l'ordre DISC ne serait pas reconnu, le lecteur de cassette se mettrait à tourner, et des messages du genre « break in 380 » s'inscriraient sur l'écran de façon aléatoire. Ces problèmes sont d'ailleurs classiques, et il n'est pas toujours possible pour les DISCs d'effectuer une maintenance à l'extrémité d'un prolongateur de carte dans une baie.

On remarquera que la carte principale est mise du « mauvais côté » du porte cartes double :

en effet, le « bon côté » est situé à gauche quand on regarde la face avant. Si nous avons placé le connecteur à droite et à l'envers, c'est pour interdire toute introduction inadéquate dans le rack. Ce module a une place et une seule. Nous verrons que pour DECODER une solution identique a été retenue, avec en plus un second connecteur mis, lui, du bon côté.

De ce fait, les modules spéciaux ne pourront être engagés ailleurs qu'à leur place assignée, et si besoin était, une extension (et une seule) serait éventuellement reliable au bus originel par le connecteur « normal de DECODER ».

Vous voyez que l'organisation permet une grande souplesse d'exploitation. Si vous regardez attentivement les photographies, vous découvrirez l'intérieur de l'interface DDI du 464, monté dans FLOPPY. Ici encore, aucun risque de destruction de cet élément, puisqu'il suffit d'ouvrir la boîte, de sortir la carte, de l'engager dans l'intercalaire et de la revisser par les mêmes trous que ceux d'origine, dans deux entretoises nylon de 30 mm.

C'est tout l'intérêt de la contreplaque que de pouvoir être adaptée à bien des situations. Pour les implantations personnelles, il suffira de choisir les bonnes entretoises et de bien repérer les fixations. Si d'aventure ce support se mettait à ressembler à une passoire, il serait facile de le remplacer par un neuf, sans engager de frais.

Carte mère

La figure 12 donne le dessin de ce fond de panier. Il comporte plus de 2800 traits et presque 1500 pastilles, mais rassurez-vous il ne sera pas utile de percer les trous : à titre indicatif, notre bac n'en a nécessité que 600 environ (9 slots).

Nous ne vous ferons pas l'injure d'attirer votre attention sur le soins à apporter à sa réalisation, et aux multiples contrôles à effectuer avant sa mise en service.

Quelques précisions peuvent être utiles :

1° Ne pas oublier le strap situé à l'extrême droite.

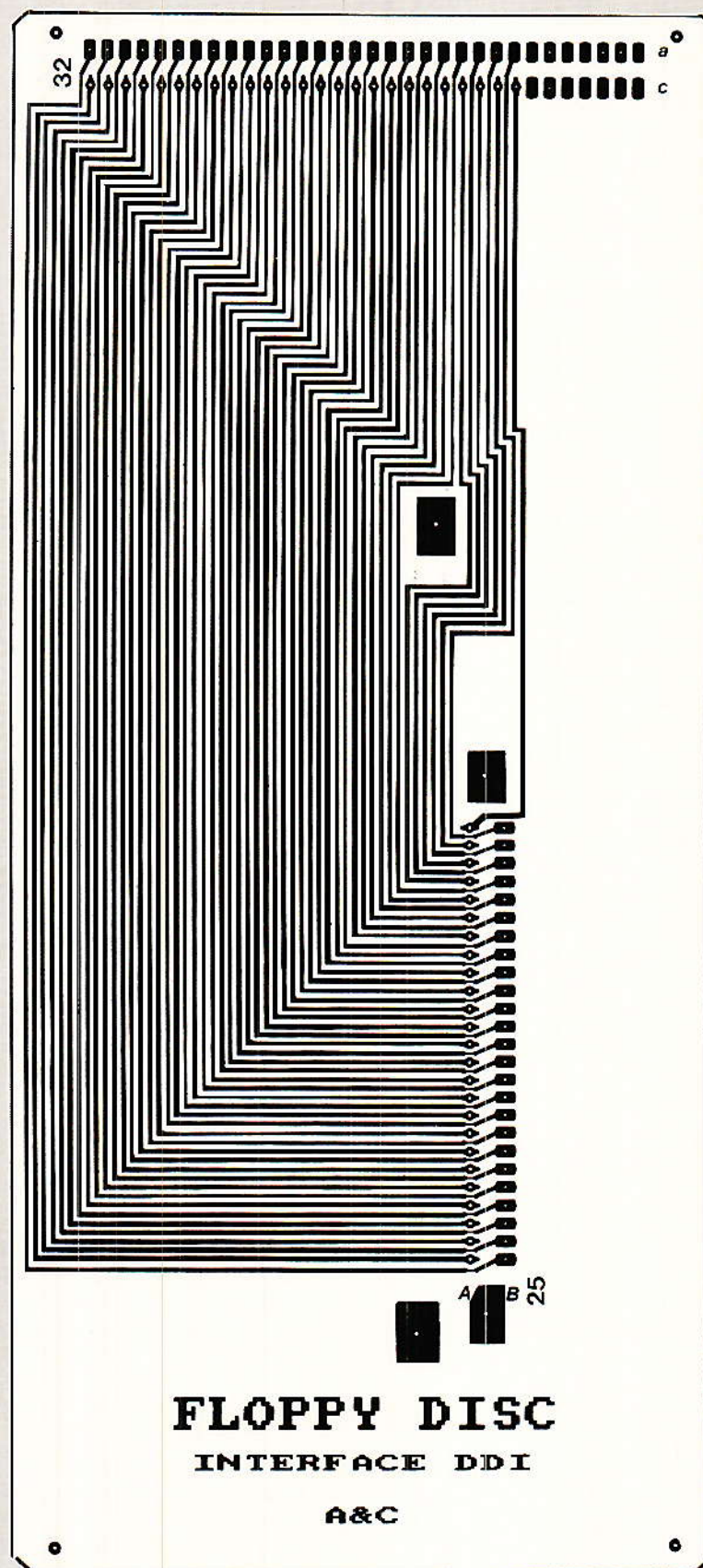


Figure 8 - Le CI Floppy.

2° Le slot de FLOPPY est hors-pas (de par le retournement du connecteur), et de ce fait les vis de fixations ne se présentent plus correctement dans le cadre arrière. Il faudra donc percer deux trous supplémentaires à 51,5 mm du bord droit de celui-ci, les fixations du premier slot UTIL étant à 111,5 mm de ce même bord.

NOTA : le bord droit est considéré vu de l'arrière, côté soudures.

3° On exploitera, sans gêne, toutes les possibilités offertes par le bac CHALLENGER 1, et en particulier le fait qu'il soit possible de démonter à tout moment l'intégralité du cadre arrière, même (et c'est cela qui est le plus intéressant), une fois la carte et les slots assemblés. Même le connecteur de l'alim et les câbles de liaison suivront le mouvement ! Donc, inutile de vous presser pour organiser votre fond de panier à vos mesures : il suffira de démonter le cadre et de percer au fur et à mesure des besoins les emplacements des slots UTIL. Toutefois, nous vous invitons à percer la rangée 17 ou 18, d'y insérer un connecteur quitte à ne le souder que par deux ou trois points, et ce afin de fixer la carte à l'extrême gauche (toujours vue de l'arrière), car rien ne la maintiendrait autrement. Étant donnée la longueur du circuit, il serait étonnant qu'il reste parfaitement rectiligne sans ce maintien.

4° Il est par contre indispensable de monter les 5 premiers slots référencés J1 à J4, ainsi que UTIL1. Ce dernier ne sera jamais une contrainte, car quelle que soit la largeur du module que vous souhaiterez engager, il sera toujours bien situé.

Attention, rappelez-vous que J1 (en pointillés) est soudé côté cuivre, comme le montrent les photographies.

5° Si vous observez bien le dessin du CI et son implantation, vous remarquerez un slot supplémentaire pastillé mais non implanté (entre J4 et UTIL1). Il serait destiné à emmener vers un autre rack l'intégralité des lignes du bus bufferisé, c'est-à-dire alims et CS compris. Le raccordement se ferait côté cuivre, comme pour J1. On ne sait jamais !

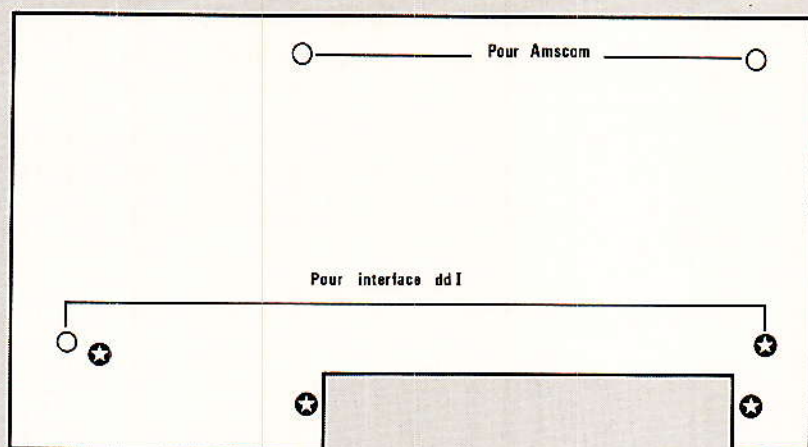


Figure 9 - La contre plaque Floppy.

tionnés à l'envers, de même que J1 qui, en plus, est soudé côté cuivre.

Conclusion

Il ne manque à cet ensemble que DECODER pour être totalement opérationnel. Prochainement nous vous en livrerons les secrets, et si c'est votre premier montage en contact avec votre ordinateur, il vous permettra à lui seul de nombreuses manipulations très instructives.

En attendant, il vous reste à construire votre rack, en allant (veinards) droit au but...

BON TRAVAIL

Jean ALARY

6° Les liaisons des 5 barres d'alimentation se feront au moyen de câbles courts terminés par des cosse FASTON adaptés au connecteur du μ POWER, et correctement branchés. Nous l'avons dit, les tensions programmables et leurs commandes seront véhiculées par une fiche multibroches (DIN ou SUB-D), engagée dans le châssis arrière d'EPRIMER. Mais rien n'interdi-

rait de placer un 41612 de plus, uniquement relié à ces tensions, et situé de l'autre côté du châssis arrière.

7° Dernier point très important : ne vous trompez pas de sens au moment d'engager (et surtout de souder) les slots à la carte mère : la figure 12 indique au moyen d'un trait, le sens des décrochements. Ainsi, J2 et J4 sont posi-

A₂

μ FLOPPY

DDI

Figure 10 - Face avant.

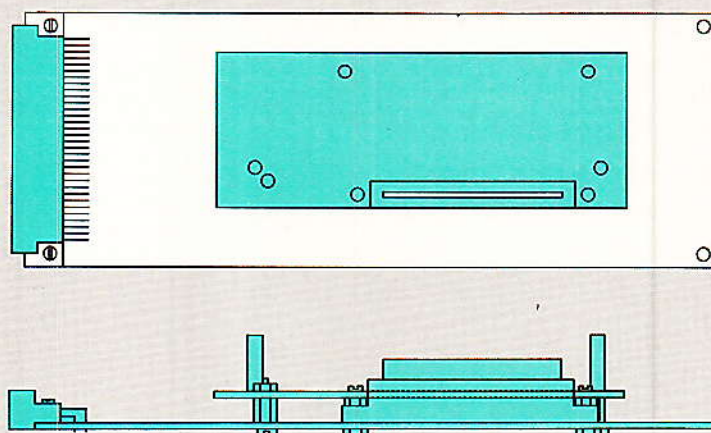
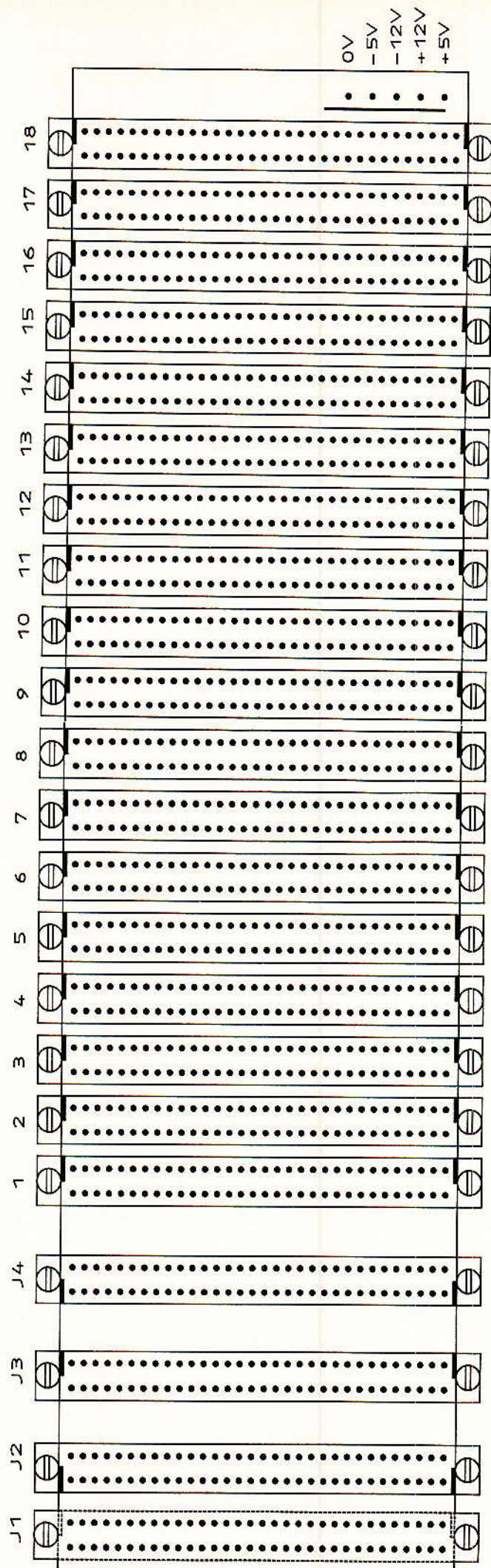
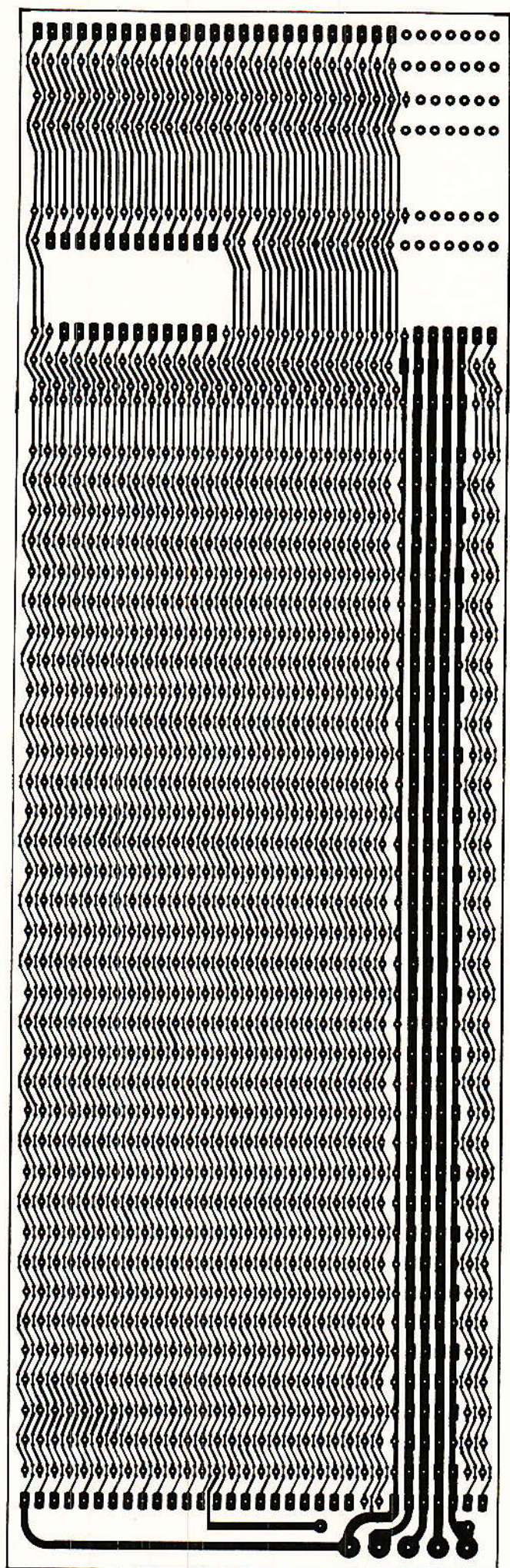


Figure 11

Répertoire des pièces constituant le rack

Bac CHALLENGER I, (220)	réf. 8340020	: 1
Barrettes taraudées 84 TE	réf. 834577	: 2
Cadre porte connecteurs 3U	réf. 8345790	: 1
Connecteurs FEM C64FD	réf. 50426	: 6 au minimum
Porte cartes double 3U 12TE	réf. 8344410	: 1 (FLOPPY)
Châssis arrière 12 TE	réf. 8344740	: 1
Flan 3U, 220 mm	réf. 8445350	: 1
Connecteurs mâles C64M	réf. 50422	: 6 au minimum
+ connecteur mâle 64M picots droits		: 1 (J1)

Figure 12



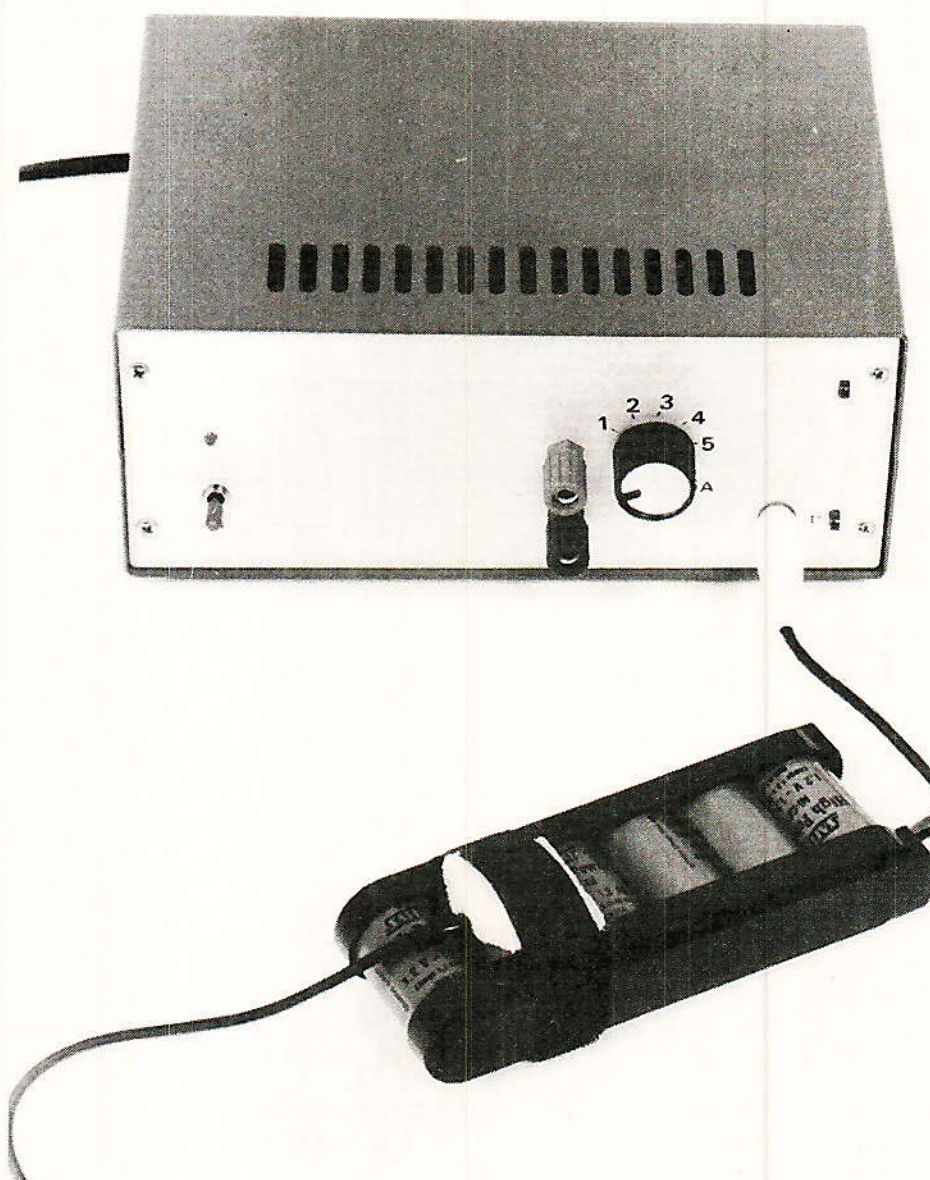
Pour notre chargeur du n° 484 : Un capteur anti-oublis !

La fin de charge d'un accumulateur Nickel Cadmium se caractérise, comme nous l'avons vu, par une élévation de la température. Lorsque le processus d'échanges électro-chimiques est terminé, toute l'énergie emmagasinée dans l'accumulateur est transformée en chaleur, on constate donc une élévation sensible de la température. Notre chargeur dispose de deux systèmes complémentaires de détection de fin de charge, l'un par détection thermique, l'autre par détection de la variation de la tension en fin de charge ; en fin de charge, la tension augmente puis passe par un palier avant de décroître.

L'un des procédés de détection de fin de charge le plus précis reste la détection de température. ce système est valable mais à une condition, c'est que le capteur de température reste en place.

Idiot, n'est-ce pas ? Or, la pratique démontre que le capteur n'est pas toujours mis en place autour de la batterie ou que la batterie peut être manipulée en cours de charge, le capteur se déplace, n'est plus en

contact et ne détecte plus rien : il reste froid. Lorsque l'accumulateur est chargé très rapidement, la surcharge peut être fatale pour l'accumulateur, voire même dangereuse, celui-ci risquant d'exploser, ce qui s'est vu, même en compétition internationale de modèles réduits.



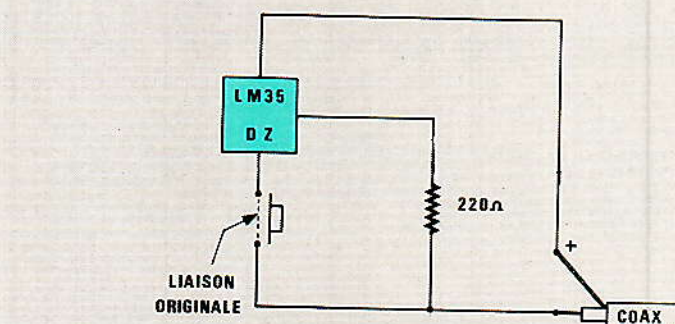
Donc, nous avons revu notre système de capture de la température pour le rendre plus fiable ; lorsque le capteur se détache de l'accumulateur ou que l'on demande la charge alors que le capteur n'est pas en place, l'électronique déclenche la coupure de la charge. Comme nous n'avons pas voulu compliquer à outrance le système, nous avons repris notre capteur de base et décidé de conserver ses deux conducteurs, donc rien à revoir du côté du câble ou du circuit.

Le principe consiste à placer le capteur, un LM 35 de NS, sur un bouton à déclic. On peut également utiliser un micro-rupteur mais sa taille constituera souvent un obstacle si on ne veut pas que le capteur dérange trop.

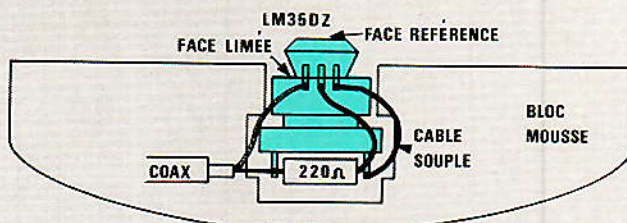
Comme ces poussoirs ne disposent que d'un contact NO, autrement dit ouvert lorsqu'il n'y a pas de pression, il faut adapter le montage à cette condition.

Lorsque le contact sera ouvert, le détecteur de température devra « voir » une tension supérieure ou égale à la tension correspondant à la température de déclenchement. Or, on se rend compte qu'apparemment, il n'y a rien à faire ; si on coupe le plus, il n'y aura pas de courant ; si on coupe la résistance il n'y aura pas de tension sur l'entrée donc pas d'issue, à première vue en tous cas. Il nous restait à essayer la dernière solution, la coupure de la broche de masse. Il n'y a que trois broches à notre capteur. pas de schéma interne dans la notice du constructeur, bref, impossible de prévoir ce qui risquait de se passer. Plus d'autre solution par conséquent que de faire de l'expérimentation, nous avons donc câblé notre LM 35 sans sa broche de masse et constaté alors que la tension aux bornes de la résistance de 220 Ohms dépassait les 60 mV. Donc, c'était bon, la solution était trouvée et nous l'avons adoptée.

La réalisation pratique n'est pas aussi simple. Nous avons pris un LM 35, l'avons installé dans un étai et limé la partie arrondie afin de la coller sur l'interrupteur là où normalement doit se poser le doigt. Les connexions de l'interrupteur sont coupées, les pattes du capteur également.



Principe



Réalisation pratique

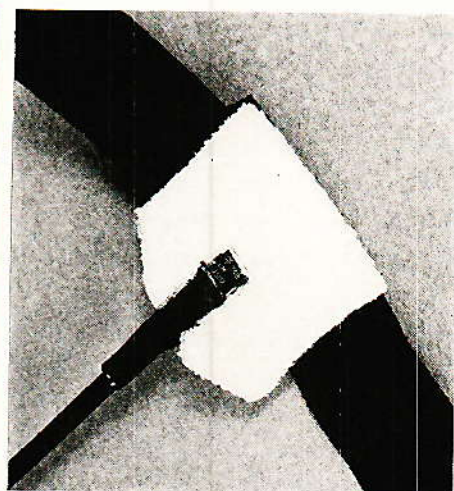
On colle ensuite le capteur sur le bouton (colle cyanoacrylate ou BLACK MAX de LOCTITE). Il reste à câbler, avec un fil souple bien sûr qui maintiendra la souplesse du fonctionnement.

Avant d'installer le câble, on prend un bloc de plastique mousse dense que l'on évide pour recevoir l'interrupteur.

Le fil coaxial est passé au travers d'une ouverture avant d'être soudé, âme sur l'un des contacts de l'interrupteur. La gaine du coax est collée sur l'interrupteur après avoir été câblée, autrement dit reliée à la borne + du capteur LM 35.

L'une des extrémités de la résistance est reliée à l'âme du coaxial, l'autre à la broche centrale du LM 35, toujours par fil souple. Une goutte de colle cyanoacrylate maintient le corps de la résistance contre l'interrupteur. Il reste à relier le contact de l'interrupteur à la borne de masse du LM 35 et le tour est joué ; on enfonce le tout dans la mousse, on colle (colle fusible par exemple ou mastic silicone).

Le reste du capteur est constitué comme dans le cas précédent avec une bande style Velcro (ou VELCRO) qui permettra d'adapter le capteur à la taille de l'accumulateur.



C'est tout, il ne reste qu'à vérifier le fonctionnement du capteur. Branché, interrupteur non actionné, la diode témoin de température élevée s'allume. Interrupteur enfoncé, elle clignotera lentement lorsque la prise sera mise en place, autorisant ainsi la charge.

Une amélioration simple et efficace et qui rend le module de surveillance de la variation de tension moins utile, et permettra même de le supprimer, la surveillance de la température constituant un élément qui, à lui seul permet un contrôle précis de la fin de charge...

E. LEMERY

DROIT DE REPONSE DE FRANCE TELECOM

Dans le numéro 485 (avril 1988) de « RADIO PLANS », un article intitulé « Réalisation - Un récepteur EUROSIGNAL » présente les différents moyens techniques nécessaires d'une part à l'utilisation frauduleuse de numéros Eurosignal et d'autre part à la construction de récepteurs non homologués EUROSIGNAL en vue de leur utilisation.

FRANCE TELECOM tient à rappeler que l'utilisation des matériels radio-électriques est

soumise à autorisation et que ces matériels doivent être homologués en vertu des articles L 39, L 89 et L 97 du code des P. et T.

Toute utilisation d'un matériel non autorisé ou non homologué, du type de celles citées en exemple dans l'article précité, constitue une infraction pénale réprimée par la loi.

Les lecteurs de « RADIO PLANS » doivent être mis en garde sur les risques de poursui-

tes tant civiles que pénales qu'ils encourent à appliquer les méthodes préconisées par cette revue, et contre les graves conséquences des perturbations que peut occasionner une utilisation clandestine d'Eurosignal à l'usage régulier qui en est fait par les autres utilisateurs, et notamment les professions médicales.

J. J. DAMLAMIAN

**Le Chef du Service
des Télécommunications
avec les mobiles**

RÉPONSE DE L'AUTEUR

Suite à notre article consacré à la réception d'EUROSIGNAL (n°485), la Direction Générale de FRANCE TELECOM nous prie d'insérer le « droit de réponse » ci-dessus, ce que nous faisons bien volontiers : la mise en garde du Chef de Service des Télécommunications avec les mobiles va en effet tout à fait dans le sens de la nôtre !

Regrettons simplement que FRANCE TELECOM, à son plus haut niveau, considère les lecteurs de RADIO PLANS comme des fraudeurs en puissance plus que comme des clients potentiels. Ils en prendront acte...

Pour notre part, nous connaissons fort bien nos lecteurs à travers les lettres qu'ils nous font l'amitié de nous écrire : pas plus que les radio-amateurs ne se servent de leurs émetteurs pour perturber les radiotéléphones de voiture, ils ne se risqueront à utiliser « frauduleusement » des numéros d'EUROSIGNAL attribués à des tiers.

Beaucoup de professionnels lisent régulièrement nos articles, et se servent de nos montages : ils leurs reconnaissent des originalités capables de démultiplier considérablement les possibilités d'un service « de base » comme le téléphone ou EUROSIGNAL.

Rappelons que notre but, en écrivant cet article, était de permettre à des abonnés à EUROSIGNAL de profiter de leur numéro (ou d'en faire profiter des tiers)

dans des zones ou des créneaux horaires dont ils n'ont pas l'usage. Les récepteurs commercialisés ne permettant pas directement l'utilisation à des fins de télécommande (innovation suggérée dans notre étude), nous avons jugé opportun de publier les plans d'un équipement approprié, et c'est ce qu'on nous reproche !

La tradition en France veut que les connaissances relatives aux techniques de pointe soient soigneusement cloisonnées : on jette en prison les « enfants terribles » de l'informatique qui offrent leurs conseils aux victimes du « piratage », tandis qu'aux Etats-Unis, on leur propose des contrats d'assistance technique !

Pour notre part, nous avons choisi d'exercer notre métier d'Ingénieur en diffusant aussi largement que possible ces connaissances que nous estimons être la propriété de tous, quitte à faire le pari que nos lecteurs les utilisent en citoyens responsables.

En ce qui concerne le fait que le récepteur décrit ne soit pas homologué, nous avons le regret de devoir rappeler qu'il s'agit d'un simple récepteur FM : nous ne sommes pas responsable du fait que les émetteurs EUROSIGNAL, pourtant exploités en AM, puissent être captés par le premier autoradio venu, qu'ils perturbent même à l'occasion !

Qu'on ne vienne pas dès lors nous interdire de raccorder des décodeurs de tonalités et des circuits logiques à la sortie « audio » d'un récepteur qu'il est expressément permis de détenir et d'utiliser...

Cela étant posé, nous réitérons avec force notre avertissement : le récepteur décrit ne doit être exploité que par les titulaires d'un abonnement EUROSIGNAL en bonne et due forme, ou par des utilisateurs qui se seront au préalable mis d'accord avec un tel titulaire.

Nous remercions à l'avance nos lecteurs se trouvant dans ces deux cas d'apporter « de l'eau à notre moulin » en nous décrivant l'usage qu'ils font de ce montage.

La mise en garde de FRANCE TELECOM est claire : on nous déconseille vivement de nous livrer à « ce genre d'exercice » sous peine de graves ennuis ! Une façon originale de nous remercier de la « promotion » faite autour de ce service performant qu'est EUROSIGNAL : décidément, on change plus facilement de nom que d'état d'esprit mais c'est tout de même finalement au consommateur qu'il appartient de juger.

Patrick GUEULLE

DÉTECTEURS DE FRÉQUENCES PROGRAMMABLE PAR MASQUE

SGS-THOMSON agrandit sa famille unique de filtres ASIC en introduisant le MPFD, un détecteur de fréquences programmable par le seul masque d'interconnexion final. Combinant une faible consommation, une très haute précision, ainsi que des dérives nulles dans le temps et en fonction de la température, le MPFD intègre toutes les fonctions nécessaires pour réaliser des détecteurs de fréquence programmables ; on dispose, en tant que support logiciel, des outils usuels de conception assistée par ordinateur.

Le MPFD comprend un filtre à capacités commutées (SC), un filtre anti-repliement (sur option), un détecteur et un comparateur d'enveloppe, un générateur d'horloge maître, un diviseur de fréquences programmable, des buffers de sortie linéaires et logiques, ainsi qu'une interface série/parallèle adapté à la connexion d'un microprocesseur ou de tout autre circuit de commande.

Le signal d'entrée est appliqué, directement ou via le filtre d'anti-repliement, au filtre à capacités commutées : le comparateur déclenche le drapeau de sortie lorsque le niveau de sortie du

filtre dépasse la valeur de déclenchement spécifiée. La sortie du filtre peut aussi être connectée à une broche du boîtier, via un buffer large bande ou à faible impédance.

Le filtre SC est basé sur la série TSGF de SGS-THOMSON, une famille de filtres standards et spécifiques conçus à partir d'un concept de cellules de filtrage cascables. Les paramètres du filtre, tels que la bande passante et l'ondulation dans la bande passante, sont déterminés par la configuration particulière du filtre effectuée en programmant le masque. On peut implanter des filtres du huitième ordre pour réaliser des filtres très sélectifs. La fréquence de coupure du filtre est contrôlée dans un rapport de 1 à 1024, en programmant le diviseur de fréquences interne à l'aide du microprocesseur.

Un faible coût, une performance élevée et une personnalisation simple font du MPFD un produit idéal pour beaucoup d'applications de télécommunications, de l'industrie et du grand public, y compris les récepteurs télécommandés, les systèmes de sécurité, les égaliseurs graphiques, les systèmes de relevés téléphoniques et les interfaces capteurs. La réponse sélective du filtre, combinée à l'absence de dérive, font du MPFD un circuit convenant particulièrement aux applications distribuées dans les-

quelles plusieurs sous-systèmes répondant à différentes fréquences se partagent un bus série commun. Les exemples les plus répandus sont les réseaux domestiques et automobiles, ainsi que les systèmes de contrôle de mesure d'énergie.

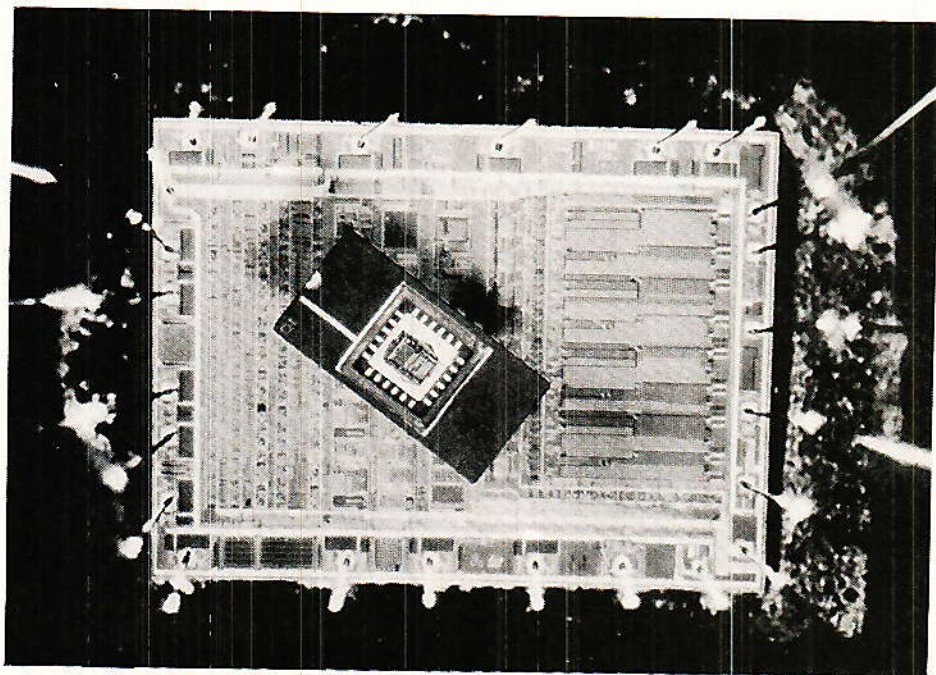
L'un des grands avantages du MPFD est le logiciel de conception automatique Filcad, qui aide au développement complet de la séquence. Le client n'a besoin que de spécifier les caractéristiques du filtre désiré, sous forme d'équation polynomiale, de fonction de transfert ou de gabarit, Filcad réalise une première analyse mathématique, conçoit un filtre à capacités commutées utilisant les structures « biquad » et « leapfrog » appropriées, effectue les simulations nécessaires, le comptage des impulsions, la normalisation et l'analyse de Monte-Carlo, pour finir par générer le diagramme de métallisation final.

SGS-THOMSON fournit les premiers prototypes six semaines après le début de la conception.

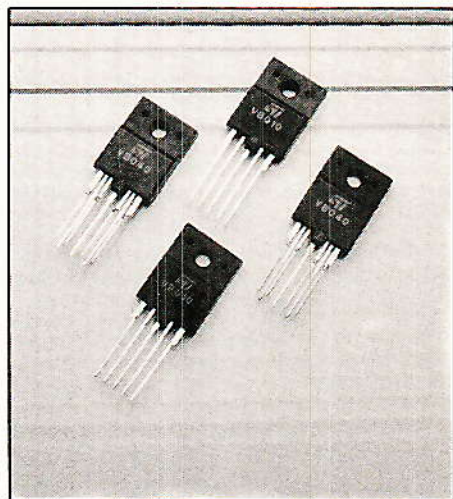
COMMUTATEUR DE PUISSANCE INTELLIGENT A PROTECTION INTÉGRÉE

Deux nouveaux dispositifs de puissance intelligente de SGS-THOMSON utilisent la technologie VIPower de la firme, un procédé breveté permettant d'intégrer sur la même puce des étages de puissance et des fonctions numériques. Les Darlington intelligents VB010 et VB040 comportent un dispositif de protection efficace et un système de commande et de contrôle, qui simplifient l'utilisation de cette fonction et la rendent plus fiable qu'un circuit équivalent en composants discrets.

La structure verticale de l'étage de sortie autorise des densités de courant équivalente à celle des Darlington de puissance discrets. Avec une tension de 400 V et un courant maximum de 7 A, les VB040 et VB010 sont de ce fait particulièrement adaptés pour commuter des charges de plusieurs KVA fonctionnant directement à partir d'alimentations secteur.



Quatre types de protections internes sont prévus pour rendre inutile l'adjonction de circuits extérieurs, tout en gardant un fonctionnement fiable dans la plupart des conditions extrêmes de fonctionnement. Une protection contre les court-circuits limite le courant collecteur à 8 A, alors qu'un circuit de détection de tension déconnecte l'étage de sortie si la tension émetteur/collecteur dépasse la valeur maximale autorisée.



Un circuit de surveillance de la tension et du courant s'assure que le composant travaille toujours à l'intérieur de sa zone de sécurité en réduisant le courant collecteur en fonction des limites de cette zone. Le circuit de mesure de la température coupe l'étage de sortie si la température dépasse sa valeur maximale. Le circuit de protection thermique a une hystérésis de 20°C.

Une particularité intéressante de ce nouveau composant est sa possibilité de commande directe par microprocesseur. L'entrée de commande peut être directement attaquée par un niveau logique TTL/CMOS, alors que la sortie diagnostic (drapeau signalant une panne) en collecteur ouvert est au niveau bas si tous les circuits de protection sont activés. La sortie diagnostic peut être contrôlée par le processeur hôte ou utilisée pour générer une demande d'interruption.

Un étage driver en push-pull procure des temps de commutation et de blocage rapides. La broche VSS du VB040 peut être connectée à une source négative pour améliorer la vitesse de com-

mutation du Darlington de puissance. Pour réduire au minimum la dissipation de puissance en phase de blocage, la consommation du driver est automatiquement réduite après un délai de prépositionnement interne.

Le VB010 est présenté en boîtier Isowatt (5) de cinq broches entièrement isolées et ne nécessite d'autre composant externe que la résistance de rappel pour la sortie diagnostic. Le VB040 propose également d'autres avantages comme une entrée logique de validation et des alimentations séparées pour le driver et le circuit de commande. Il est alors assemblé dans un boîtier Isowatt (7) complètement isolé de sept broches.

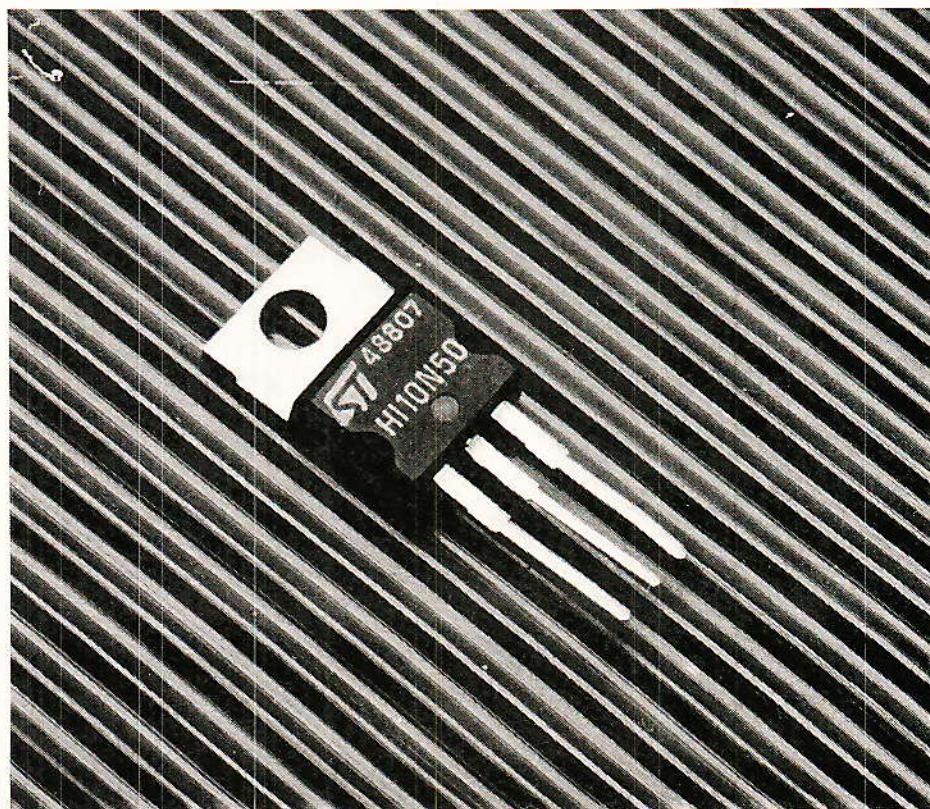
TRANSISTOR BIPOLAIRE A COMMANDE ISOLÉE SUPPORTANT 500 V A 10 A

Le STH 10N50 de SGS-THOMSON est un transistor bipolaire à commande isolée conçu pour fonctionner comme commutateur de puissance à l'état solide dans les commandes de moteurs à courant continu, de solénoïdes et de relais, ou autres applications de même nature. Réalisé dans une technologie MOS forte puissance (HIMOS), ce composant autorise

une tension drain-source de 500 V maximum et un courant drain permanent de 10 A maximum.

La technologie HIMOS permet de réaliser un commutateur faible coût combinant les avantages de MOSFET et des bipolaires. Avec une impédance d'entrée élevée (de type MOS), le STH 10N50 peut être commandé de la même manière que les MOSFET de puissance, alors que les caractéristiques de sortie sont semblables à celles d'un transistor bipolaire à jonctions. Disposant d'une grande aire de sécurité en polarisation inverse, ce produit convient particulièrement aux applications de contrôle par alimentation à découpage des moteurs à courant continu, directement reliés au secteur 220 V alternatif, à des fréquences pouvant atteindre 10 kHz.

Les autres caractéristiques essentielles du STH 10N50 tiennent en une dissipation maximum de 100 W, une température de jonction maximum de 150°C, un courant de commande maximum de 100 nA seulement, des temps de montée et de descente de 0,7 et 1,1 µs, respectivement. Le composant est disponible aussi bien en boîtier standard TO 220 qu'en boîtier Isowatt 220.



GESTION DOCUMENTAIRE

Dans votre vie professionnelle comme dans votre vie personnelle, il vous est souvent arrivé d'avoir besoin d'une information que vous vous rappelez avoir lue quelque part, sans pouvoir la retrouver rapidement, sinon par hasard.

A ce problème existe une réponse : « PreciDoc », le logiciel qui va devenir indispensable à toutes les personnes recherchant des informations (journalistes, documentalistes, avocats, scientifiques, écrivains, etc.) à condition d'être l'heureux utilisateur du Macintosh d'APPLE. Ce fantastique outil de gestion documentaire, compatible avec la plupart des gestionnaires de fichiers déjà existants (4D, ADN, Excel, Works,...) gère un nombre illimité de fiches dont les rubriques sont paramétrables et les critères de recherche non moins variés.

Exceptionnel également son prix : 390 F HT, dans toutes les boutiques informatiques ou chez PRECILAB, 96, rue Stanislas à NANCY, créateur du produit.

Description du produit

Le Logiciel « PreciDoc », développé par Bernard Grienberger, permet la gestion, sous HyperCard, de quatre bases documentaires, indépendantes les unes des autres.

Chacune des bases permet d'archiver, sous forme de fiches, des informations sur un sujet de votre choix (articles de journaux, adresses, fichier clients, bibliothèque, discothèque, courrier de l'entreprise, etc.). Chaque fiche est constituée de douze champs parmi lesquels cinq champs de mots-clés, un champ de date et un champ de documentaires. Les noms des Bases ainsi que ceux des champs de chaque fiche sont définis par l'utilisateur.

La recherche (un ou plusieurs mots à trouver) et le champ dans lequel il souhaite le trouver. La première fiche correspond au critère affichée en moins de deux secondes. La recherche peut aussi se faire globalement sur toute la fiche.

Une fonction d'impression est prévue par le logiciel : il est possible d'imprimer les renseignements contenus dans une fiche

ou, de manière plus sophistiquée, de faire un listing des renseignements contenus par un ensemble de fiches correspondant toutes à un critère de recherche.

De la même manière une fonction d'enregistrement est implémentée : le contenu d'une fiche ou d'une liste de fiches répondant à un certain critère est enregistré dans un fichier au format TEXT. Ce fichier pouvant être relu par « PreciDoc », bien-sûr, mais aussi par toutes les grandes applications du Macintosh. Il est aussi possible de reprendre dans « PreciDoc » un fichier ou une partie de fichier créé sur Works™ ou sur EXcel™ ou d'autres...

Une attention toute particulière a été portée à l'interface utilisateur du produit qui se veut aussi intuitive que possible. La prise en main du logiciel et de ses fonctions principales se fait en moins de 5 minutes pour un utilisateur habituel de Macintosh.

Le logiciel se présente sous la forme d'une pile HyperCard qui permet à la fois le classement et la recherche de documents, articles de journaux, cassettes, livres, etc.

Quatre bases documentaires peuvent être créées. Ces quatre bases sont indépendantes l'une de l'autre. Chacune des bases peut contenir un nombre de fiches limité seulement par la capacité de la mémoire de masse utilisée. Sur l'écran suivant, l'utilisateur s'est, à titre d'exemple, constitué quatre bases documentaires en littérature, informatique, bande dessinée et vidéo. Il est actuellement sur la base « littérature ».

Chaque fiche comporte sept champs de texte pour archiver les données importantes relatives à l'œuvre.

Par exemple :

- un champ de titre,
- un champ pour le nom de l'auteur,
- un champ pour indiquer le support physique de l'œuvre,
- un champ pour indiquer l'emplacement dans le support,
- un champ date.

Le titre de ces champs est paramétrable par l'utilisateur.

On trouve, par ailleurs, un champ de résumé qui permet l'entrée de texte jusqu'à 32767 ca-

ractères, compatible avec le « copier/coller » et, enfin, un champ spécialisé pour l'introduction de mots-clés choisis par l'utilisateur.

La recherche peut être faite sur chacun des champs, sur les mots-clés, sur le commentaire ou globalement sur toute la fiche. La recherche par mots-clés est bien entendu conseillée car plus rapide. On peut demander une recherche à partir de n'importe quelle fiche de la base, cette recherche se faisant dans l'ordre croissant des numéros de fiches.

La demande est faite pour une recherche par les mots-clés « justice » et « militaire ».

Deux mots-clés sont introduits, séparés par un espace. Leur ordre est sans importance : dans ce cas on aurait pu entrer « militaire justice ». Il est possible d'entrer jusqu'à cinq mots clefs. Seules les fiches comportant à la fois tous les mots clefs seront affichées.

Très rapidement (quelques secondes) la première fiche contenant les mots clefs est affichée. La recherche peut alors être continuée en appuyant sur une touche quelconque du clavier ou sur le bouton de la souris. Pour arrêter la recherche, il faudra cliquer dans le bouton « stop » ou appuyer sur la touche « effacement » du clavier, la fiche actuelle restera affichée.

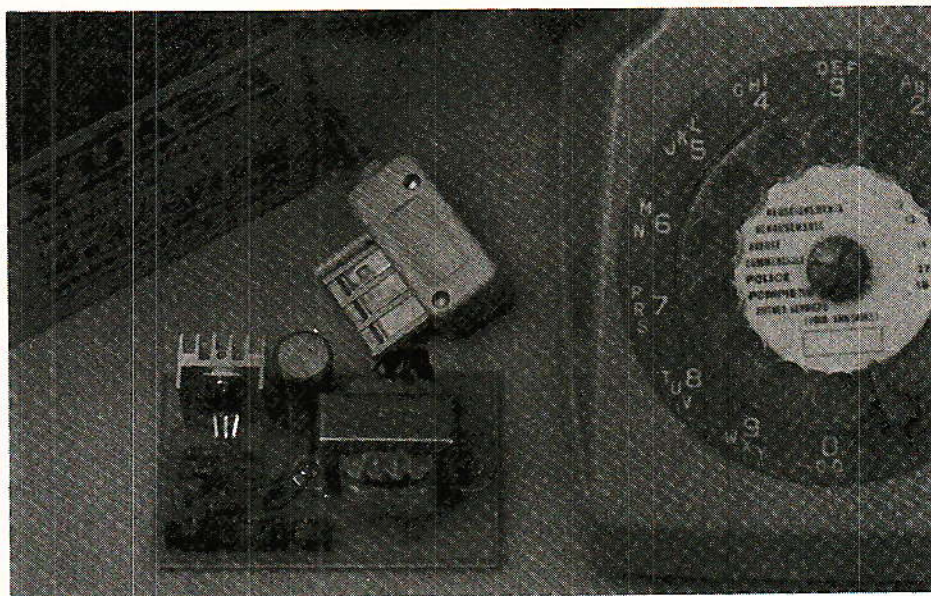
Caractéristiques :

Matériel nécessaire : Macintosh Plus, SE, II et logiciel HyperCard,
4 fichiers sur la même pile,
Nombre de fiches illimité,
Rubrique des fichiers paramétrable,
Possibilité de tri :
- global,
- sur un à cinq mots-clés,
- sur un ou plusieurs mots du résumé,
- sur le contenu d'une rubrique.
Suppression et modification des fiches disponibles,
Suppression possible de fiches sélectionnées à partir d'un critère quelconque,
Impression de la liste des fiches sélectionnées,
Enregistrement de la liste des fiches sélectionnées,
Compatible MultiFinder™, lien possible avec PreciScan™.

Un générateur de tension de sonnerie téléphonique

Avez-vous déjà essayé de faire sonner un téléphone en lui raccordant une alimentation 12 volts ? Si oui, vous savez que ce n'est pas si simple : La sonnerie opère sous une alimentation alternative de près de 80 volts, 50 Hz, normalement fournie par le central.

Pour faire sonner les postes de ses installations intérieures, l'amateur utilise souvent un transformateur secteur, mais il est des cas dans lesquels un fonctionnement sur piles ou batterie serait nécessaire. Le petit convertisseur qui va être décrit ici délivre à partir d'une source continue 12 V, 250 mA, la tension nécessaire pour faire sonner un poste dans des conditions normales.



Détournement d'un ampli BF :

Le schéma de la figure 1 est étudié autour d'un robuste circuit intégré TDA 2030, normalement destiné à la réalisation d'amplificateurs audio d'une bonne douzaine de watts. Disponible à un faible prix chez plusieurs fabricants et bien distribué chez les détaillants, ce composant est en fait un **amplificateur opérationnel de puissance**.

On peut donc l'utiliser dans la plupart des montages prévus par exemple pour le « 741 », tout en disposant en sortie d'une puissance confortable.

Ici, le TDA 2030 est monté en oscillateur RC, une échelle de résistances et condensateurs ramenant sur l'entrée une fraction de la tension de sortie, déphasée de façon à faire entrer l'amplificateur en oscillation.

Les valeurs des composants sont calculées pour que cette oscillation ait bien lieu à 50 Hz, fréquence dont nous avons besoin. En plus, un potentiomètre ajustable permet d'affiner le réglage, bien que la fréquence exacte ne soit pas critique : les sonneries téléphoniques ont longtemps fonctionné très convenablement à 25 Hz.

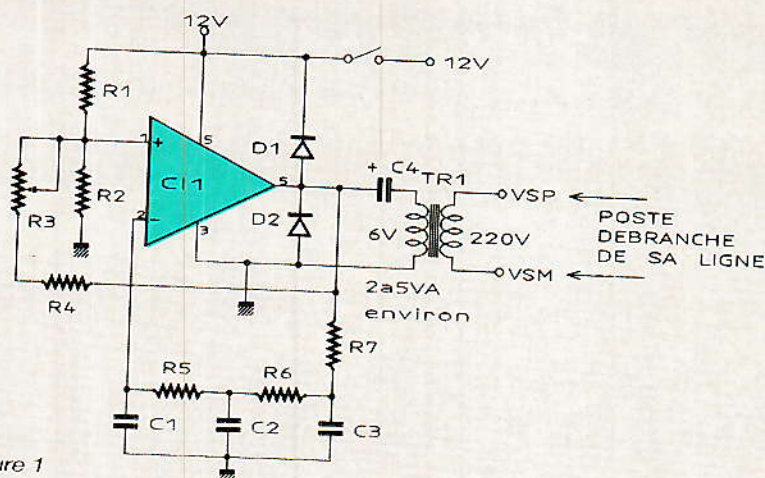


Figure 1

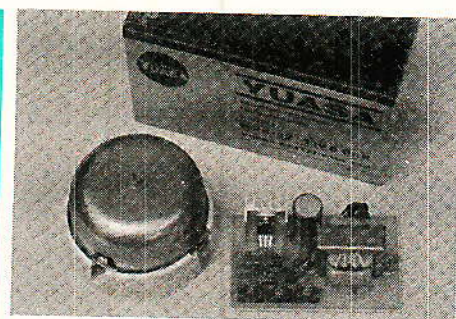
La sortie de l'oscillateur est couplée par un condensateur de 1000 μ F (éventuellement 2200 à un petit transformateur de 3 VA (2 à 5 en pratique), normalement prévu pour ramener à 6 V la tension secteur de 220 V. Compte tenu des chutes de tension dans les divers composants, on obtient bien après élévation, à peu près 80 V eff. aux bornes du poste (broche 1 et 3 de sa fiche) lorsqu'il est raccroché.

Ne jamais décrocher le poste pendant qu'il sonne, ou ne jamais tenter de le faire sonner lorsqu'il est décroché : dans tout système destiné à faire communiquer des postes entre eux, un dispositif est prévu pour couper la tension de sonnerie dès le décrochage. La vie du poste en dépend !

Il est d'ailleurs très simple d'arrêter la production de la tension de sonnerie : il suffit de débrancher le 12 V, par un contact de relais s'ouvrant lors du décrochage.

Bien évidemment, ce petit convertisseur peut être utilisé dans d'autres applications que la téléphonie : la tension de 80 à

100 V disponible sous une puissance de 3 VA peut être utilisée pour toutes sortes d'usages, et notamment redressée pour en faire une haute tension continue (par exemple pour charger les condensateurs d'un stroboscope).



Réalisation pratique :

Le circuit imprimé de la figure 2 reçoit tous les composants du montage, y compris le refroidisseur du TDA 2030 et le transformateur : nous n'avons pas choisi un modèle à picots qui aurait imposé une implantation des pastilles, mais un modèle à étrier dont les enroulements sont accessibles par des fils souples. Nos lecteurs pourront ainsi utiliser le plus facilement possible leurs « fonds de tiroir », ce type de transformateur se récupérant

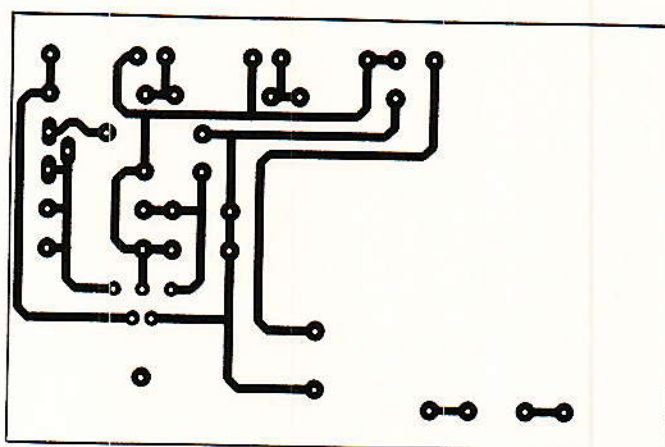


Figure 2

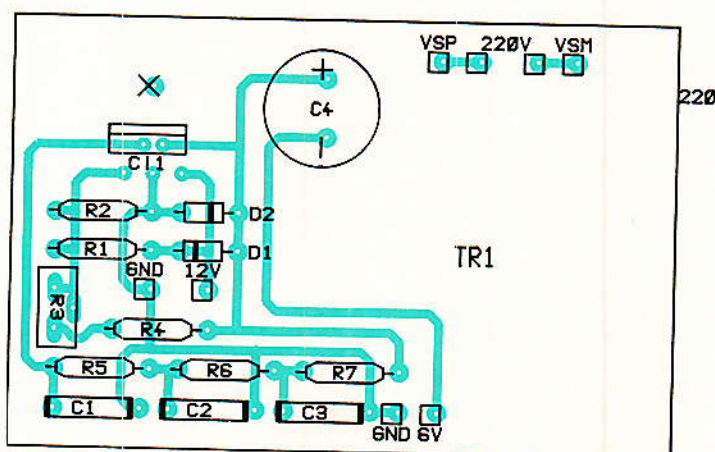
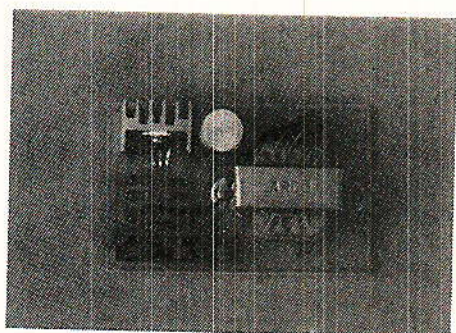
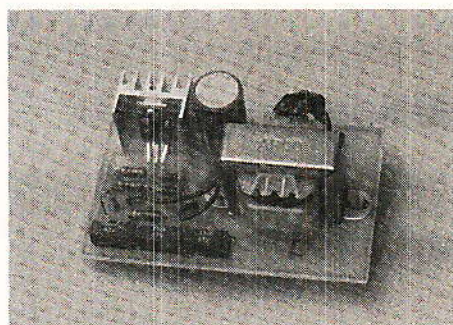


Figure 3





couramment sur des épaves de magnétophones ou récepteurs radio d'origine extrême-orientale.

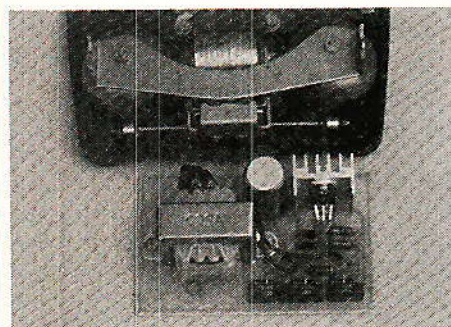
Une fois câblé selon la **figure 3**, ce module compact doit fonctionner dès raccordement à une alimentation de 12 V à faible résistance interne : batterie plomb ou cadmium-nickel, assemblage série de neuf piles « torche », ou triples piles plates **neuves**, car l'appel de courant au démarrage n'est pas négligeable.

Pour les essais, il est évidemment possible d'utiliser une alimentation secteur bien que cette configuration ne soit pas spécialement représentative de l'utili-

sation finale du montage ! Le convertisseur doit évidemment pouvoir fonctionner à vide : il délivre alors une tension plus forte tout en consommant moins. C'est toutefois en lui faisant alimenter un poste « S 63 » qu'on pourra vraiment le tester : on ajustera R_3 de façon à obtenir la sonorité la plus « authentique » possible, c'est-à-dire 80 V, 50 Hz en charge.

Si on tolère une certaine imprécision, R_3 peut être simplement remplacée par une résistance fixe d'environ 150 kilo-ohms.

Patrick GUEULLE



Nomenclature

Résistances

- R_1 : 82 k Ω
- R_2 : 82 k Ω
- R_3 : pot. ajustable 1 M Ω
- R_4 : 47 k Ω
- R_5 : 39 k Ω
- R_6 : 39 k Ω
- R_7 : 39 k Ω

Condensateurs chimiques 25 V ou MKH 63 V

- C_1 : 33 nF
- C_2 : 33 nF
- C_3 : 33 nF
- C_4 : 1000 μ F, 25 V

Circuit intégré

- CI1 : TDA 2030

Autres semi-conducteurs

- D_1 : 1N4004
- D_2 : 1N4004

Divers

- TR1 : Transfo 220/6 V, 2 à 5 VA
- Refroidisseur pour TDA 2030

TRIACS SANS RESEAU D'AIDE A LA COMMUTATION

SGS-THOMSON vient d'étendre sa famille de triacs ne nécessitant pas de circuit d'aide à la commutation (CALC) en mettant sur le marché des triacs 6 (BTA06) et 8 A (BTA08). Chacun d'eux est disponible en sensibilité de courant de gâchette de 35, 50 et 75 mA (correspondant respectivement suffixes CW, BW et 1W).

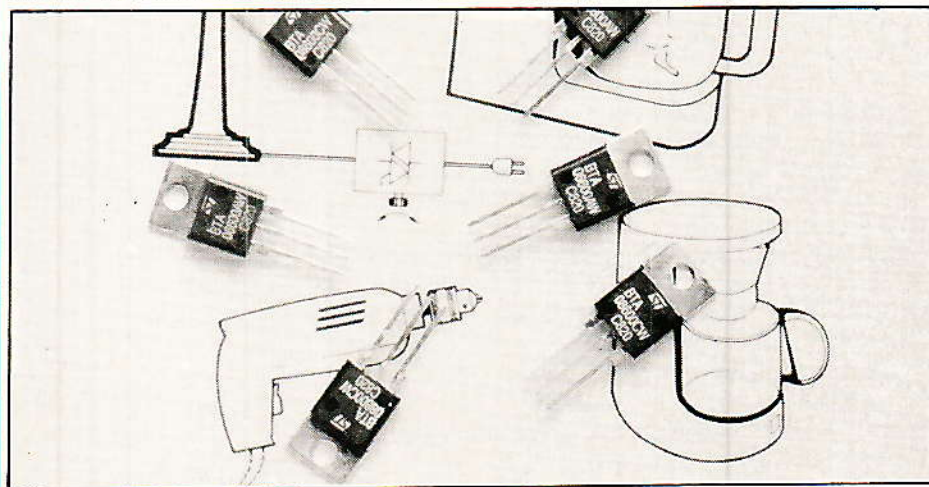
Les triacs sans réseau d'aide à la commutation se singularisent par des performances élevées en commutation et améliore l'immunité contre les pics de surtension. Il n'est donc pas nécessaire, dans la plupart des cas, de protéger ces triacs avec des réseaux externes d'aide à la commutation. Le paramètre de commutation (dV/dt) statique est au minimum de 250, 500 ou 750 V/ μ s pour les modèles CW, BW et AW respectivement. Le paramètre (dI/dt) à la commutation est au maximum de

3, 5, 5 ou 8 A/ms pour le BTA06 et de 4, 5, 7 ou 10 A/ms pour le BTA08. Dans la plupart des cas, les valeurs de (dI/dt) sont spécifiées sans réseau d'aide à la commutation et pour une température de jonction maximale de 125°C.

Ces nouveaux composants sont donc particulièrement adaptés aux applications de commande de phase lorsque l'on désire obtenir un rapport coût/

performance particulièrement attractif. Le fonctionnement sans réseau d'aide à la commutation permet en effet de réduire les coûts en composants et en assemblage. Tous les produits sont disponibles en boîtiers TO 220 plastique.

Ils sont disponibles dans des valeurs de tensions qui sont en valeur crête, comprises entre +/- 200 à +/- 700 V.



COURRIER DES LECTEURS

Cette rubrique a pour rôle d'instaurer un dialogue entre les lecteurs et la revue. Elle ne traite que d'articles publiés (ou de suggestions de publication) dans ces colonnes pour lesquels vous avez été nombreux à prendre la plume (ou le combiné). Les réponses formulées ici ne seront, bien entendu, par répétées par courrier individuel.

Dans notre numéro d'août 88 (489), deux articles de réalisation ont été publiés sans la nomenclature des pièces afférentes. Il s'agit de l'alarme universelle à 6803 et de l'adaptateur pour ligne audio 600 Ω .

A cette époque de l'année, certains d'entre nous ont l'esprit ailleurs...

Veillez nous excuser de ces malencontreux oublis et trouver ci-dessous les fameuses nomenclatures.

Nomenclature alarme (N° 489).

Résistances

R₁ : 4,7 k Ω
R₂ : 82 Ω
R₃ : 1 k Ω
R₄ : 470 k Ω
R₅ : 200 k Ω
R₆ : 1 M Ω
R₇ à R₁₁ : 4,7 k Ω
R₁₂ : 100 k Ω
R₁₃, R₁₄ : 10 k Ω
R₁₅ : 100 k Ω
R₁₆ à R₁₈ : 4,7 k Ω
R₁₉ à R₂₂ : 27 k Ω
R₂₃ à R₂₆ : 100 k Ω
R₂₇ à R₃₀ : 330 Ω
R₃₁ : 620 Ω
R₃₂ : 100 Ω
ADI ajust. : 10 k Ω
ADBF ajust. : 470 k Ω

Circuits intégrés

IC₁ : 741
IC₂ : 6803
IC₃ : 2716, 2516, 2732
IC₄ : 74HCT373
IC₅ : 555
IC₆ : 74HCT132

Diodes

DZ : BZX85-62 V
D₁ à D₁₂ : 1N4148
CR : Pont BY164
2 diodes Zener 4,7 V entre 1 et masse et 3 et masse (de la DIN)
(cathode au point chaud)

Transistors

Tr₁, Tr₂ : 2N1613 ou 1711
Tr₃, Tr₅, Tr₇ : BC170
Tr₄, Tr₆ et
Tr₈ à Tr₁₂ : BC172

Divers

Qz, Quartz : 4,9152 MHz
RL₁ à RL₃ : Relais européens 12 V, 2 x 5 A
REG : Régulateur 7805 - Rad₁ Radiateur pour 7805
Rad₂ Radiateur pour Tr₁
Entretoise pour Tr₁
Connecteur 22 points encartable au pas de 3,96 mm
PC₁ et PC₂ : optocoupleurs 4N25 SIEMENS (VCE = 70 V)
LED₁ à LED₆ : diodes LED rouges
1 embase DIN 5 broches 180°
1 circuit imprimé
E/H commutateur à impulsion
Buzzer, sirènes, magnéto bande sans fin,
capteurs de choc, d'ouverture.

Nomenclature adaptateur de ligne 600 Ω

Résistances

R₁ : 150 Ω
R₂ : 390 Ω
R₃ : 820 Ω
R₄ : 10 Ω , 3 W

Condensateur

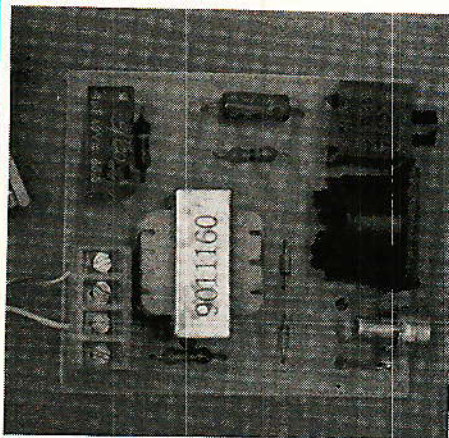
C₁ : 1 μ F, 40 V non polarisé

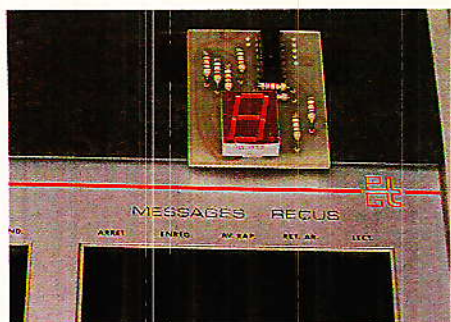
Diodes

D₁ : zener 2,7 V 1/4 W
D₂ : idem

Divers

Transfo audio 600/800 Ω env.
1 embase jack 3,5 mm pour CI
1 embase CINCH pour CI
1 embase DIN 5 broches 180° pour CI
1 bornier 4 circuits au pas 5,08 mm

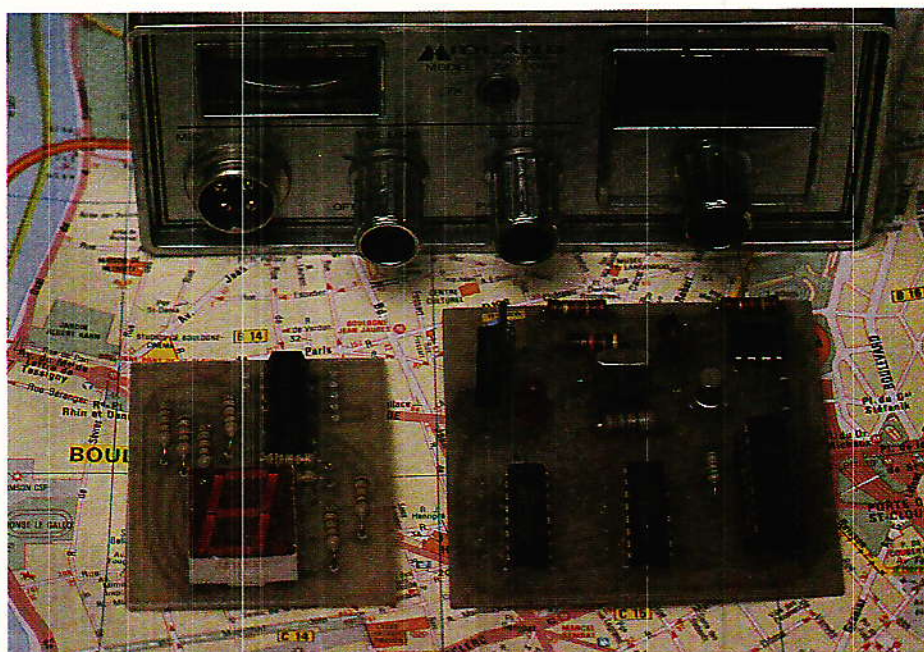




Un afficheur de codes « DTMF »

Depuis le premier clavier téléphonique à fréquences vocales « DTMF » que nous avons décrit dans ces colonnes, nos lecteurs ont eu l'occasion de construire de nombreux montages exploitant ce code multifréquence tant en émission qu'en réception. A ce stade, il nous semble utile que chacun puisse disposer d'un instrument simple et fiable permettant d'identifier de façon instantanée n'importe quel code DTMF circulant sur une ligne ou une voie radio.

Ajouté à l'un des décodeurs précédemment décrits, ce montage se sert d'un afficheur à 7 segments pour indiquer la combinaison reçue, parmi les seize possibles. Mais il a plus d'un tour dans son sac...



Point de départ

Nos lecteurs ont désormais pris l'habitude d'utiliser le décodeur DTMF intégré « SSI 202P » ou « SSI 75D202 » de SILICON SYSTEMS. Devenu facile à se procurer à un prix abordable (adresses sur demande), ce composant met à la disposition de l'amateur la technologie utilisée dans les centraux téléphoniques modernes. Monté comme il convient (nous avons vu que c'est

très simple !), le SSI 202 délivre un mot de 4 bits caractéristique du code reçu, accompagné d'un niveau logique haut « DV » signalant que les lignes de sortie véhiculent un code valide.

Cependant, la signification de ce mot est assez particulière : si les chiffres 1 à 9 sont bien représentés par les combinaisons 0001 à 1001, en revanche le zéro représenté par les combinaisons 0000 représente le code « D ».

Les combinaisons restantes sont affectées comme suit :

- étoile : 1011
- dièse : 1100
- A : 1101
- B : 1110
- C : 1111

Un décodeur ordinaire pour afficheur 7 segments ne donnerait pas une représentation satisfaisante des codes composés, mais le SAB 3211 SIEMENS, prévu pour l'affichage du numéro de chaîne sur les téléviseurs, se prête fort bien à cet usage.

Câblé selon le schéma de la figure 1, il commande non seulement les 7 segments de l'afficheur, mais aussi son « point décimal » l'affichage du code se fait alors selon l'affectation définie à la figure 2, facile à assimiler par l'utilisateur.

Dans le cas de la simple transmission de chiffres (numéros de téléphone), il suffit d'ignorer le point décimal apparaissant avec le zéro : à cela près, la lecture est directe.

Deux modes de fonctionnement différents sont par ailleurs possibles, entre lesquels on peut choisir une fois pour toutes lors du câblage, ou à volonté en ajoutant un petit inverseur :

- **affichage fugitif** : le code n'est visualisé que pendant sa présence effective en ligne (pendant l'appui sur la touche du clavier).

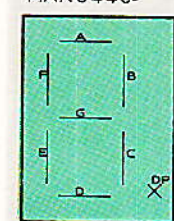
- **affichage mémorisé** : le code reçu reste affiché tant qu'un code différent n'a pas été reçu, ou tant que l'alimentation n'a pas été interrompue.

La première fonction permet de noter aisément les différents chiffres d'un numéro composé manuellement. Par ailleurs, le fait que l'afficheur s'éteint entre deux chiffres ménage la pile alimentant le testeur (9 V miniature).

Ce fonctionnement est obtenu en alimentant le pôle négatif de l'afficheur par l'intermédiaire du transistor qui, sur le module « dé-

codeur DTMF », commande le voyant de détection de code. La seconde fonction est utile notamment dans les systèmes d'appel sélectif ou de recherche de personnes : l'envoi très bref d'un

MAN8440-

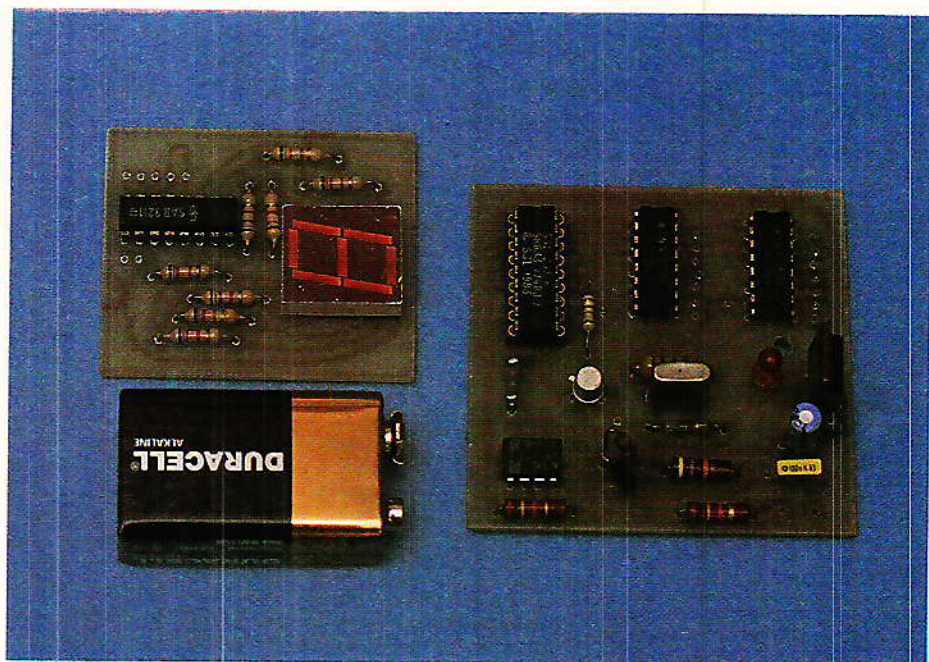
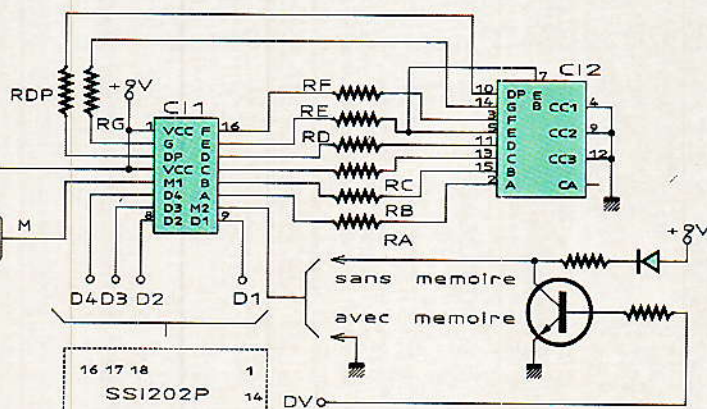


piste a couper

sans mémoire
avec mémoire

DV

Figure 1



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

Figure 2

code DTMF suffit pour qu'un chiffre s'affiche sur le récepteur, et persiste jusqu'à ce que le destinataire du message en prenne connaissance.

Pour obtenir ce fonctionnement, le décodeur et l'afficheur sont alimentés en permanence, tandis que la broche 5 du SAB 3211, jusque là reliée au + 9 V, doit rejoindre la broche 14 (DV) du SSI 202, avant le transistor de commande du voyant.

Dans tous les cas, le module « afficheur » vient se raccorder

en parallèle sur tout circuit logique pouvant déjà être commandé par le SSI 202 : le SAB 3211 s'accommode de niveaux logiques même assez dégradés, et consomme très peu.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la figure 3 permet de réunir le décodeur SAB 3211 et un grand afficheur à cathodes communes genre MAN 8441 sur un module de dimensions réduites, d'après l'implantation de la figure 4.

Plus petit que le module « décodeur DTMF » décrit dans le N° 467 (et souvent réutilisé depuis), ce module d'affichage peut prendre place avec lui dans un boîtier de dimensions raisonnables abritant aussi une pile 9 V.

Selon le réglage du gain du préamplificateur associé au SSI 202, des signaux de diverses provenances pourront être analysés : tonalités DTMF prélevées directement en ligne ou derrière le transformateur d'un répondeur, reçues par radio, interceptées au niveau de l'écouteur supplémentaire d'un poste téléphonique, ou même, moyennant un gain suffisant, captées par une bobine « ventouse ».

Bien entendu, les signaux peuvent aussi provenir directement d'un générateur DTMF (clavier)

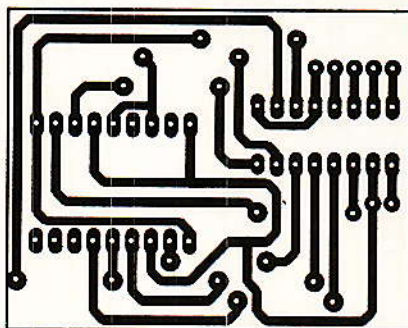


Figure 3

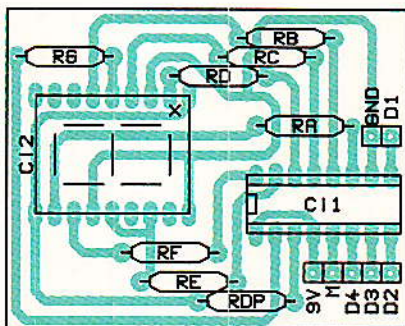


Figure 4

que l'on souhaite vérifier. A condition que la vitesse de défilement soit stable, on peut même relire des signaux DTMF enregistrés sur la cassette d'un magnétophone ou d'un répondeur : une façon comme une autre de transmettre des messages « chiffrés » depuis le clavier de tout poste à fréquences vocales, et de les relire en toute discrétion !

Associé à un répondeur utilisé

en « filtrage d'appels », ce montage peut permettre à des correspondants « privilégiés » de s'identifier par un code approprié : au vu des chiffres défilant sur l'afficheur, vous saurez qui appelle, et pourrez ainsi décider librement de prendre la communication ou de laisser faire le répondeur !

Enfin, ne vous est-il jamais arrivé d'entendre des sonorités typiquement « DTMF » se mêler aux propos de votre interlocuteur ? Grâce à ce petit montage, vous connaîtrez leur signification...

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R₁ à R₈ : 1,2 kΩ

Circuit intégré

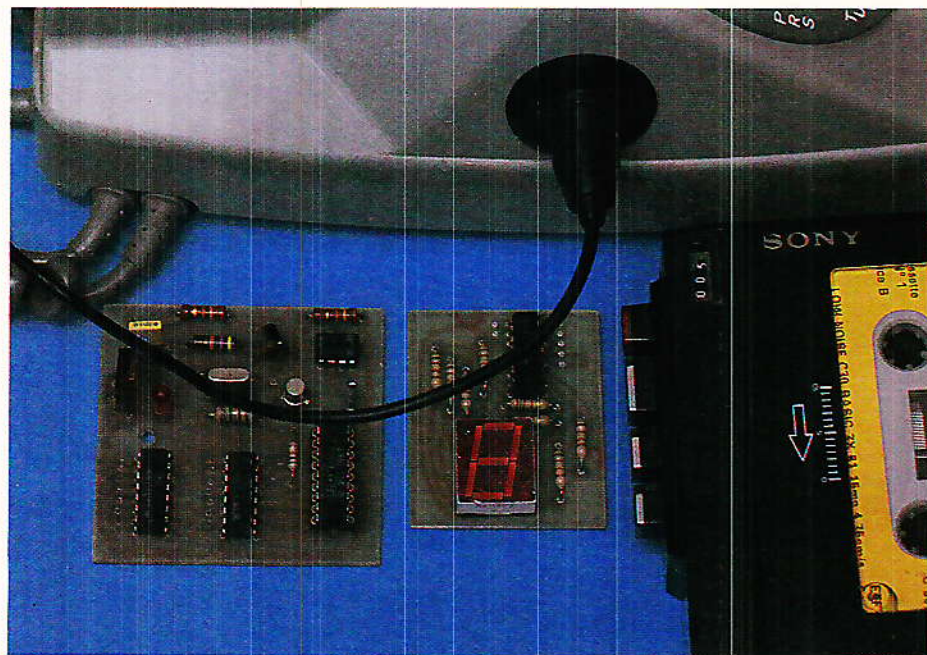
CI₁ : SAB 3211 SIEMENS

Autres semi-conducteurs

Afficheur 7 segments cathodes communes (MAN 8440 GI ou équivalent).

Divers

Décodeur DTMF à SSI 202 P



S.P.E. : Société Parisienne d'Édition
Société Anonyme
au capital de 1 950 000 F

Siège social :
43, rue de Dunkerque -
75840 PARIS
CEDEX 10

Actionnaires :

Publications
Radio-électriques
et Scientifiques :

Création : 1909

Monsieur J.-P. Ventillard

Durée : 140 ans

Madame Paule Ventillard

Président Directeur Général

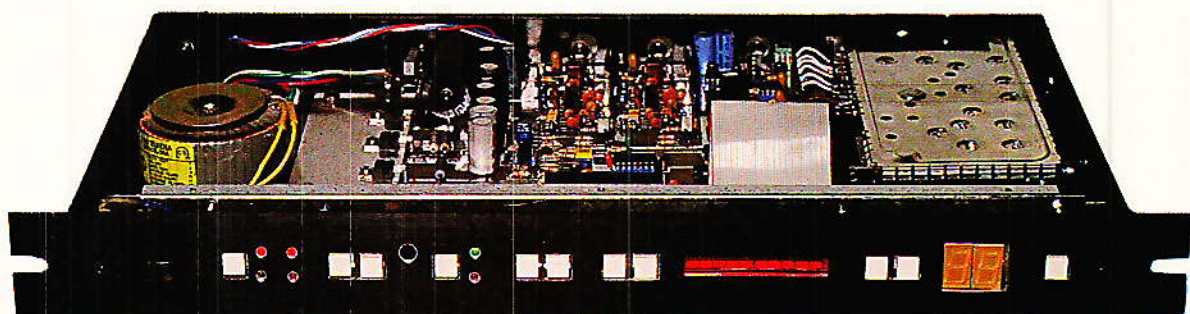
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD

Tirage moyen 1985 :
93 310

Rédacteur en Chef :
Christian DUCHEMIN

Diffusion moyenne 1985 :
59 798

Récepteur TV par satellite 39 canaux



Un équipement de réception des émissions de TV transmises par satellite permet aujourd'hui la réception de presque quarante programmes d'origines diverses.

Depuis presque quatre ans, nous consacrons quelques pages de Radio-Plans à l'actualité, la théorie et aux applications pratiques afférentes.

Bien que les lecteurs assidus de Radio-Plans connaissent très certainement les diverses techniques relevant de la réception des émissions de TV par satellite, avant la description et la réalisation du présent récepteur, nous résumerons brièvement certains points particuliers comme le pointage, les conditions à remplir pour s'équiper ou encore le coût actuel probable de l'ensemble.

Pourquoi s'équiper d'un ensemble de réception ?

La première raison est évidemment le choix offert par ces trente ou quarante canaux supplémentaires. Pendant la période estivale, la programmation des six canaux nationaux est si pauvre que cela devient une excellente raison. La deuxième raison est l'intérêt que l'on peut porter à ses voisins. A l'aube de 1992 il est important de mieux connaître nos partenaires Européens.

Une autre bonne raison peut être le désir de se perfectionner ou d'apprendre une langue étran-

gère. On constate malheureusement que la barrière du langage est un obstacle difficilement franchissable pour beaucoup d'entre nous. Croyez-vous pourtant qu'il fallait une bonne connaissance de l'anglais pour suivre les onze heures d'émission en direct, sur Screen Sport, consacrées à la plus grande course automobile : Les 24 Heures du Mans version 88.

Il est vrai que Screen Sport est un mauvais choix pour notre exemple puisqu'un deuxième canal audio transmet le commentaire en français en traduction simultanée.

Alors que les chaînes françaises ne connaissent que football

et Formule 1 ou grand tournoi de tennis, l'acquisition d'un ensemble de réception sera un bon choix pour les sportifs brimés.

Finalement cela peut s'avérer un excellent moyen pour la réception des cinquième et sixième chaînes françaises dans les régions non desservies par des émetteurs hertziens : certaines régions de France, Suisse romande ou en Afrique du Nord.

Quelles émissions peut-on recevoir ?

Le tableau de la **figure 1** donne pour chaque satellite le nom du programme et la langue employée.

Satellites	Chaines	Position	N° de transpondeur	Polarisation	Fréquence	Heures par jour	Fréquence audio	Système vidéo	Codage
INTELSAT VAF11	BBC 1/2 (Mix)	27.5°W	4W	H	11.175 GHz	8	6.65 MHz	PAL	SAVE
	Canal 10	27.5°W	1E	V	10.995 GHz	24	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	The Children's Channel	27.5°W	2W	H	11.015 GHz	10	6.60 MHz	PAL	CLAIR
	CNN	27.5°W	2E	V	11.155 GHz	24	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Lifestyle	27.5°W	3W	H	11.135 GHz	6	6.60 MHz	PAL	CLAIR
	MTV Europe	27.5°W	1W	H	10.975 GHz	24	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Première	27.5°W	2W	H	11.015 GHz	12	6.60 MHz	PAL	SAVE
	Screensport	27.5°W	3W	H	11.135 GHz	9	6.60 MHz	PAL	CLAIR
	KINDERNET	27.5°W	3W	H	11.135 GHz	3	6.60 MHz	PAL	CLAIR
	TV SPORT	27.5°W	3W	H	11.135 GHz	9	7.38 MHz	PAL	CLAIR
	La Cinq	5.0°W	R3	V	12.606 GHz	24	5.80 MHz	SECAM	CLAIR
	M6	5.0°W	R1	V	12.522 GHz	19	5.80 MHz	SECAM	CLAIR
	Info Film & Video (Norve)	1.0°W	2W	H	11.016 GHz	2-3	6.60 MHz	PAL	CLAIR
	Worldnet	7.0°E	5	H	11.591 GHz	5	6.60 MHz	SECAM	CLAIR
INTELSAT VF2	PAGE	7.0°E	6	H	11.676 GHz	2	6.60 MHz	PAL	CLAIR
	TVE 1	10.0°E	—	V	11.655 GHz	8-9	6.60 MHz	PAL	CLAIR
EUTELSAT 1F4	Filmnet	13.0°E	9	V	11.140 GHz	24	6.60 MHz	PAL	Matsushita
	RAI Uno	13.0°E	1	H	11.008 GHz	14	6.60 MHz	PAL	CLAIR
	RTL Plus	13.0°E	8	V	11.091 GHz	8	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	SAT 1	13.0°E	10	V	11.507 GHz	12	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Sky Channel	13.0°E	6	H	11.650 GHz	19	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Arts Channel	13.0°E	6	H	11.650 GHz	2	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Super Channel	13.0°E	12	V	11.674 GHz	20	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	3Sat	13.0°E	3	H	11.175 GHz	8	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Teleclub	13.0°E	7	V	10.987 GHz	6	6.50 MHz	PAL	CLAIR
	TV5	13.0°E	4	H	11.472 GHz	7-8	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Worldnet	13.0°E	4	H	11.486 GHz	5	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	BR3	60.0°E	4W	H	11.174 GHz	10	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	3Sat	60.0°E	1W	H	10.974 GHz	8	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Eins Plus	60.0°E	5W	H	11.550 GHz	4-5	6.65 MHz	PAL	CLAIR
INTELSAT VAF12	Eureka	60.0°E	6W	H	11.600 GHz	10	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	Musibox-KMP	60.0°E	3W	H	11.138 GHz	24	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	WDR3 WEST3	60.0°E	2W	H	11.010 GHz	10	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	TELE 5	60.0°E	3W	H	11.138 GHz	24	6.65 MHz	PAL	CLAIR
	IRIB (Iran)	63.0°E	2E	V	11.155 GHz	10	6.80 MHz	SECAM	CLAIR
INTELSAT VF5		11.0°W	—	circ. gauche	3.675 GHz	17	7.00 MHz	SECAM	CLAIR
GORIZONT 7									

Notez que le mensuel *Câble et Satellite* donne les programmes jour par jour pour les canaux principaux.

Il est évident que pour les programmes de la RAI Uno, première chaîne nationale italienne ou de TVE 1, première chaîne espagnole, on pourra se reporter à des hebdomadaires d'origine, en général distribués chez les marchands de journaux les plus importants.

Au tableau de la **figure 1** nous avons volontairement omis toutes les émissions employant le standard B-MAC ou C-MAC. Nous reviendrons par la suite sur le problème posé par l'emploi de cette nouvelle famille de normes : MAC.

Quel avenir ?

La plupart des acquéreurs potentiels d'un ensemble de réception restent perplexes quant à l'avenir.

Lorsque l'on consent un investissement relativement important comme celui d'un ensemble de réception, les questions de pérennité sont tout à fait légitimes.

Les questions les plus fréquemment posées concernent : la compatibilité avec les satellites futurs, tant d'un point de vue bande de fréquence que des normes de transmission employées et le cryptage des divers programmes.

La première bonne nouvelle concerne le satellite luxembourgeois Astra qui devrait être lancé cet automne et les plus optimistes envisagent sa mise en service pendant les fêtes de fin d'année. Il est presque certain que les seize canaux de ce satellite de moyenne puissance utiliseront le standard PAL, une station actuelle sera donc directement compatible avec Astra.

En ce qui concerne le satellite français TDF1 qui utilisera la norme D2-MAC paquets, le convertisseur faible bruit LNC, devra être changé et un décodeur MAC adjoint au récepteur.

Ce sont les deux conditions sine-qua-non pour profiter de l'excellente qualité d'image et de son offerte par le standard D2-MAC paquets. A l'heure où nous écrivons ces lignes, il n'existe pas

de décodeur D2-MAC grand public.

Finalement le problème du cryptage est un problème économique simple. Les revenus d'une chaîne de télévision ne peuvent provenir que, de l'état et de la publicité pour les chaînes dites nationales, alors que les chaînes dites privées n'ont comme revenu que publicité, sponsoring et abonnement.

Une chaîne de télévision est une entreprise un peu spéciale, certes, mais une entreprise avant tout. Le téléspectateur ne peut et ne doit pas se plaindre de la publicité, même si elle coupe le meilleur film, ou le reportage sportif le plus passionnant car



Parabole Stratispace à monture polaire dans le jardin de l'auteur.

c'est elle qui paie l'acheminement du programme jusqu'au téléviseur.

Prétendre recevoir tous les programmes européens, avec traduction simultanée et sans bourse déliée est une absurdité.

Même si techniquement on peut disposer d'un grand nombre de voies audio, suffisamment pour une transmission dans les langues les plus usitées, le problème économique reste entier. Le cryptage impliquant un abonnement est une solution simple mais limitée.

Qui dit cryptage dit audience limitée et audience limitée dit peu d'intérêt pour les annonceurs donc peu de publicité.

D'autre part il est évident que pour chaque foyer les dépenses en abonnement ne sont pas extensibles indéfiniment : un, peut-être deux abonnements mais pas plus.

En France, le phénomène est flagrant et pour s'en persuader il suffit de regarder la timide percée du câble.

Plus de 3200 F par an pour le câble et Canal + ont de quoi décourager bon nombre de téléspectateurs.

Avec ce coût et en deux ans, une station de réception de TV par satellite simplifiée et réduite à sa plus simple expression est amortie... (une station fixe, antenne pointée sur Astra, assurant la réception de 16 canaux).

Pour fixer les idées nous allons donc donner le synoptique d'une station de réception et définirons le sous-ensemble décrit dans les pages suivantes.

Synoptique de la station de réception

Une station de réception se compose de divers éléments, les uns à l'extérieur de l'habitation, les autres à l'intérieur. Pour cette raison on les nomme souvent : outdoor unit pour ce qui est à l'extérieur et indoor unit pour ce qui est à l'intérieur.

A l'extérieur on trouve le réflecteur parabolique chargé de la collecte et de la concentration en son foyer du signal émis par le satellite.

La puissance du signal étant maximale au foyer de la parabole, c'est à cet endroit que l'on place le convertisseur faible bruit. Celui-ci est appelé LNC, Low Noise Converter, ou quelques fois LNB, Low Noise Block. La deuxième appellation ne nous semble pas judicieuse : Block ne donnant aucun renseignement sur la fonction accomplie par ce sous-ensemble.

Le signal radioélectrique pénètre dans le convertisseur et est amplifié. Cet amplificateur est très important. Comme dans tout récepteur, le facteur de bruit du premier étage est prédominant dans le rapport signal sur bruit pour l'image et le son.

La bande de fréquence à recevoir est pour les satellites dits de

télécommunications de 10950 MHz à 11750 MHz et pour les deux satellites français Télécom 1A et Télécom 1B de 12500 MHz à 12750 MHz.

Pour cette raison l'amplificateur fait appel à une technologie toute particulière : transistor à l'arséniure de gallium.

Après amplification, la bande de fréquence est transposée dans une bande inférieure : 950 MHz à 1750 MHz.

Cette bande de fréquence : 950-1750 MHz est la première fréquence intermédiaire et est constante quelle que soit la fréquence d'entrée. Seule la fréquence du premier oscillateur local, situé dans le LNC, change. Cela signifie tout simplement que le récepteur, placé à l'intérieur, est capable d'interpréter les signaux issus d'un LNC 4 GHz, 11 GHz ou 12 GHz. Le signal est acheminé dans l'habitation par un câble coaxial, sur lequel nous reviendrons par la suite.

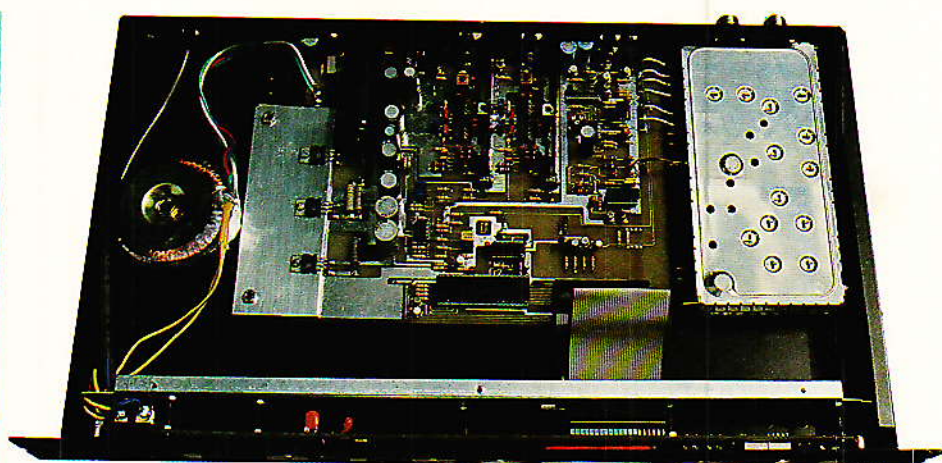
Les signaux compris dans la bande 950-1750 MHz sont appliqués à l'entrée du récepteur couramment appelé démodulateur. Première particularité du système puisque le récepteur téléalimente le LNC : la tension d'alimentation est issue du récepteur et alimente le LNC et le signal de sortie du LNC est superposé à cette tension continue. Les signaux compris dans la bande 950-1750 MHz sont traités par le récepteur : sélection d'un canal, démodulation et traitement complémentaire jusqu'à l'obtention d'un signal vidéo et audio.

Les signaux vidéo et audio sont finalement injectés dans le téléviseur.

La station sera éventuellement complétée par une motorisation de l'antenne et ceci fera l'objet d'un chapitre particulier.

Du synoptique de la station, ce qu'il faut retenir, c'est essentiellement le rôle de chacun des sous-ensembles et les bandes de fréquence aux divers nœuds :

- 3700 MHz à 4200 MHz si l'on souhaite recevoir la bande C.
- 10950 MHz à 11750 MHz si l'on souhaite recevoir la bande Ku.
- 12500 à 12750 MHz pour les Télécom.
- 950 MHz à 1750 MHz depuis la sortie du LNC jusqu'à l'entrée du récepteur.



Vue aérienne du récepteur : on distingue clairement le module RTC et le blindage des voies audio.

Signaux audio et vidéo à la sortie du récepteur.

Nous allons bien évidemment vous suggérer d'effectuer la réalisation proposée dans les pages suivantes. Sérieusement la réalisation complète n'est pas envisageable. Nous éliminons donc :

- le réflecteur parabolique et le sous-ensemble de fixation et pointage,
- le LNC qui fait appel à des fréquences trop élevées pour la grande majorité des lecteurs.

Notre choix se porte donc sur le récepteur, dernier maillon de la chaîne. La fréquence d'entrée est relativement élevée et nous vous proposerons deux solutions différentes.

La première solution, décrite dans ce numéro, est la plus simple puisque l'on fait appel à un module RTC et que les fréquences maximales à traiter ne dépasseront pas 20 MHz.

La deuxième solution, dans un prochain numéro, sera très probablement moins coûteuse mais nécessitera de bonnes connaissances en UHF et les fréquences maximales à traiter atteindront 500 MHz.

Conditions à remplir pour pouvoir s'équiper d'une station de réception.

L'orbite des satellites géostationnaires appartient au plan équatorial. Étant situé dans l'hémisphère nord, le pointage d'une antenne vers un satellite placé sur cette orbite ne peut être effectué que si la vue est parfaitement dégagée de part et d'autre vers le sud.

Avant de faire l'acquisition de l'antenne et de son support, vous devrez donc vous livrer à un petit travail topographique. Muni de votre boussole, d'une carte d'état major ou plus simplement du plan de votre ville, village ou lieu-dit, vous devrez repérer les sec-teurs dégagés de part et d'autre du sud.

Pour cette opération, il est préférable de choisir, au moins provisoirement, la position de l'antenne qui peut être implantée sur un balcon, dans un jardin, sur un toit ou être appliquée contre un mur. La visibilité à l'horizontal n'a aucune importance. Un obstacle situé à x mètres ne sera pas gênant si la différence de hauteur entre le sommet de l'obstacle et le foyer de l'antenne ne dépasse pas $0,65 x$. En principe ces conditions ne sont pas draconiennes et il y a presque toujours un ou deux satellites en vue assez facilement.

Le cas le plus défavorable est représenté par un balcon orienté plein nord ; le problème est insurmontable.

La connaissance de la latitude et longitude du lieu est impérative pour le calcul des angles de site et d'azimut nécessaires au pointage de l'antenne.

Calcul des coordonnées corrigées.

Pour ces définitions on s'aidera des schémas représentés à la figure 2. Nous avons vu qu'un satellite géostationnaire est un satellite géosynchrone, donc qui tourne en même temps que la terre et dont l'orbite circulaire est situé dans le plan équatorial.

Les caractéristiques principales de l'orbite sont les suivantes :

- rayon 42 164 Km
- altitude 35 786 Km
- période orbitale 23 h, 56 mn, 1 seconde.

Sur cette orbite, la position du satellite est définie par l'écart de longitude entre le méridien du satellite et le méridien de référence : méridien de Greenwich.

Par exemple pour ECS1 : 13° E, ECS2 : 7° E, ECS4 : 10° E et Intelsat VAF 11 : 27° Ouest.

Imaginons que l'on veuille pointer une antenne sur Intelsat VAF 11 et que la station soit située sur le méridien de référence. L'antenne sera tournée d'un angle $\hat{a}$ vers l'ouest. Si l'on déplace la station vers l'est en suivant le même parallèle, l'angle $\hat{a}$ augmente en même temps que le déplacement.

Il est important de ne pas oublier cette notion et de ne pas confondre position du satellite et pointage de l'antenne en azimut. Bien souvent on oublie qu'il s'agit de géométrie dans l'espace et le problème n'est pas compris.

Cette confusion est archi courante et bien malheureusement il s'ensuit des heures entières perdues à vainement chercher Intelsat VAF 11 à 27°5 ouest alors que dans la région parisienne l'angle d'azimut vaut environ 37°5. Non ce n'est pas une erreur ou une faute de frappe, il y bien un écart de dix degrés entre la position orbitale et l'angle d'azimut en région parisienne.

Le même raisonnement peut être appliqué à l'angle de site $\hat{s}$. Cet angle est maximal lorsque l'antenne est orientée plein sud, et diminue plus on s'éloigne du sud vers l'est et vers l'ouest.

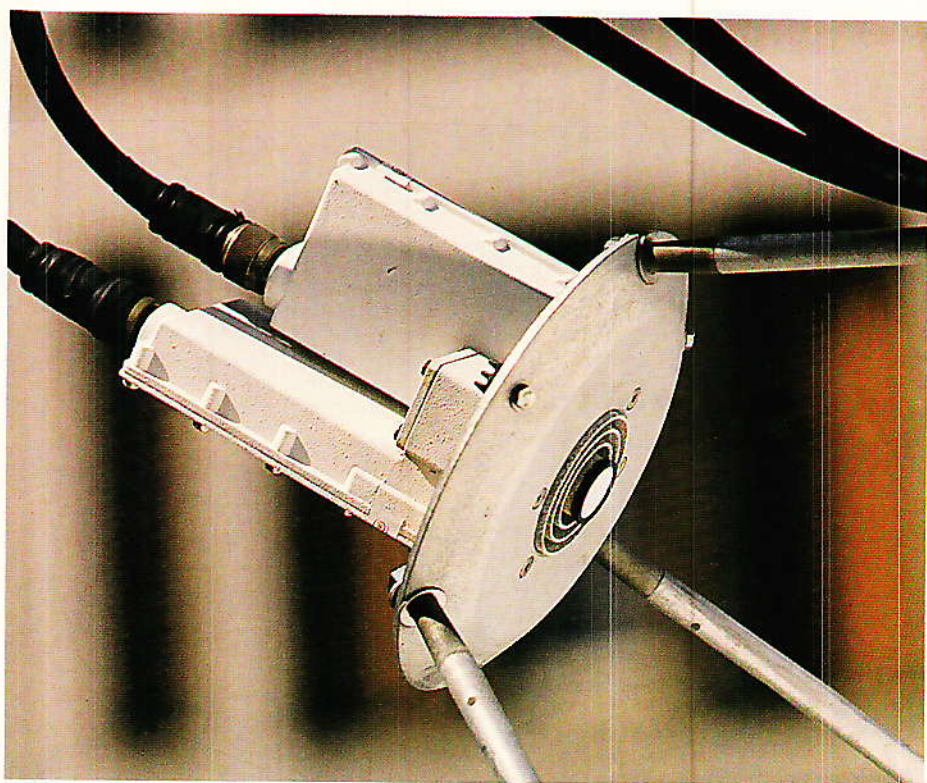
Les deux angles nécessaires au pointage de l'antenne sont donc les angles $\hat{a}$ et $\hat{s}$ qui dépendent de la position du satellite et de la position géographique de la station de réception.

Ces angles sont donnés par les relations :

$$\hat{a} : \arctg(\tg L / \sin l)$$

$$\hat{s} : \arctg \frac{(\cos l \cdot \cos l - R/(R+D))}{(1 - \cos^2 l \cdot \cos^2 L)^{1/2}}$$

avec l : latitude de la station,
 L : écart de longitude entre la station et le méridien du satellite,
 D : distance satellite-terre,
 R : rayon de la terre



Les deux têtes commutables (H/V) Tagra de la station de la rédaction.

Vue de la monture polaire Stratispace.

Pour R et D on adopte les valeurs suivantes :

R : 6378 Km et D : 35 786 Km.

Un graphe de correspondance est généralement employé mais à notre avis assez peu pratique car ne donnant pas la valeur exacte.

Nous avons donc écrit un programme Basic simple qui donne l'angle d'azimut et l'angle de site pour toutes les positions orbitales de 65° Est à 65° Ouest par pas de 0,5 degrés.

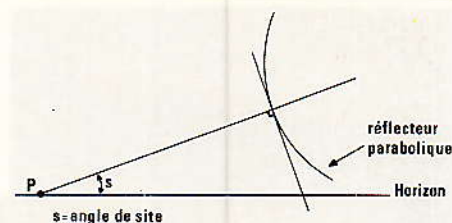
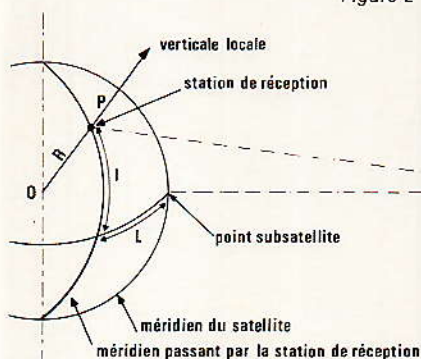
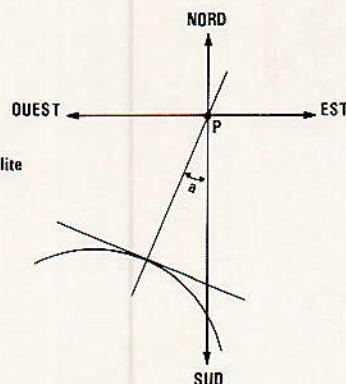


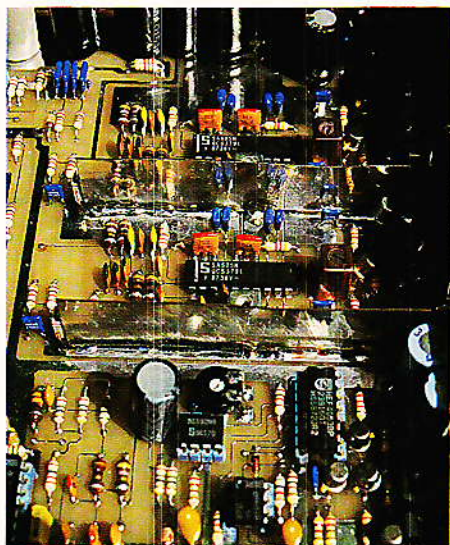
Figure 2



l : latitude de la station
 L : écart de longitude entre le méridien du satellite et le méridien de la station.



Ce programme ne demande que l'introduction des coordonnées géographiques du lieu de réception. Les résultats pourront être conservés pour chaque station et être appliqués aux satellites présents et futurs. Le listing de ce programme est donné à la figure 3.



Gros plan sur les voies audio. Au premier plan, le traitement vidéo.

Problèmes légaux

L'installation d'une antenne parabolique de grand diamètre, 1,20 m, 1,80 m voire 2,40 m ou plus suscite, dans un voisinage immédiat, la curiosité.

Dans bien des cas, ceci peut entraîner des problèmes légaux bien compliqués.



Dans la même série :

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

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

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

Bonne lecture,

Michel

```

10 CLS
20 PRINT"
30 PRINT"
40 PRINT"
50 PRINT"
60 PRINT"
70 PRINT"VERS L'EST LES ANGLES SONT COMPTEES NEGATIF"
80 PRINT"VERS L'OUEST LES ANGLES SONT COMPTEES POSITIF"
90 INPUT"LONGITUDE DE LA STATION DE RECEPTION":LONG
100 INPUT"LATITUDE DE LA STATION DE RECEPTION":LAT
110 C=3.14159/180
120 LONG=LONG*C
130 LAT=LAT*C
140 LPRINT"LATITUDE DE LA STATION":LAT/C;"DEGRES"
150 IF LONG<0 THEN 180
160 LPRINT "LONGITUDE DE LA STATION":-LONG/C;"DEGRES EST"
170 GOTO 190
180 LPRINT "LONGITUDE DE LA STATION":LONG/C;"DEGRES OUEST"
190 LPRINT
200 LPRINT
210 Z=6378/((357861+6378))
220 LPRINT "SATELLITE":TAB(15);"AZIMUT":TAB(30);"SITE"
230 LPRINT
240 LPRINT
250 FOR X=-65 TO 65 STEP .5
260 D=X*C
270 Y=ABS(D-LONG)
280 A=ATN((TAN(Y))/(SIN(LAT)))
290 A=A/C
300 A=(INT(100*A))/100
310 B=(COS(LAT))*COS(Y)
320 S=ATN((B-Z)/(SQR(1-B*B)))
330 S=S/C
340 S=(INT(100*S))/100
350 LPRINT X;TAB(15);A;TAB(30);S
360 NEXT X

```

Figure 3



Retourner le bon ci-dessous à
Selectronic BP 513 59022 LILLE CEDEX

OUI, je désire recevoir le nouveau Catalogue

SELECTRONIC

Nb d'exemplaires...

Je joins un chèque de _____ x 15 F = _____ F : à l'ordre de
SELECTRONIC.

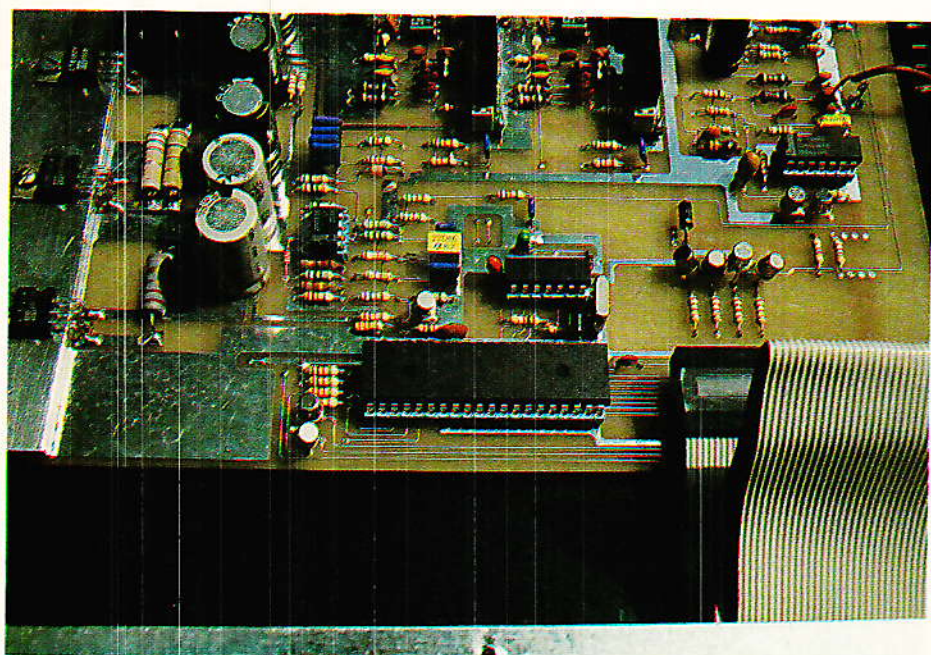
Je désire recevoir une facture ☐

NOM : _____ PRÉNOM : _____

SOCIÉTÉ : _____ FONCTION : _____

ADRESSE : _____

CODE POSTAL : _____ VILLE : _____



Les circuits ITT SAA 1293-02, MDA 2062 et la liaison en nappe avec la carte de contrôle et affichage.

En principe le « droit à l'antenne » est applicable. Ceci signifie que pratiquement rien ne s'oppose à l'installation d'une antenne si la réception ne peut être assurée par un autre moyen : distribution collective par exemple.

En fait il faut distinguer plusieurs cas : vous êtes propriétaire ou dans une maison individuelle. Pour les maisons individuelles il n'y a aucun problème surtout en étant propriétaire. Le locataire doit malgré tout demander l'autorisation au propriétaire qui n'a aucune raison valable de refuser. Si l'antenne est posée dans le jardin, son démontage pourra s'effectuer sans laisser aucune trace.

Dans les immeubles, la situation se corse, surtout lorsqu'il s'agit d'une copropriété. L'autorisation de la pose de l'antenne devant être demandée simultanément à la copropriété et au syndic.

Les frais d'installation sont à la charge du propriétaire de l'antenne.

Entre gens de bonne compagnie tout peut s'arranger à l'amiable quitte à ce que le propriétaire de l'antenne autorise les voisins qui le désirent à se connecter sur son antenne. A leur charge bien sûr, l'ensemble de répartition et leur récepteur.

Avec des propriétaires et syndic bornés, les choses se compliquent. Bien qu'ils n'aient aucune raison valable de refuser, si ce n'est que l'installation échappe au syndic, tous les moyens peuvent être bons pour faire traîner l'installation. Il est donc préférable de trouver un arrangement à l'amiable.

Monture fixe ou équatoriale.

Avec une monture fixe, l'antenne sera pointée vers un unique satellite, par exemple ECS1 ou Intelsat VAF 11 ou VAF 12.

Le téléspectateur profitera respectivement de 7, 3 ou 6 programmes transmis en clair. Le passage de l'un à l'autre de ces satellites s'opérera en sortant de l'habitation et en réglant les angles α et β sur les nouvelles valeurs. Solution économique pour débiter mais peu pratique à la longue.

Avec une monture équatoriale, les angles α et δ sont liés ; l'angle δ prend automatiquement la valeur correcte lorsque l'on fait varier α . Pour plus de détails on se reportera aux articles de PH. Horvat (notamment au N° 487). Le schéma de la **figure 4** montre qu'un vérin électrique autorise la variation de l'angle d'azimut α .

L'électronique associée au vérin est appelée positionneur. Le positionneur est placé à côté du récepteur. Son rôle consiste à mémoriser diverses positions du vérin correspondant à diverses positions des satellites et actionner celui-ci pour permettre le passage simple d'un satellite à l'autre.

Il s'agit donc d'un asservissement comme le montre le schéma de la **figure 5**. La position de l'antenne, donc celle du vérin, doit en permanence être mesurée et comparée à une position mémorisée. Dans les premiers systèmes, la position de l'antenne était mesurée par un potentiomètre dont l'axe était couplé à l'antenne. Il s'agissait donc d'une mesure de résistance, ou tension si le potentiomètre était placé

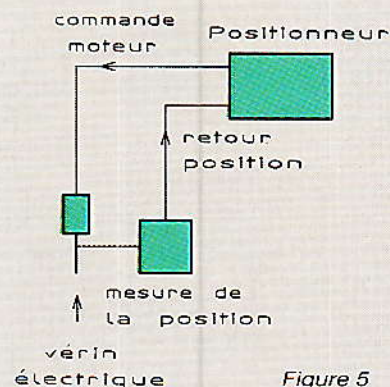


Figure 5

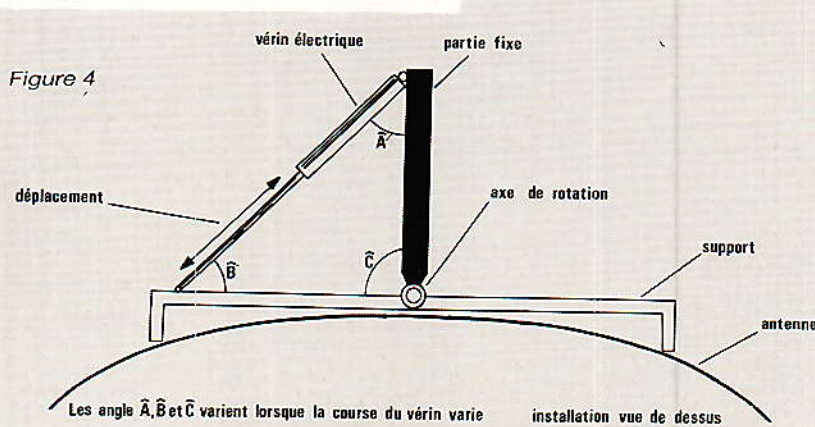


Figure 4

dans un pont. Ce système a déjà fait ses preuves mais nécessite l'emploi d'un potentiomètre, dit de recopie, de très bonne qualité. Parfaitement étanche, il doit en outre avoir une très bonne tenue vis à vis de la température et de l'humidité.

Ce système est aujourd'hui en voie d'abandon au profit de systèmes à comptage. Un capteur à effet hall ou équivalent permet le comptage du nombre de tours moteur et cette valeur permet l'asservissement en position.

Avantage principal : système essentiellement logique donc possibilité de forte intégration dans un ou plusieurs circuits spécialisés. Seul inconvénient : le contenu du compteur doit absolument être sauvegarder, et le système initialisé après installation définitive.

Pour l'instant nous n'avons pas prévu la description d'un positionneur mais à la demande générale nous pourrions réviser notre position.

Réponses aux questions fréquemment posées.

Ne pourrait-on pas modifier un tuner TVUHF pour le transformer en récepteur TV par satellite ?

La réponse est non bien entendu. Si vous n'en êtes pas persuadés, reprenez la lecture de l'article à partir du début. Dans le cas contraire vous pouvez passer directement à la réalisation pratique.

Les bandes de fréquence sont différentes, 480 MHz à 960 MHz pour le tuner UHF et 950 MHz à 1750 MHz pour le récepteur TV par satellite. Mais ce qui est plus grave c'est que les procédés de modulation ne sont pas les mêmes : AM (modulation d'amplitude) pour la TV hertzienne et FM (modulation de fréquence) pour la TV par satellite.

La largeur du canal TV est donc très différente dans les deux cas : 8 MHz en AM et 27 MHz minimum en FM.

Quel diamètre d'antenne doit-on choisir ?

La question est très vaste et nous ne pouvons donner que quelques éléments de réponse.

Le diamètre dépend essentiellement de la puissance d'émission de la zone visée, et du lieu de réception. Sans entrer dans le

détail que l'on trouvera dans de précédents articles sous la plume de Ph. Horvat, on peut classer les tailles de la manière suivante :

pour ECS et Intelsat : de 1,20 m à 1,80 m

pour Télécom et Astra : 0,90 m

pour TDF1 : 0,60 m

L'antenne de 1,80 m couvre tous les besoins, c'est la meilleure solution. Un antenne de 60 cm ne permettra la réception que des 4 canaux de TDF1, d'Astra voire Telecom 1A, B dans certains endroits. Le côté inesthétique de l'antenne dans un jardin semble préoccuper nos lecteurs. Certains vont même jusqu'à poser la question suivante :

Peut-on placer l'antenne dans le grenier, convenablement orientée bien sûr ?

C'est évidemment totalement impossible. Ne jamais oublier qu'en TV par satellite on raisonne avec des lois d'optique. L'antenne doit « voir » le satellite.

Pour la même raison on ne peut recevoir certains satellites à la même longitude que Los Angeles.

Oublions donc les satellites US, canadiens, japonais et australiens, comme le montre le schéma de la figure 6.

TDF1 risque-t-il de tout bouleverser ? et les nouvelles normes D2 MAC paquets ?

C'est une bonne question et il va bien falloir se mouiller un peu. TDF1 ne représente que quatre canaux pour que la réception puisse être assurée par une antenne de faible diamètre : un maximum de 60 cm partout en France.

Comment faire monter les quarante canaux existants alors qu'il n'y a de la place que pour 4.

Oui, mais quatre canaux en français ! Quels sont les opéra-

teurs ? TF1, Canal +, la Sept ? peu d'informations à ce sujet.

Intervilles avec le son compact disc, ça va être super, on attend une explosion du marché.

Des programmes étrangers avec traduction simultanée ou sous-titrage, oui mais qui va payer ? le téléspectateur ?

Si l'on ajoute à cela le prix du décodeur D2 MAC, investissement à faire par le téléspectateur, il y a de quoi rester perplexe.

Et le problème du cryptage ?

Nous avons déjà abordé ce problème dans un chapitre précédent que l'on peut résumer facilement.

Toutes les chaînes cryptées, c'est la mort pour le marché de la réception individuelle. Cette hypothèse n'est pas séduisante et ne profite à personne. En principe, les chaînes transmises en clair par voie hertzienne dans les pays d'origine devraient le rester sur satellite.

Seul le cryptage de BBC 1/2 reste un mystère. A qui profite le crime ? Revenons à la technique.

Rappel du principe de la transmission en TV par satellite.

En télévision on cherche à transmettre une image et le son l'accompagnant, donc un signal vidéo codé PAL/SECAM ou NTSC et un ou plusieurs signaux audio.

En télévision par satellite, avec les normes actuelles, on fabrique un signal composite comprenant audio + vidéo.

Le schéma de la figure 7 montre les principes adoptés pour la génération du signal composite.

Le signal vidéo est préaccentué (avis 405 du CCIR). A 5 MHz le

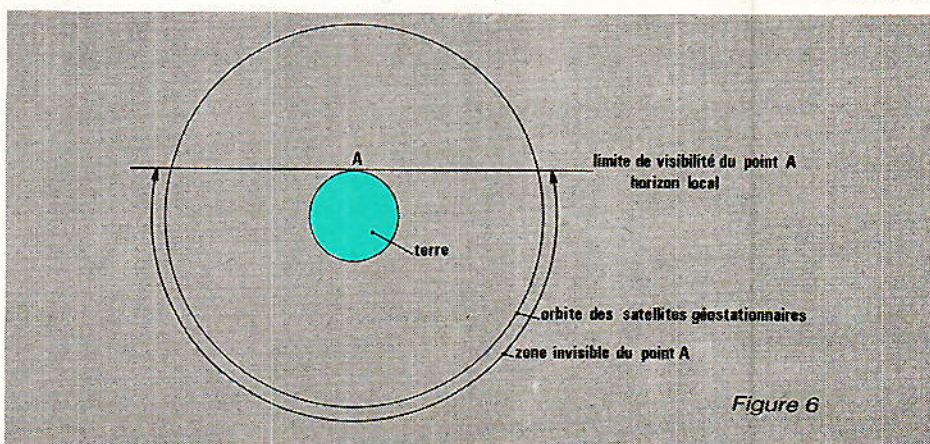


Figure 6

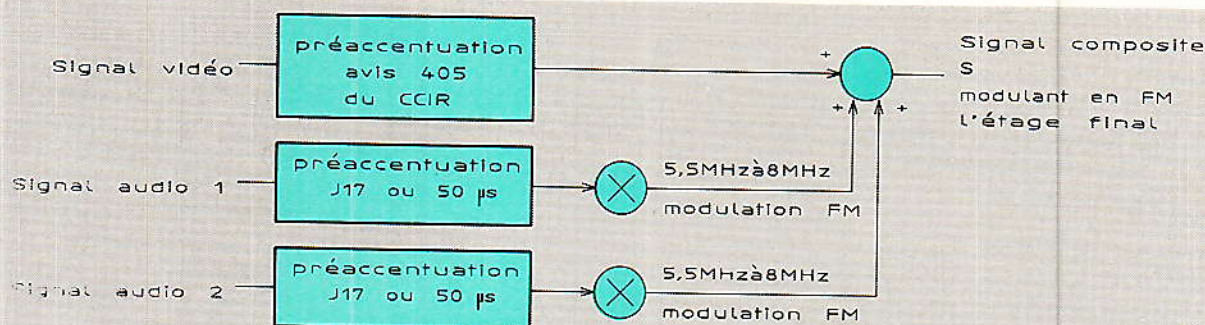


Figure 7

niveau est environ supérieur de 13 dB au niveau, à 10 kHz ; la fréquence de transition se situant à 1,512 MHz.

Chaque signal BF à transmettre est préaccentué à 50 µs ou J17 suivant le cas et module en fréquence des sous-porteuses entre 5,5 et 8 MHz. Il existe plusieurs procédés pour la transmission du son, ce qui complique légèrement la conception du récepteur.

Il n'y a pratiquement pas de standardisation tant pour la valeur de la ou des fréquences centrales et pour l'excursion. En théorie, pour l'audio, on devrait pouvoir disposer de plusieurs filtres de largeur de bandes différentes. Dans la pratique, on se contente d'une valeur moyenne et le son est légèrement moins bon dans certains cas.

Les voies audio supplémentaires sont utilisées soit pour la transmission de données numériques, cas de CNN, de train d'impulsions pour le décodage : cas de Filmmet ou pour la traduction simultanée : Screen Sport - TV Sport ou finalement acheminement en province des émissions Radio FM parisiennes sur Télécom 1A et 1C.

En principe pour Telecom 1A et 1C, le son doit, à la réception, être expansé mais pour les programmes TV l'absence de l'expanser est peu gênante.

Par contre pour la voie véhiculant le commentaire français de

Screen Sport utilisant le procédé Wegener, l'absence de l'expanser est assez gênante.

On additionne finalement les signaux HF modulés par le son et le signal vidéo préaccentué pour disposer du signal composite dont la représentation en bande de base est donnée à la **figure 8**.

Ce signal composite, que nous noterons S, module en fréquence la porteuse SHF, ce qui explique la largeur du canal : 27 MHz minimum.

Ceci donne un aperçu du traitement à effectuer, à la réception, après démodulation du signal.

Nous disposons de tous les éléments pour comprendre la structure interne du récepteur.

Synoptique du récepteur

Le synoptique du récepteur est représenté à la **figure 9**. Ce synoptique est celui de tout récepteur à une ou deux particularités près.

À l'entrée on trouve un filtre passe-bande sélectionnant les fréquences à recevoir. Puis, première particularité du récepteur TV SAT puisque l'on remarque que l'entrée n'est pas seulement une entrée HF, mais aussi une sortie alimentation vers le LNC.

À la sortie du filtre d'entrée, on rencontre le classique mélangeur précédé par les étages amplificateurs. Le mélangeur reçoit le signal d'entrée et le signal de sortie de l'oscillateur local. La fréquence intermédiaire est fixée à 480 MHz. Une fréquence aussi haute est nécessaire pour assurer une bonne réjection de la fréquence d'image. La largeur de bande, nous l'avons vu, vaut 27 MHz. Dans ces conditions, la fréquence de l'oscillateur local ne peut être que supérieure à la fréquence à recevoir :

$$F_i = F_{ol} - F_{rec}$$

Les fréquences à recevoir étant dans la bande 950 MHz - 1750 MHz, la fréquence de l'oscillateur local variera entre :

$$950 + 480 = 1430 \text{ MHz et } 1750 + 480 = 2230 \text{ MHz.}$$

Le signal de sortie du mélangeur est amplifié et filtré.

Dans les appareils sérieux, le filtrage est assuré par un filtre à ondes de surface. Nous reviendrons sur ce point particulier par la suite. Le signal est finalement appliqué après amplification suffisante au démodulateur FM.

Il existe plusieurs types de démodulateurs FM et ceci nécessitera aussi quelques commentaires.

À la sortie du démodulateur, on retrouve le signal composite que nous avons noté S.

Pour récupérer le signal vidéo original, le traitement est assez simple : désaccentuation suivant la loi inverse de celle utilisée à l'émission, filtrage des sous-porteuses audio, amplification jusqu'à l'obtention d'une amplitude crête légèrement supérieure à 1 V et réaligement du signal vidéo.

Le réaligement a suscité quelques questions pertinentes que nous ne manquerons pas de développer.

La récupération des signaux audio est à peine plus complexe. Il s'agit tout simplement de concevoir un récepteur FM dans la bande 5,5 MHz - 8 MHz.

Qui dit récepteur dit filtrage d'entrée, mélangeur, fréquence intermédiaire, démodulation et désaccentuation.

Un bloc que nous nommons gestion de système d'accord complète finalement le schéma synoptique. Ce bloc sert d'interface entre l'utilisateur et les commandes internes.

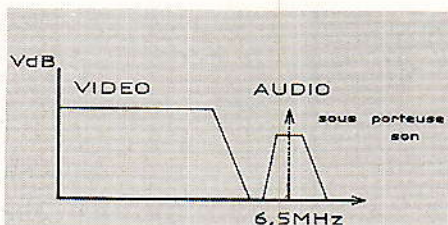


Figure 8

Avant de vous dévoiler la nature du système que nous avons retenu, examinons les diverses solutions.

Les différents systèmes d'accord.

Quelque soit le type de récepteur, radio ou télé, celui-ci doit

être muni d'un système d'accord. Ce système autorise la sélection d'un des programmes transmis dans une bande de fréquences comportant plusieurs programmes.

Dans tous les cas, on agit sur l'oscillateur local dont on fait varier la fréquence (superhétéro-

dyne). Il existe, pour ce faire, de nombreuses méthodes ayant leurs avantages et inconvénients.

En général les oscillateurs sont des oscillateurs LC, il n'y a donc que deux solutions pour faire varier la fréquence : faire varier soit la self soit la capacité.

Oublions les systèmes à noyau

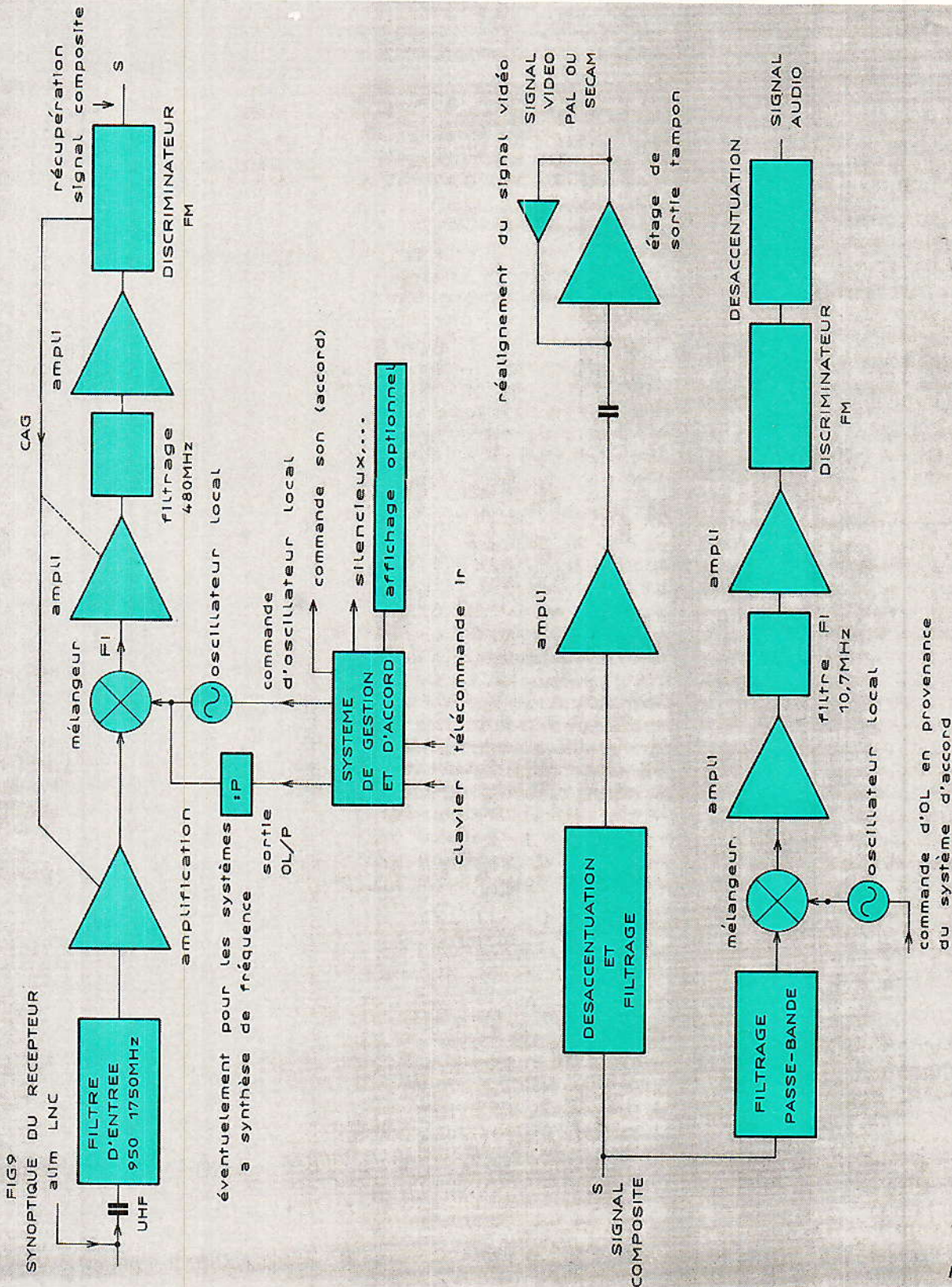


Figure 9

plongeur, peu pratiques et réservés aux applications basse fréquence.

Dans les systèmes les plus anciens, l'excursion de fréquence de l'oscillateur local était due à un condensateur variable.

Le système est simple mais le CV était en général assez encombrant.

Avantage du système : la forme des lames permet de définir parfaitement la loi de variation de la fréquence en fonction de l'angle d'ouverture du CV.

Assez rapidement les condensateurs variables furent remplacés par des diodes à capacité variable : varicaps.

Lorsque ces diodes sont polarisées en inverse par une tension de polarisation V_p , leur capacité est liée à V_p par une relation de la forme :

$$C(V_p) = a(C/(V_p + 0,7))$$

C'est une capacité constante. V_p est la tension de polarisation.

a est un facteur qui peut varier de 0,4 à 2 si la diode varicap est abrupte ou hyper abrupte.

Dans ces conditions, il suffit donc d'employer le schéma de la **figure 10** et de faire varier la tension V_p pour faire varier la fréquence de l'oscillateur local.

L'emploi des diodes varicap est généralisé et la génération de la tension de commande V_p donne lieu à diverses variantes.

La tension V_p peut provenir d'un potentiomètre unique. Ce système est rudimentaire mais simple donc économique.

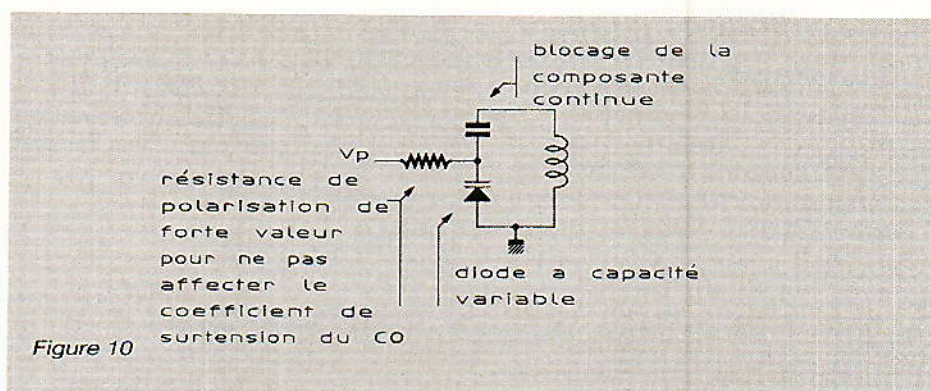
Un commutateur peut sélectionner un potentiomètre parmi 10 ou 12, on dispose alors de 10 ou 12 tensions V_p différentes.

Cette solution est, elle aussi, assez économique. C'est une forme de mémorisation à l'échelon élémentaire et ce procédé est en service dans bon nombre de téléviseurs bon marché.

On rencontre finalement les deux solutions les plus intéressantes : systèmes à synthèse de tension ou systèmes à synthèse de fréquence.

De nombreux récepteurs employant ces principes de synthèse ayant déjà été décrits, nous ne reviendrons pas sur la théorie.

On pourra se référer aux applications des circuits M 193 ou M 293 pour la synthèse de tension et MC 145151, MC 145152 et



HEF 4750/4751 pour la synthèse de fréquence.

D'un strict point de vue technique, la synthèse de fréquence est la solution la plus satisfaisante. Elle assure le calage exact de l'oscillateur sur une fréquence particulière et compense les éventuelles variations de fréquence dues à la température.

Premier avantage : élimination des circuits de commande automatique de fréquence - CAF -.

La synthèse de fréquence est malheureusement la moins économique car sa mise en œuvre implique un assez grand nombre de circuits.

On trouve tout d'abord un circuit de synthèse de fréquence regroupant prédiviseur, diviseur programmable, oscillateur de référence, diviseur de référence et comparateur de phase.

Notons qu'il existe un circuit intégré spécialement destiné à la TV par satellite, le SP 5052 Plessey, qui accepte une fréquence d'entrée maximale de 2,3 GHz.

Ce circuit doit obligatoirement être couplé à un processeur qui peut gérer simultanément la synthèse de fréquence, l'affichage et les informations de commande en provenance d'un clavier local et d'un préamplificateur infrarouge.

Tous ces éléments accroissent la consommation, ce qui conduit à un surdimensionnement et donc un surcoût pour l'alimentation.

A contrario, la synthèse de tension ne nécessite que peu de composants, même si l'on doit générer un signal de commande automatique de fréquence.

Il existe de très nombreux circuits hautement intégrés qui facilitent considérablement la tâche du concepteur.

En général, ces circuits gèrent directement les informations en provenance du clavier local et en

provenance du préamplificateur infrarouge.

En outre, ils assurent la gestion des afficheurs et la génération de tension de la commande d'accord.

Les circuits les plus intégrés comportent même la mémoire non volatile : M 293 Thomson SGS par exemple.

Dans le numéro 470 de Radio Plans nous vous avons proposé un récepteur à synthèse de fréquence géré par le microcontrôleur Intel 8052 AH Basic. Cette solution est assez coûteuse et dans ce numéro nous optons pour une synthèse de tension bâtie autour des circuits ITT SAA 1293-02 et MDS 2062.

Il nous a malheureusement été impossible d'obtenir le circuit intégré Thomson SGS M 494, qui regroupe processeur et mémoire.

Le couple ITT est déjà disponible chez les grossistes : ITT Multicomposants, et est plus performant que le circuit SGS : fonction plus complète malgré l'absence d'un système de recherche et d'arrêt automatique sur reconnaissance d'un signal TV.

Les différents types de démodulateurs

En modulation de fréquence, le rapport S/B - signal démodulé - décroît linéairement avec le rapport C/N-signal à l'entrée du démodulateur, jusqu'à un niveau appelé seuil.

En deçà de ce seuil, lorsque le rapport C/N continue à diminuer le rapport S/B diminue plus rapidement.

Au signal de sortie démodulé s'ajoutent des impulsions d'amplitude élevée qui se traduisent par des « étincelles » entachant plus particulièrement les couleures fortement saturées.

Il y a deux solutions à ce problème, utiliser une antenne de

fort diamètre qui donnera un rapport C/N suffisant quelles que soient les conditions atmosphériques ou améliorer le seuil FM.

Lorsque les satellites étaient de faible puissance les deux solutions étaient employées. Pendant un certain temps on a cru pouvoir se passer de discriminateurs à seuil dit amélioré.

En fait la recherche de la taille d'antenne la plus réduite a conduit au retour de ces discriminateurs.

Le démodulateur à quadrature dont le principe est représenté à la **figure 11** n'est pas un discriminateur à seuil amélioré.

Il existe plusieurs types de discriminateurs à seuil amélioré. Éliminons les discriminateurs à filtres asservis et autres qui sortent du domaine grand public et ne mentionnons que le démodulateur à boucle de verrouillage de phase et le démodulateur à oscillateur synchronisé par injection.

Quelques exemples de démodulateurs : SL 1452 Plessey ou TDA 5505 RTC pour des démodulateurs à quadrature, SL 1451 pour un discriminateur à PLL et SL 1455 pour un discriminateur à oscillateur synchronisé. Pour un démodulateur classique, le seuil se situe au voisinage de 10 dB, avec un démodulateur à seuil amélioré on gagne 3 à 4 dB sur ce seuil.

Pour le SL 1455, le constructeur indique le seuil à 7 dB et 8 dB pour le SL 1451.

Sous le seuil, le rapport S/B décroît très rapidement et on a toujours avantage à choisir le seuil le plus bas.

Au-dessus de ce seuil on peut adopter la relation suivante sans commettre une trop grosse erreur :

$$(S/B) = (C/N) + 30 \text{ dB}$$

En général une image ayant un S/B de plus de 45 dB est excellente.

Le filtrage par filtre à ondes de surface.

Il n'existe que très peu de fabricants de filtres à onde de surface proposant un produit grand public destiné à la réception TV par satellite. A notre connaissance les quatre seuls fabricants sont les suivants : Siemens, Signal Technology, RFM et Murata.

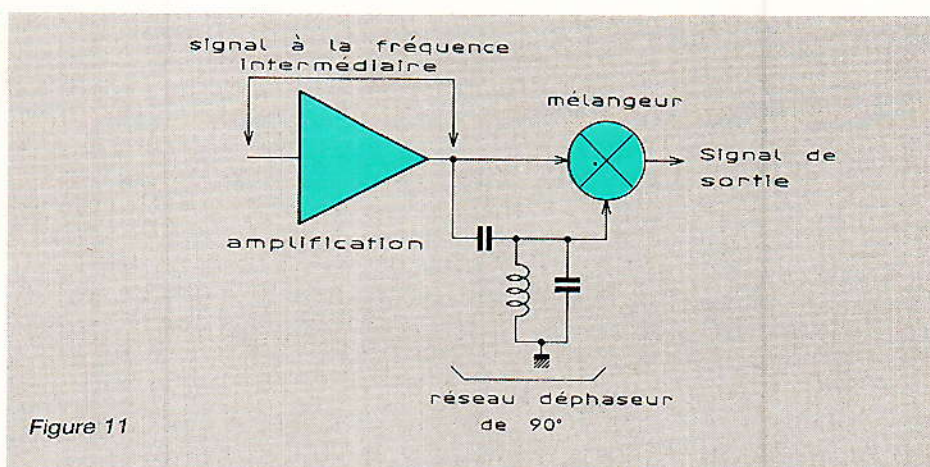


Figure 11

Ces composants UHF délicats sont coûteux et certains fabricants taiwanais de récepteurs TV SAT ont cru pouvoir s'en passer. L'élimination de la fréquence image étant obligatoire, la première FI est toujours située au voisinage de 480 ou 612 MHz.

L'astuce consiste alors à utiliser un deuxième changement de fréquence, 2° oscillateur à fréquence fixe, et travailler au voisinage de 70 MHz.

Avec une largeur de bande de 27 MHz le coefficient de surtension est faible et des filtres LC peuvent convenir.

Il faut constater que la complexité du système s'est accrue et que les résultats ne sont pas fameux.

La raideur du filtre LC pouvant difficilement atteindre celle du filtre à ondes de surface.

Ne pas conclure trop rapidement que tout ce qui vient de Taïwan est mauvais. Nous reparlerons dans un prochain numéro du module Mitsumi, changeur de fréquences, qui, associé à des amplificateurs NE 5205, filtre RFM ML 1025 et Plessey SL 1451 donne d'excellents résultats.

Doit-on obligatoirement clamber le signal vidéo ?

C'est une question très pertinente à laquelle on peut répondre par oui ou par non. Dans le cas d'une émission codée, le signal de sortie qui sera appliquée à l'entrée d'un décodeur sera obligatoirement NON CLAMPÉ.

Lorsque le signal vidéo est en clair et doit être appliqué directement au téléviseur la réponse est oui et non. En principe la réponse est non mais en pratique la réponse est oui.

La définition des entrées-sorties de la prise Péritel du téléviseur est telle que l'on peut injecter un signal vidéo au travers d'une capacité de liaison. Ceci signifie que le téléviseur doit se charger du clamping.

Dans la pratique ce n'est que rarement le cas. Seuls quelques fabricants respectent cette règle.

Les constructeurs européens sont les plus sérieux. N'y voyez aucun chauvinisme mais simplement des constatations.

Dans le pire des cas, l'injection d'un signal non clamping se traduit par un papillotement trame, certes très désagréable mais n'affectant pas la synchronisation.

Sur un téléviseur d'origine japonaise, dont nous taïrons la marque pourtant réputée à juste titre car ayant un tube d'excellente qualité, si le signal n'est pas parfaitement clamping, la synchronisation trame est impossible.

Le réaligement est donc obligatoire, le récepteur doit pouvoir délivrer ses signaux à tout type de téléviseur, même ceux qui sont mal conçus.

Revenons à notre récepteur et à son système d'accord.

Le système d'accord.

Pour les raisons précédemment données, nous avons choisi le couple de circuits ITT SAA 1293-02 et MDA 2062.

Le circuit SAA 1293-02 est un microcontrôleur en technologie NMOS à l'origine destiné aux téléviseurs. Il convient très bien aux récepteurs TV par satellite à condition de détourner quelque peu certaines de ses fonctions.

Associé à la mémoire MDA 2062, le système peut

mémoriser 39 programmes différents.

Les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- génération du signal à rapport cyclique variable pour élaboration de la tension d'accord,
- quatre sorties analogiques supplémentaires à l'origine pour volume, contraste, lumière que nous détournerons pour le son,
- sorties de commutation de standard,
- connexions directes avec deux afficheurs sept segments,
- connexions directes avec un clavier local 32 touches,
- sorties de commutation de bande.
- commutation possible de l'AFC pendant la recherche ou le changement de programme,
- peu de composants périphériques,
- accepte et interprète le signal de sortie d'un amplificateur infrarouge.

Le schéma interne du circuit est représenté à la **figure 12**.

La matrice du clavier local est représentée à la **figure 13**.

Entre les broches 14 et 39 on trouve le contact 1, entre les 17 et 36 le contact 16 etc., et l'on se reportera au tableau de la **figure 14** pour connaître la fonction enclenchée par une pression sur une touche particulière.

Sélection des stations.

La sélection des stations préalablement mémorisées peut s'effectuer soit à partir du clavier local soit à partir de la télécommande si celle-ci est munie des touches ad-hoc.

A la mise sous tension, le récepteur passe automatiquement sur le programme 1. Les stations peuvent être directe-

ment appelées en appuyant sur la touche correspondante : 1 à 9. Pour les stations 10 à 39 le chiffre des dizaines doit préalablement être sélectionné par le truchement des touches 10+ ou 10-, contacts 26 et 28.

La décade sélectionnée est affichée et l'opération se termine par le choix du chiffre des unités. La clé correspondant au chiffre des unités doit être fermée pendant au moins cinq secondes pour valider le choix. La sélection d'une station mémorisée s'effectue aussi par le truchement des touches P+ et P-, contacts 25 et 27.

Le défilement est continu, 38, 39, AV, 1, 2 etc.

En maintenant le contact tous les programmes défilent.

Sorties des quatre convertisseurs D/A auxiliaires.

Les quatre convertisseurs génèrent un signal à rapport cyclique variable permettant l'élaboration, après filtrage, d'une tension continue. Les quatre sorties sont du type drain ouvert, une résistance de tirage sera placée entre drain et Vcc.

La résolution étant de 64 pas, celle-ci sera de 78 mV si Vcc = 5 V et 187 mV si Vcc = 12 V.

Pour chaque convertisseur on agit sur deux touches + ou - à la vitesse de variation de 6 pas par seconde. Il n'y a pas de rebouclage et les convertisseurs se bloquent dans les positions minimales et maximales.

La quatrième sortie analogique est plutôt destinée à la commande de volume : la fonction Mute agissant sur cette dernière.

Lorsque la clé Mute est fermée, contact 30, le son est alternativement en/hors service.

Figure 13

Fonction	Número de commande IR	Número dans la matrice
Figure 0	26	1
Figure 1	17	2
Figure 2	18	3
Figure 3	19	4
Figure 4	20	5
Figure 5	21	6
Figure 6	22	7
Figure 7	23	8
Figure 8	24	9
Figure 9	25	10
Analog 1+	41	15
Analog 1-	42	16
Analog 2+	43	17
Analog 2-	44	18
Analog 3+	45	19
Analog 3-	46	20
Volume+	47	21
Volume-	48	22
Station selection P+	8	25
Station selection P-	5	27
Station selection tens	-	-
Station selection twenties	-	-
Station selection decade+	9	26
Station selection decade-	9	28
Tuning+	14	12
Tuning-	15	13
Bandswitch	36	14
VCR on/off	35	11
Multi-standard	32	24
Memo	39	23
Normal. Sound + picture	4	29
Mute	7	30
Grany Button	-	-
Auxiliary output	63	31
Service mode	1	-
Receiver off	2	-
Teletext on	57	-
Time display	49	-
(only with Teletext)		

Figure 14

Sorties bandes, standard, AFC et VCR.

Les sorties 28 à 32 sont des sorties à drain ouvert et une résistance de charge est nécessaire. Les sorties 23 à 26 sont des sorties type push-pull et aucune charge n'est nécessaire.

Sorties bandes.

Deux sorties broches 29 et 30 sont affectées à la commutation de bande.

Les deux bits permettent la gestion de quatre bandes.

Les deux bits sont mémorisés.

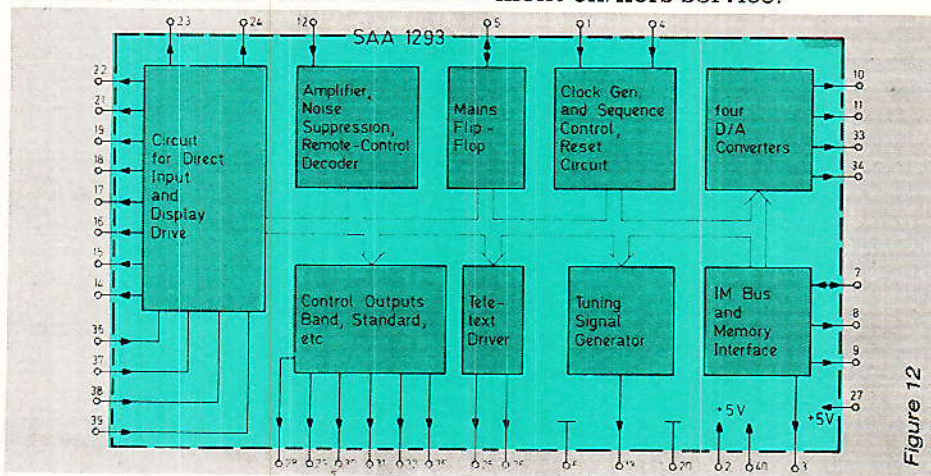


Figure 12

Sorties standards.

La clé multistandard, contact 24, est actionnée pour sélectionner un standard parmi quatre. A chaque fois que l'on ferme le contact on passe du standard n au standard $n+1$. Deux bits sont affectés au standard - broches 25 et 26 - et cette information est mémorisée dans le circuit MDA 2062.

Sorties AFC.

Normalement la sortie AFC - broche 35 - est à l'état haut. Pendant la recherche ou le changement de bande, la sortie AFC passe à l'état bas. Cette caractéristique peut être utilisée pour que la tension d'accord ne soit pas affectée par les circuits AFC pendant la recherche.

Sorties VCR et mode audio vidéo.

La sortie VCR - broche 32 - peut être associée à un et un seul programme particulier. L'association s'effectue par deux fermetures successives, clé VCR - contact 11 - puis clé mémorisation - contact 23. En général le bit VCR est utilisé pour la commutation de la prise Péritel mais pourrait être employé de toute autre manière dans un autre type de récepteur.

Sortie auxiliaire.

La sortie auxiliaire - broche 28 - est commandée par la clé auxiliaire - contact 31 -. En régime normal le niveau présent sur cette sortie est un niveau bas. Le niveau passe à l'état haut et y reste tant que le contact 31 reste fermé.

Il s'agit donc d'une information fugitive qui ne peut être mémorisée.

Le générateur de tension d'accord et commande d'accord.

La sortie tension d'accord - broche 13 - est un signal logique à fréquence fixe et rapport cyclique ajustable.

Les commandes d'accord (Tuning + et Tuning -) - contacts 12 et 13 - agissent sur le rapport cyclique.

Après filtrage on dispose d'une tension moyenne qui pilotera le premier oscillateur local.

Le rapport cyclique varie de 0 à 100 % avec une résolution de 4032 pas. Si la tension continue maximale vaut 30 V, la résolution vaut approximativement 7,5 mV.

Avec un quartz de 4 MHz, la période du signal de commande d'accord vaut 0,5 ms. Cette valeur relativement élevée simplifie le filtrage et l'on peut se contenter de trois cellules RC.

Pendant la recherche des stations, la tension d'accord augmente ou diminue par le truchement des commandes adéquates, clavier local ou télécommande infrarouge.

La vitesse de balayage augmente avec le temps de fermeture des contacts Tuning + ou Tuning -.

Pendant cette opération, la sortie AFC est à l'état bas.

La procédure de mémorisation.

Après l'accord sur une station, les paramètres d'accord peuvent être mémorisés dans le circuit MDA 2062.

Les informations mémorisées sont les suivantes :

- tension d'accord,
- bande,
- standard,
- VCR,
- la tension des quatre convertisseurs D/A auxiliaires.

Avant de découvrir le schéma de principe du récepteur nous devons aborder le problème des changeurs de fréquence, amplificateur FI, filtre et discriminateur, en fait tous les étages UHF de l'entrée 950 MHz jusqu'à la sortie du signal composite S.

Changeur-démodulateur.

Ce module peut porter divers noms, quelques fois tuner ou sélecteur, parfois common block.

Dans de précédentes réalisations nous avons employé les modules Astec qui ne permettent malheureusement pas la couverture totale de la bande mais simplement une demi-bande : Radio-Plans numéros 464 et 465.

Nous vous avons ensuite proposé la réalisation d'un sélecteur couvrant la bande 950-1750 MHz. Radio-Plans numéro 466.

Le module décrit dans le numéro 466 est simple à réaliser puisqu'il emploie pour le VCO un circuit Avantek. La réalisation est

malgré tout assez coûteuse et le réglage du discriminateur Plessey SL 1455 doit obligatoirement être effectué avec un générateur UHF.

Bien que les techniques UHF ne soient pas aussi difficiles que l'on veuille bien le dire, elles ne rencontrent que peu d'adeptes. Ceci est probablement dû au coût exorbitant des appareils de mesure.

Pour cette même raison nos lecteurs préfèrent à la réalisation d'un ensemble UHF, l'application d'un module existant.

Il n'est pas question de réutiliser les modules Astec qui ne couvrent que la moitié de la bande. Ces deux modules étaient à l'origine prévus pour le marché US - bande 3, 7-4,2 GHz - et le développement d'un produit destiné à la bande Ku n'a probablement pas été mené à son terme.

Nous nous sommes donc tournés vers le module RTC CB112/512. Que l'on se rassure, ce module n'est pas un prototype, il est construit à plusieurs milliers d'exemplaires par mois et nous surveillerons de près sa distribution.

En principe les grossistes RTC sont contraints à des quantités minimales. Si la demande est insuffisante, des problèmes risquent de se poser et nous aviserons à ce moment.

Quoi qu'il en soit nous avons déjà prévu une solution de repli. Cette solution est compatible, tant mécaniquement qu'électriquement avec la réalisation qui vous est proposée dans ce numéro.

La deuxième solution vous sera proposée ultérieurement. Nous utiliserons un module Mitsumi TIF5 E 31 P importé en France par Sonelec, des amplificateurs HF RTC NE 5205, un filtre RFM ML 1025 et le discriminateur Plessey SL 1451.

Seul inconvénient dans cette solution : le réglage du discriminateur à 480 MHz.

Description générale du CB112/512.

Le module effectue le traitement des signaux, de l'entrée 950-1750 MHz jusqu'à la sortie délivrant le signal composite S.

Le synoptique de ce module est donné à la figure 15. Il com-

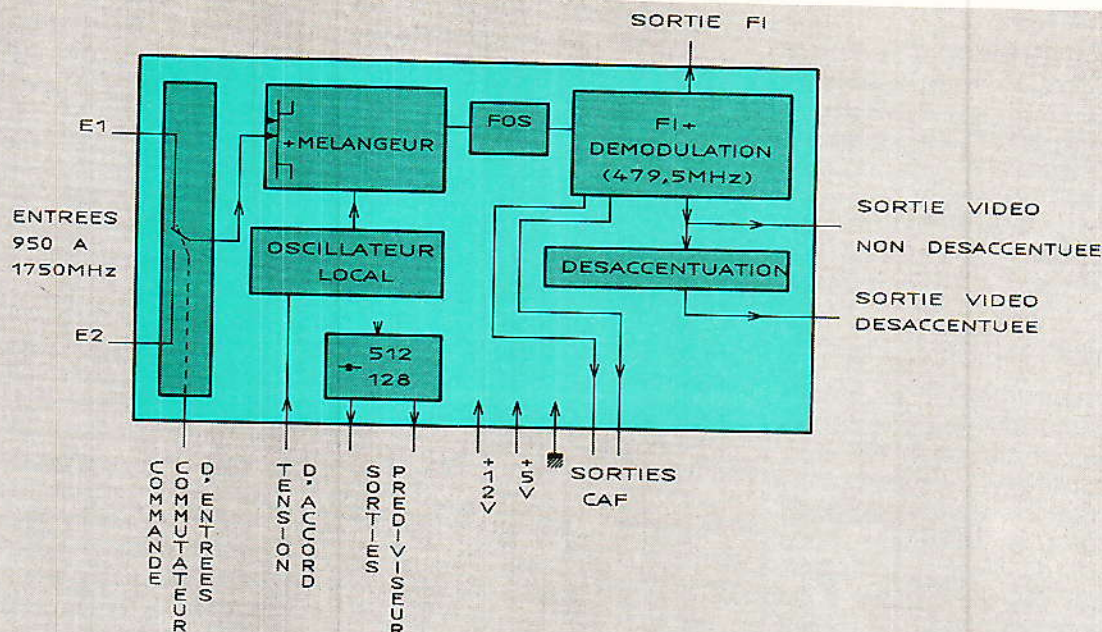


Figure 15

prend sept parties différentes :

- deux entrées UHF 950-1750 MHz recevant les signaux des convertisseurs SHF (LNC) bande C ou K ou Ku,
- dispositif permettant de commuter les deux entrées,
- un oscillateur-mélangeur,
- une FI,
- un démodulateur,
- un préamplificateur vidéo,
- un prédiviseur par 512 pour la fréquence de l'oscillateur local.

La présence des deux entrées permet, sans adjonction d'autres systèmes comme les relais coaxiaux, de disposer simultanément :

- soit de deux entrées pour utiliser deux polarisations différentes dans une même bande,
- soit pour utiliser deux têtes complémentaires couvrant des bandes différentes Intelsat-ECS, Télécom, TDF-TV SAT.

Atout majeur pour ce module : accomplissement de toutes les fonctions délicates dans le traitement du signal. Petit problème : le discriminateur n'est pas un module à seuil amélioré ce qui impliquera une taille d'antenne légèrement supérieure à celle qu'elle pourrait avoir avec un discriminateur à seuil amélioré.

Reste finalement une inconnue : le prix de vente du module. Il est important qu'il ne dépasse pas le prix de vente d'appareils d'importation, même s'il donne de meilleurs résultats.

Nous avons, il était temps, tous les éléments pour aborder le

schéma du récepteur TV SAT. Désolé pour ce laïus, mais le sujet est vaste et l'auteur passionné.

Schéma de principe du récepteur

A l'origine le schéma de principe a été dessiné sur une

feuille d'un format incompatible avec la revue (il y a du monde). Il a donc été découpé de façon logique et fonctionnelle.

Traitement du signal vidéo.

Le signal vidéocomposite S contient à la fois l'information vidéo et le ou les informations audio.

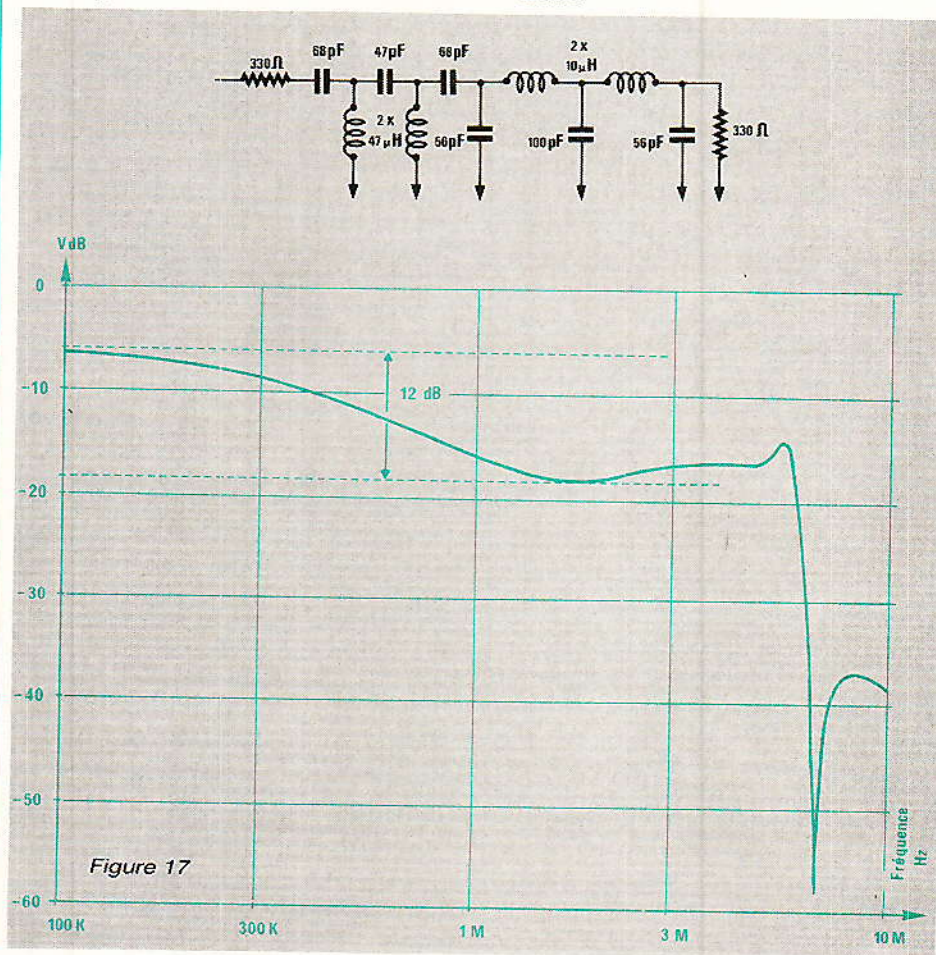


Figure 17

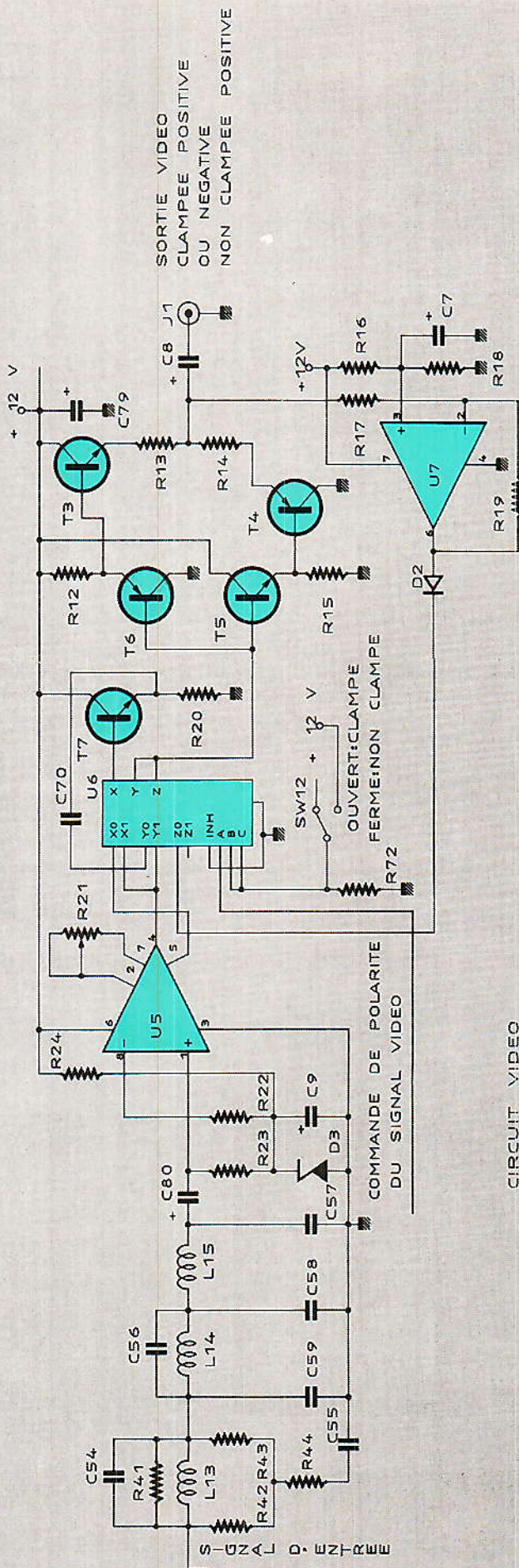


Figure 16

Le schéma de la **figure 16** représente les circuits de traitement vidéo. On trouve en premier lieu le circuit de désaccentuation : L13, R41, R42, C54 et C55 conforme à 1 dB près à la recommandation CCIR n° 405.

Viennent ensuite deux filtres, un filtre passe-bas réjecteur, la fréquence de réjection étant fixée par L14 et C56 et un filtre passe-bas.

Ces deux derniers filtres ont pour but l'élimination aux mieux des composantes HF au delà de 5 MHz : sous-porteuses modulées par les signaux audio.

La courbe de la **figure 17** représente l'allure de la réponse du filtre constitué par l'ensemble désaccentuation, passe-bas réjecteur et passe-bas.

Notez bien que les impédances de source et de charge sont identiques et valent 75 Ohms. La résistance de source n'est pas représentée.

Le filtre introduit une perte d'insertion et le signal a une amplitude trop faible pour attaquer directement l'entrée vidéo Péritel du téléviseur.

L'amplification est confiée à un circuit classique et assez courant pour cette fonction : NE 592N8. N8 signifiant qu'il s'agit d'un boîtier DIL 8 broches.

Ce circuit possède une caractéristique intéressante : il peut délivrer simultanément le signal de sortie inversé ou non.

Cette caractéristique est primordiale si l'on veut profiter des émissions en bande C : Ghorizont.

On pourrait facilement se passer de cette inversion vidéo car les émissions russes ne présentent pratiquement aucun intérêt : une certaine curiosité tout au plus.

Commutation vidéo.

La commutation vidéo, vidéo normale ou vidéo inversée, est due au niveau appliqué à la borne 11 du circuit 4053.

Cette commande transite par le circuit ITT SAA 1293, en fait la fonction auxiliaire est chargée de cette commutation. Nous avons vu que le niveau présent à la broche 28 était fugitif : stable en bas et haut tant que la touche est enfoncée.

Une bascule D transforme cet état en deux états stables haut et bas. La signalisation vidéo + ou vidéo - est assurée par les deux diodes électroluminescentes D6 et D7.

La commutation vidéo n'est pas mémorisée et ne peut être associée à un canal particulier. A la mise sous tension la bascule D, IC 15, est automatiquement remise à zéro : en position vidéo positive.

La position vidéo négative est exceptionnelle : Ghorizont par exemple.

Après amplification et réaligement, le signal vidéo pourra être injecté au téléviseur. Éventuellement revenir sur le paragraphe expliquant la nécessité du réaligement.

Dans le cas où les émissions sont codées, BBC 1/2, Première ou Canal 10 ; le décodeur s'intercale entre une sortie désaccrétuée non clampée et le téléviseur.

Pour être compatible avec les décodeurs, le récepteur doit comporter ce type de sortie.

Deux solutions sont envisageables : deux sorties, l'une clampée, l'autre non clampée ou une sortie commutable clamp arrêt/marche.

Nous avons opté pour la deuxième solution qui simplifie la circuiterie.

Le commutateur est à l'arrière de l'appareil, non accessible, ni par le clavier local ni par la télécommande infra-rouge.

Le commutateur est à l'arrière de l'appareil, non accessible, ni par le clavier local ni par la télécommande infra-rouge.

Le niveau présent aux bornes de R72 agit sur deux des inverseurs du 4053 : IC 6.

Le buffer vidéo, T3 à T6 est constitué par un étage symétrique préférable aux étages émetteur suiveur fréquemment rencontrés.

Pour que le clamp fonctionne bien, l'impédance d'entrée de l'étage succédant à la capacité de liaison doit être élevée. Dans certains appareils, particulièrement bien conçus, on trouve quelquefois un effet de champ.

L'impédance de sortie vaut 75 Ohms ; à la sortie, sans charge, l'amplitude crête à crête vaut environ 2 V et avec une charge

de 75 Ohms, elle est bien sûr réduite de moitié : 1 V crête à crête.

Traitement des voies audio.

Les sous-porteuses audio se situent en général de 5,8 MHz à 7,5 MHz. Dans la pratique on conserve une marge de sécurité en s'assurant que la circuiterie puisse accepter des signaux dans la plage 5,5 MHz à 8 MHz. Nous avons vu qu'il fallait tout simplement concevoir un récepteur FM soit les modules suivants : étage sélectif d'entrée, mélangeur associé à l'oscillateur local, fréquence intermédiaire, limiteur et discriminateur.

Le filtrage est assuré par un filtre LC passif. Nous avons conçu ce filtre de manière à éliminer tous les problèmes de réglage. L'allure de la courbe du filtre est donnée par le schéma de la figure 18. Toutes les autres fonctions du récepteur font appel à des circuits actifs et par chance un circuit intégré regroupe toutes les fonctions ; il s'agit du NE 605 RTC.

En fait le NE 605 n'est que l'association dans le même boîtier d'un NE 602 et NE 604. Ces deux circuits ont déjà fait l'objet d'une publication. Le NE602 est un changeur de fréquence : mélangeur et oscillateur et le NE604 complète la fonction réception : amplificateur, limiteur et discriminateur.

Les signaux d'entrée, après filtrage, sont injectés à la broche 1 du NE 605. Le choix de la fréquence de l'oscillateur local dépend du choix de la fréquence intermédiaire.

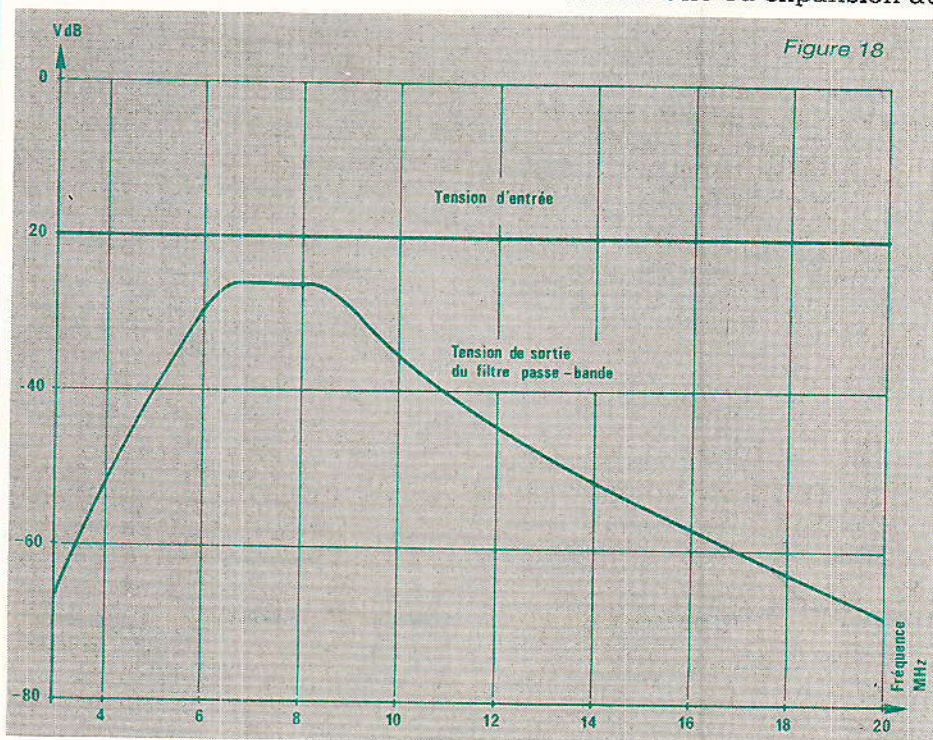
Pour des raisons évidentes de réjection de fréquence image et de disponibilité de filtres céramiques on ne peut s'orienter que sur les valeurs 5,5 ; 6,5 ou 10,7 MHz.

La valeur de 10,7 MHz est la plus courante et offre en outre un vaste choix dans les largeurs de bande.

On trouve en effet des largeurs de bande variant entre 110 et 500 kHz. Les valeurs les plus courantes étant 180 et 280 kHz.

Les différents standards audio en TV SAT mériteraient à eux seuls un long développement : largeur de bande, excursion, préaccentuation, pas vraiment standardisés. Dans les appareils les plus coûteux on trouve différentes commutations mettant en service des filtres de largeur ad hoc. A notre avis cette solution est trop coûteuse et nous préférons nous en tenir à une solution unique satisfaisante dans 90 % des cas. Reste 10 % des cas où le son sera de qualité inférieure : TV5 et RAI par exemple.

Pour satisfaire tous les cas, on peut bien sûr imaginer des systèmes électroniques plaisants : compression de fréquence sur l'oscillateur local pour le cas de TV5 ou RAI Uno ou expansion du



signal BF de sortie dans les cas du commentaire français de TV Sport.

Pour ce récepteur, le but à atteindre n'est pas de se faire plaisir mais plutôt d'aboutir à une réalisation simple, performante et malgré tout bon marché.

C'est pour cette raison que nous nous limitons aux 90 % cités plus haut ; dans le même esprit nous abandonnons la désaccentuation J17 et fixons la désaccentuation à 50 μ s. La constante de temps est fixée par la résistance de sortie du NE 605 et le condensateur C27.

Fonctionnement du récepteur son (figure 18 bis).

Dans l'excellent NE 605 on dispose d'un transistor monté en collecteur commun, dont l'émetteur est sorti à la broche 3 et la base à la broche 4. La polarisation est interne. Un pont capacitif base-émetteur-masse dose le taux de réaction. La fréquence d'oscillation est fixée par la self L6 et la capacité équivalente en parallèle.

La fréquence intermédiaire étant fixée à 10,7 MHz l'oscilla-

teur local devra délivrer une fréquence comprise entre : $5,5 + 10,7 = 16,2$ MHz et $8 + 10,7 = 18,7$ MHz

Le signal à fréquence intermédiaire est disponible à la broche 20 du circuit intégré. Ce signal est filtré et amplifié avant d'attaquer le discriminateur à quadrature.

Les deux filtres céramique sont des modèles standards : largeur de 280 kHz ou plus, mais on pourrait adopter une autre valeur, 110 ou 180 kHz pour des applications particulières.

Les éléments du discriminateur

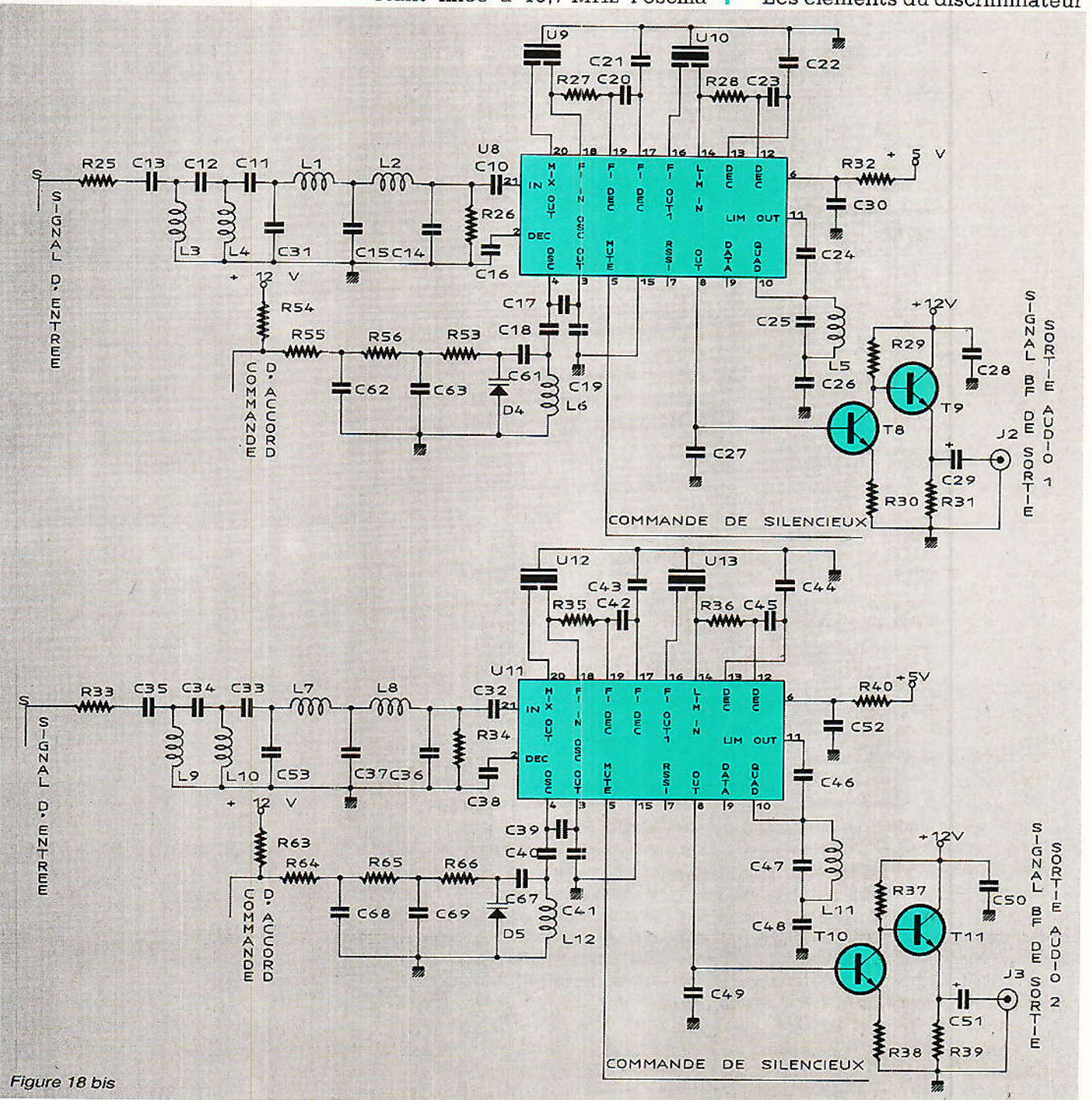


Figure 18 bis

en quadrature sont calculés pour une largeur de bande de 300 kHz environ. Si l'on réduit la largeur de bande du filtre FI, le coefficient de surtension du circuit LC du discriminateur à quadrature devra être augmenté. Augmentation de C, impliquant une diminution de L pour $LC\omega^2 = 1$ avec $\omega = 2\pi.f$ et $f = 10,7$ MHz.

Finalement le signal BF est disponible à la broche 8, désaccrété par un condensateur de 1nF et légèrement amplifié. L'amplification est quelquefois nécessaire si l'on veut attaquer un remodulateur. Éventuellement l'amplification peut varier en shuntant la résistance d'émetteur du premier transistor par un réseau R-C série.

Dernier détail : grâce à l'entrée de commutation Mute du NE 605, le signal BF de sortie peut être ou non appliqué à la sortie. Nous utiliserons évidemment cette caractéristique en connectant la sortie AFC du SAA 1293-02 à l'entrée Mute du NE 605.

Commande d'accord.

La commande d'accord d'oscillateur local est fournie par le SAA 1293, convertisseur D/A auxiliaire. La commande varie de 0 à 12 V. Le filtrage est assuré par deux réseaux RC.

Équipement de deux voies audio.

Aux USA le signal vidéo est souvent accompagné de deux sous-porteuses véhiculant le son stéréophonique. Pour cette raison bon nombre d'appareils d'importation sont équipés de deux voies audio.

En Europe cette caractéristique n'est pas employée et on peut s'interroger sur le bien fondé des deux voies audio, même s'il existe un marché pour la réception des radio FM sur Télécom 1.

Notre prototype est malgré tout équipé d'une seconde voie audio qui dans un cas très particulier peut s'avérer extrêmement utile : décodage de Filmnet.

En effet sur ce canal une sous-porteuse est modulée par une information de synchronisation trame. Le premier canal audio sera utilisé d'une manière classi-

que et le second délivrera l'information trame au décodeur.

Il faut considérer la deuxième voie comme une option. Le prototype est équipé des deux voies, « pour montrer que ça marche », mais la seconde n'est quasiment jamais utilisée.

Préamplificateur infrarouge.

Le schéma du préamplificateur infrarouge est donné à la figure 18 ter.

Toutes les commandes peuvent être transmises par infrarouge. Le circuit récepteur IR mis en service est un circuit bien connu de nos lecteurs : le SL 486 Plessey. Ce circuit est couramment distribué et ce fut notre critère de sélection.

La diode réceptrice est une BPW 41N Telefunken, classique pour cette application. Après amplification et détection par le SL 486 le signal électrique de commande atteint la broche 12 du SAA 1293.

Pour l'instant nous ne proposons aucun boîtier de télécommande. Nous espérons très rapidement une réponse de la société Koenig qui disposerait de l'émetteur complet - boîtier compris - totalement compatible avec le récepteur TV SAT.

Cette société fabrique en fait des répliques d'émetteurs IR pour quasiment tous les récepteurs TV de toute marque.

Un émetteur prévu pour les TV équipés du SAA 1293 devrait donc convenir. La référence de l'émetteur IR convenant vous sera communiquée dès que possible, mais nous vous rappelons que dans un ancien numéro, nous avons décrit une télécommande compatible (préampli télécommandé par infrarouges N° 433, 434, 436).

Commande de bipolarisation.

Ce circuit extrêmement simple est décrit à la figure 19. Le polarotor Chaparral doit recevoir, outre l'alimentation 0,+5 V, un signal rectangulaire périodique : $T=20$ ms (standard en radiocommande).

Le rapport cyclique du signal de commande est faible 5 à 10 %.

La position du doigt du polarotor est fonction de la largeur du créneau. Ceci justifie le schéma de principe mettant en œuvre un NE 555. Ce montage n'a rien de particulier, il est quasi universel, présent dans de très nombreux appareils. Le signal de sortie est disponible à la broche 3 et le diagramme des temps est donné à la figure 20.

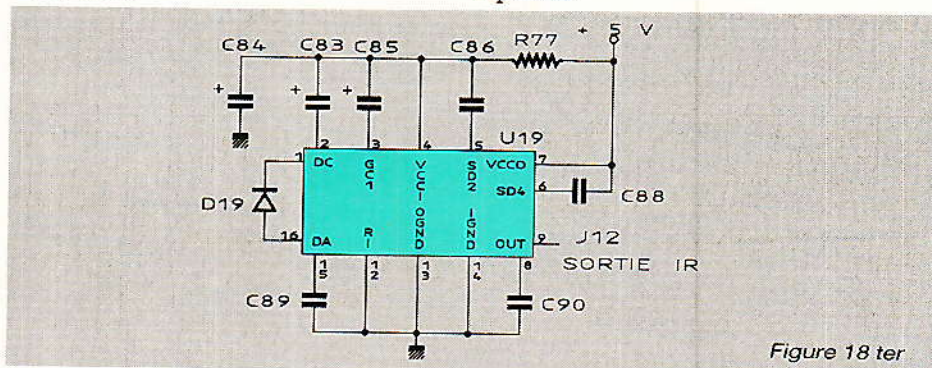
Le potentiomètre R_{48} est accessible en face arrière et il détermine la position initiale du doigt. Ce réglage est aussi appelé Skew. La résistance R_{47} , en service lorsque T_{12} n'est pas saturé, modifie le rapport cyclique et décale la position du doigt de 90°. R_{47} est réglé une fois pour toute, c'est donc un réglage interne.

La commande de bipolarisation - position du doigt - s'effectue en bloquant ou saturant T_{12} .

L'information de commande de standard du SAA 1293 est détournée de sa fonction originale. Elle devient, dans le récepteur TV SAT : sélection de la polarisation H ou V, signalée par les diodes D_9 et D_{10} .

Commutation des entrées 950-1750 MHz.

Le module RTC CB 112/512 possède deux entrées, le deuxième bit d'information de standard est affecté à la commutation des entrées. La séquence d'utilisation est donc la suivante, après la mise en marche de l'appareil.



- entrée B, polar H,
puis après une pression sur SW 11,
- entrée A, polar H,
- pression sur SW 11,
- entrée B, polar V,
- pression sur SW 11,
- entrée A, polar V,
- retour à la position d'origine.

La memorisation peut s'effectuer à tout instant.

Les broches 25 et 26 pourraient être interverties pour que la polar change à chaque impulsion sur SW 11 et les entrées toutes les deux impulsions.

L'alimentation.

En général les alimentations basse tension des appareils électroniques ne présentent que peu d'intérêt technique puisque l'on a recours à des régulateurs intégrés.

Dans le schéma de la **figure 21** il y a malgré tout une petite particularité. Nous avons besoin de cinq tensions d'alimentation différentes.

- +5 V pour la circuiterie logique et la circuiterie audio,
- +12 V pour la circuiterie analogique vidéo,
- +15 à +24 V pour l'alimentation du LNC,
- +20 V pour la mémoire,
- +30 V pour la tension d'accord.

En principe les LNC sont munis de régulateurs intégrés, mais pour prendre un maximum de précautions et ne pas détruire ce précieux composant, on a coutume de le téléalimenter avec une tension continue stabilisée à +18 V.

Pour les deux dernières tensions +20 V et +30 V, le courant consommé est faible : quelques mA. Il est donc inutile de partir d'une tension alternative élevée.

La source de tension maximale devant supporter un fort débit est la source alimentant le LNC. Les consommations varient suivant le modèle de convertisseur mais on doit pouvoir débiter 200 mA pour un convertisseur 400 mA si on dispose de deux convertisseurs.

La meilleure solution consiste à employer un transformateur ayant un secondaire de 15 ou 18 V eff.

Avec 15 V eff. la tension redressée vaut environ 22 V. Si la

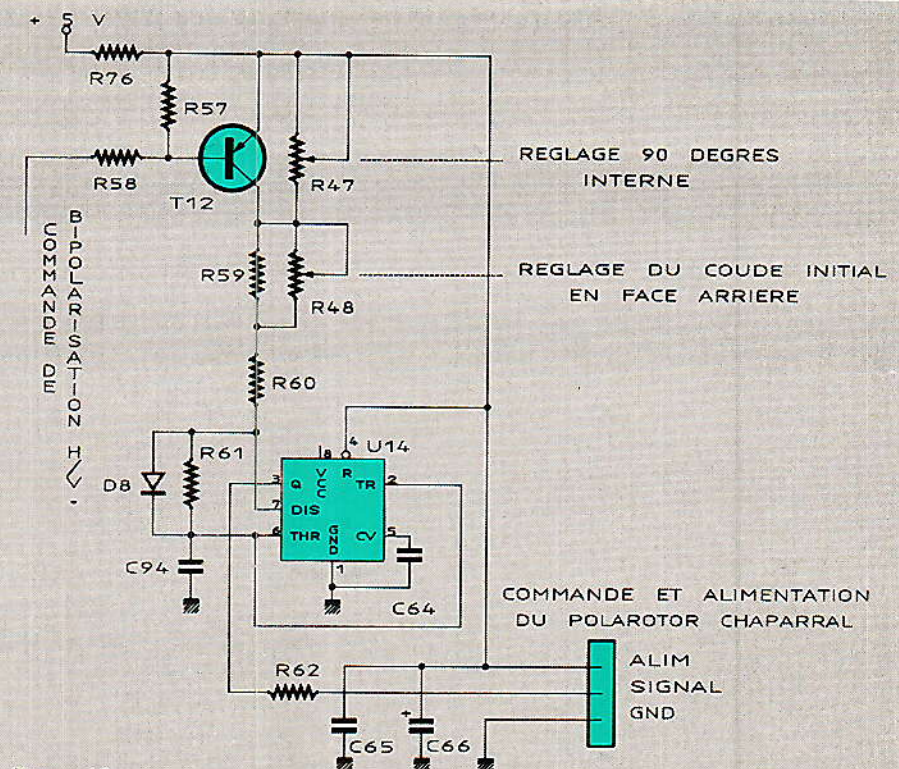


Figure 19

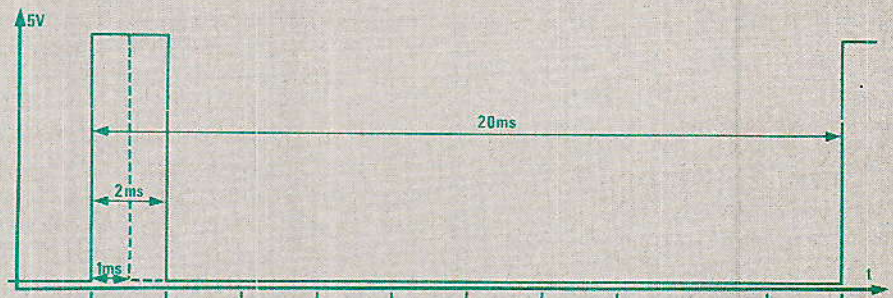


Figure 20

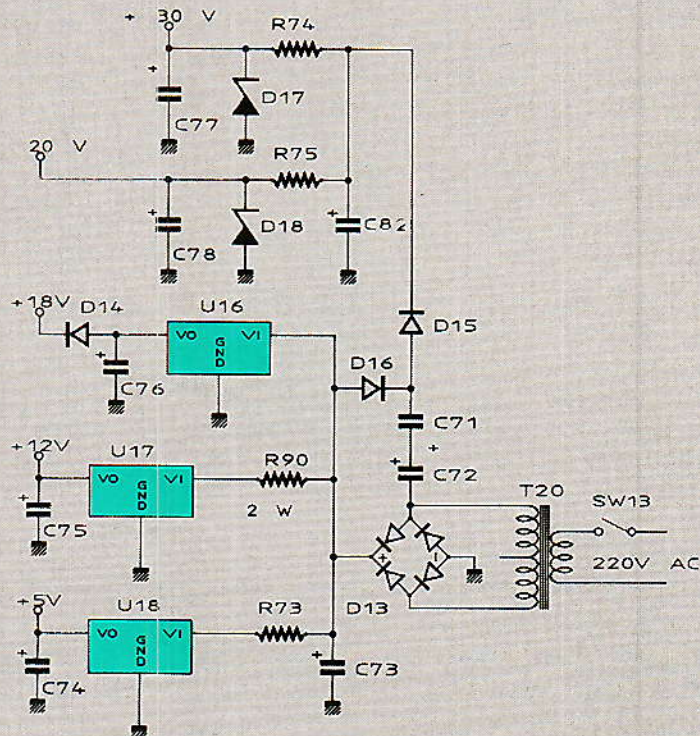


Figure 21

tension est bien filtrée, cette valeur est suffisante pour assurer le bon fonctionnement du régulateur 18 V.

Si la tension secondaire vaut 18 V eff. la tension redressée vaut environ 27 V et on peut se contenter d'un filtrage moins énergique. En contrepartie la puissance devant être dissipée dans les régulateurs est plus importante ; c'est pourquoi nous avons préféré la première solution : secondaire de 15 V.

Pour diminuer la puissance dissipée dans les régulateurs 5 et 12 V une résistance est placée en série à l'entrée de chacun d'eux : une résistance R_{90} de 2,2 Ohms, 2 W à l'entrée du régulateur 12 V et une résistance de 50 Ohms, 4 W, R_{73} , à l'entrée du régulateur +5 V.

En fait R_{73} est constituée par la mise en parallèle de deux résistances de 100 Ohms 2 W.

Pour les tensions de 20 V et 30 V on a recours à une petite astuce. On utilise en fait un doubleur de tension, identique à celui des alimentations haute tension. La seule différence, dans notre cas, provient du fait que

nous utilisons directement la sinusoïde basse tension à 50 Hz alors que les alimentations THT utilisent une composante de fréquence élevée. Cette tension sinusoïdale traverse les deux condensateurs C_{71} et C_{72} et est réalignée par les diodes D_{15} et D_{16} sur la tension redressée par le pont D_{13} et filtrée par C_{73} .

Après filtrage par le condensateur C_{82} , on dispose de deux régulations sommaires par résistance et diode zener pour les deux tensions +20 V et +30 V.

Le refroidissement des trois régulateurs TO 220 : +5 V, +12 V et +18 V est assuré par une plaque d'aluminium 40x100 mm, d'épaisseur 4 mm.

Bien que la plaque d'aluminium ne soit pas disposée dans le sens vertical son dimensionnement est suffisant pour que l'échauffement ne dépasse pas 20° C.

Gestion du système d'accord

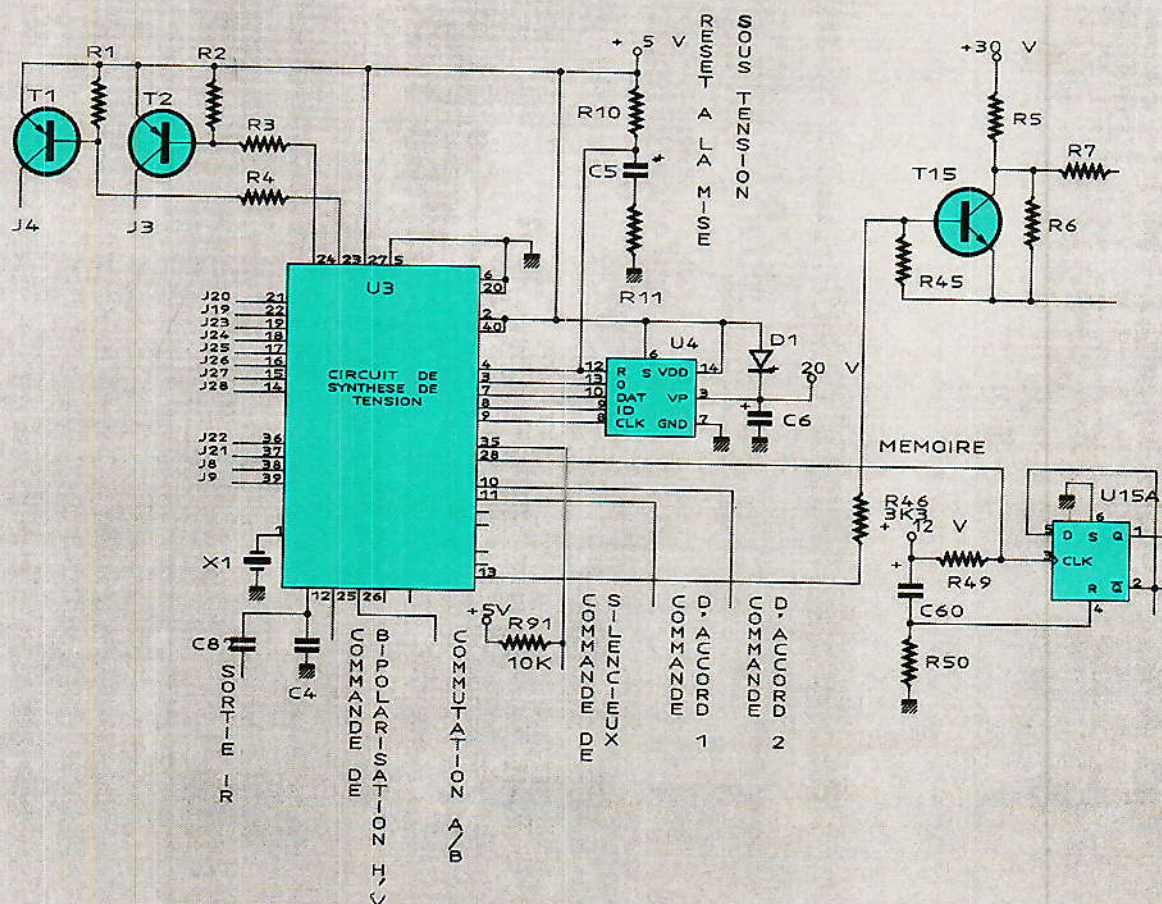
Tout a presque été dit, les deux circuits ITT pilotent l'ensemble du système. Le schéma de principe regroupant circuits ITT, clavier local, affichage, génération

de la tension d'accord, génération de la commande automatique de fréquence et l'affichage de la tension d'accord est représenté à la figure 22.

Le filtrage de la tension d'accord est assuré par trois réseaux RC : R_7-C_1 , R_8-C_2 , R_9-C_3 . La tension aux bornes C_3 est combinée avec la tension de CAF pour générer la tension appliquée à l'entrée VCO du module RTC. La tension de CAF découle d'un moyennage de la tension de sortie du discriminateur inclus dans le module RTC, broche 10. Deux cellules RC : $R_{87}-C_{93}$ et $R_{88}-C_{92}$ sont nécessaires pour éliminer les composantes HF et moyennner le signal. La diode zener D_{21} décale la tension obtenue. La combinaison entre la tension de CAF et la tension d'accord s'effectue finalement dans le circuit IC_{20} : LF 356N.

Avant d'être finalement injectée à l'entrée VCO du module RTC, la tension de sortie de l'AOP doit être décalée vers le bas et filtrée. D_{20} assure le décalage et R_{79} et C_{91} , l'ultime filtrage.

Au moment de l'accord, il est en général difficile de travailler



en aveugle. Pour cette raison, on cherche un moyen d'information simple : donnant une estimation de la valeur de la tension d'accord.

Ceci conduit à un affichage supplémentaire par échelle de diodes.

Si aucune diode n'est allumée, la tension d'accord est voisine de zéro et le récepteur est calé sur 11 750 MHz. Dans un but évident de simplification on a recours à un bargraph intégré : le modèle D630P Telefunken.

Cet élément regroupe les diodes électroluminescentes et l'électronique associée. Il doit être alimenté par une source de tension de 12 V pour analyser et afficher l'information d'entrée. En l'occurrence celle-ci est une fraction de la tension d'accord, le D630P acceptant un volt pleine échelle.

Réalisation pratique.

La réalisation pratique se limite à l'équipement de deux cartes imprimées double face, trous métallisés, qui feront l'objet d'une longue digression dans un

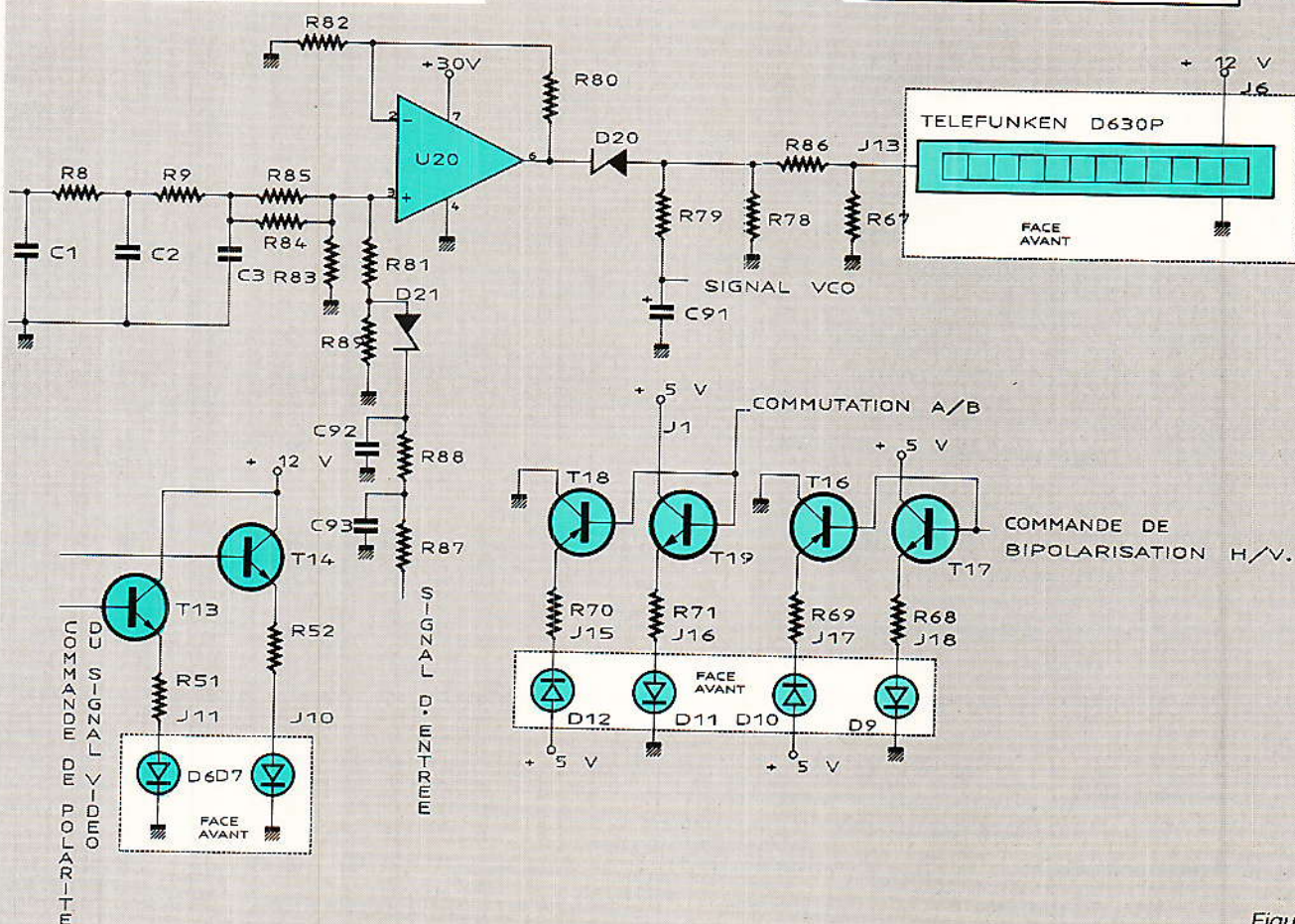
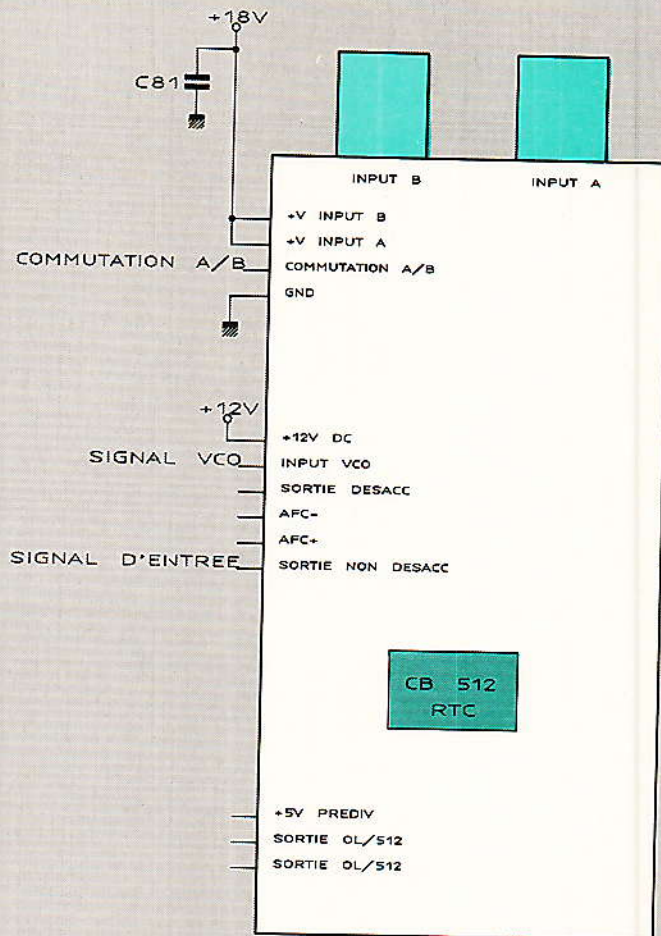


Figure 22

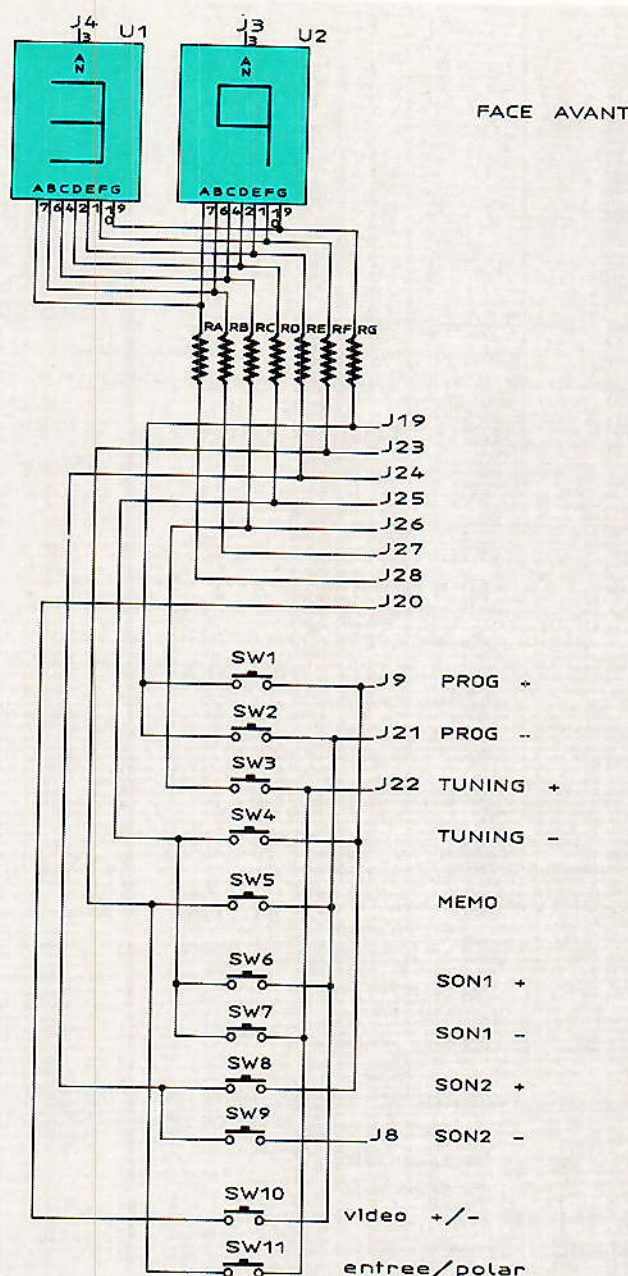


Figure 22

paragraphe, et au réglage de deux selfs ajustables par voie audio, une résistance ajustable pour la voie vidéo et une autre résistance ajustable pour la commande de bipolarisation. De manière à simplifier le câblage, en général fastidieux et source d'erreurs, nous avons conçu deux cartes imprimées qui devraient vous faciliter considérablement la tâche.

La première carte est dite carte principale et regroupe les circuits ITT, les circuits audio et vidéo, l'alimentation et la commande de bipolarisation. La seconde carte est réservée à l'affichage : programme et visualisation d'accord.

Pour la carte principale le tracé des pistes côté soudure est donné à la figure 23 et côté composants à la figure 24. La figure 25 décrivant l'équipement en composants complète cette carte.

Pour la carte clavier le tracé des pistes côté soudure est donné à la figure 26, tracé des pistes côté composants à la figure 27 et finalement nous trouvons le plan d'équipement en composants à la figure 28.

Le câblage a été réduit à sa plus simple expression.

Les signaux de sortie audio et vidéo sont disponibles sur des embases RCA implantées directement sur le circuit imprimé, l'interrupteur SW 12 est implanté aussi directement sur le circuit imprimé.

Les liaisons entre carte principale et carte clavier-affichage sont confiées à un câble plat mul-

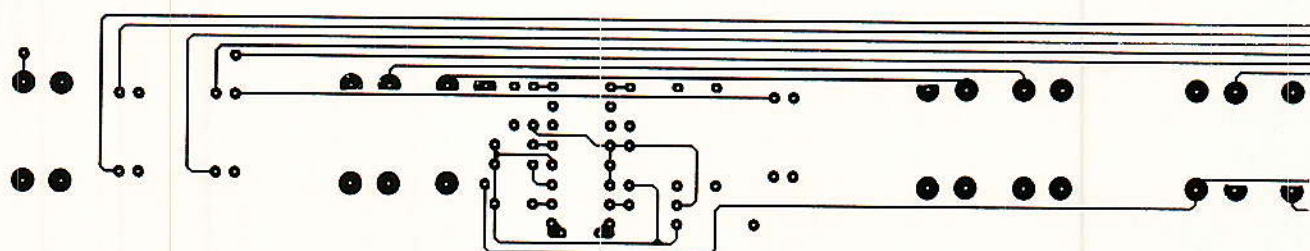


Figure 26

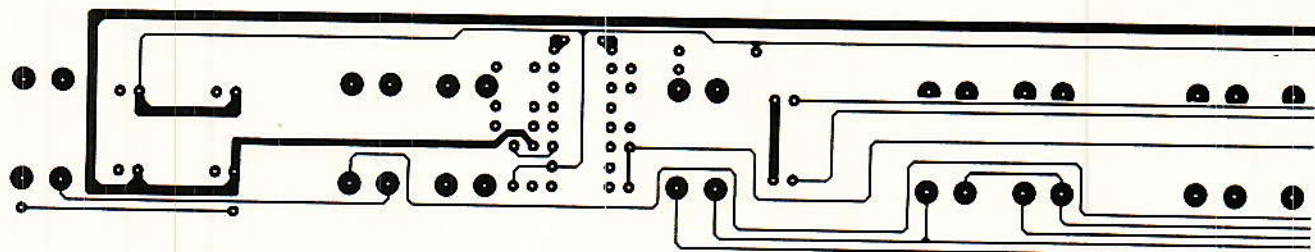


Figure 27

ticonducteurs. Une précision à ce sujet, nous n'avons pas trouvé le câble 28 conducteurs nécessaire pour cette réalisation, en guise de dépannage un cordon 40 conducteurs a été utilisé. Ce cordon serti et vendu par un distributeur parisien présentait quelques défauts. L'alignement embase-câble était insuffisant et entraînait un court-circuit entre certaines broches, ce court-circuit a coûté la vie de deux circuits intégrés SAA 1293-02.

Nous ne saurions donc que trop vous conseiller d'exiger un cordon irréprochable même si le sertissage de celui-ci est considéré comme gratuit. En fait le court-circuit était tel que certaines broches du circuit intégré ont reçu une tension de +12 V et ceci a conduit à un mauvais fonctionnement permanent et irrécupérable.

La fragilité du circuit est la seule mise en garde que nous ayons à faire avec cette réalisation.

Le câblage se limite donc au transformateur d'alimentation et aux sept liaisons avec le module RTC.

A propos des circuits imprimés.

les diverses photos du prototype laissent entrevoir qu'il ne s'agit pas d'un circuit d'amateur : double face sans trou métallisé, sans étamage, mais d'un circuit de qualité professionnelle étamé et à trous métallisés.

La fabrication du circuit a été

confiée à une entreprise qui a effectué un excellent travail. La taille des pistes et des pastilles est difficilement compatible avec une réalisation d'amateur : plaque présensibilisée, révélation et bain de perchlore de fer.

Nous n'avons pas eu à nous plaindre de cette initiative car la fabrication du circuit nous a considérablement facilité la tâche. Pour cette raison nous avons imaginé une procédure particulière qui permettrait à ceux qui le désirent de bénéficier du même circuit.

Avant tout nous tenons à signaler qu'il ne s'agit en aucun cas d'une opération commerciale comme vous le comprendrez par la suite.

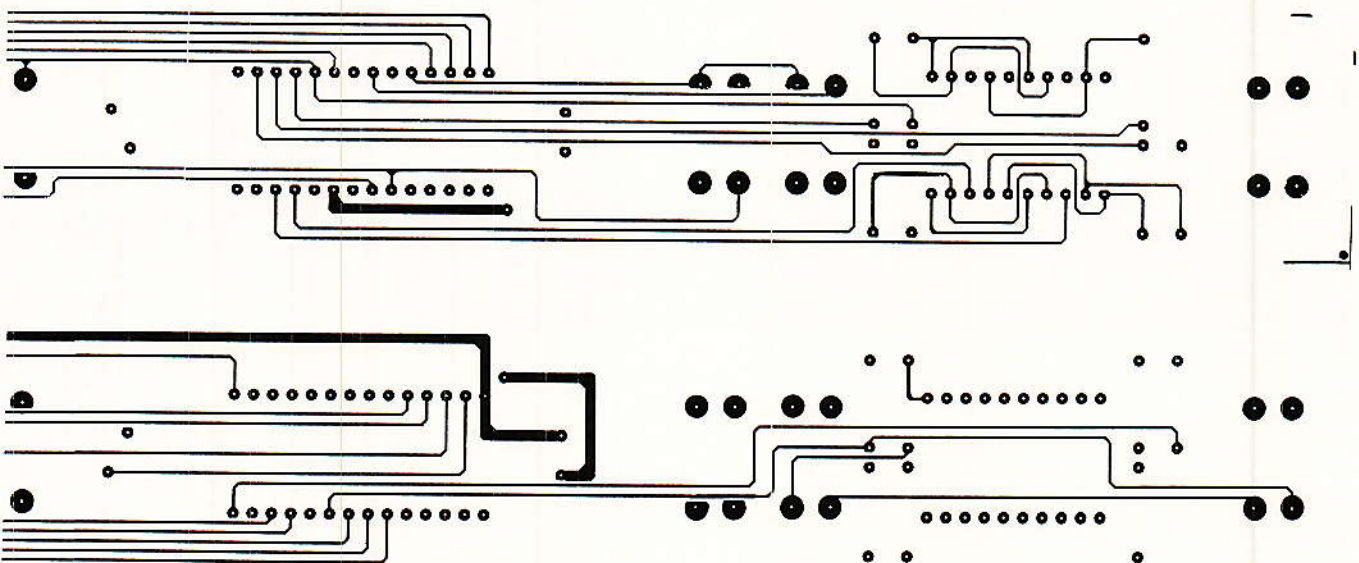
Par quantité de 50 pièces notre sous-traitant nous garantit la fabrication et la livraison de deux circuits : circuit principal et carte clavier, circuits percés, étamés et à trous métallisés pour la somme de 300 Frs TTC.

Ce prix est dû, bien évidemment, à l'effet de quantité. A titre d'information, le coût du prototype est trois fois plus élevé. Pas question de présenter cinquante commandes de circuits identiques mais une commande unique de cinquante pièces, ou plus, du même modèle. Nous devons donc nous réunir, cinquante ou plus, pour concentrer nos efforts. Attention pour l'instant rien n'est joué car le prix annoncé plus haut est conditionné à la quantité minimale de 50 pièces. Beaucoup plus simplement adressez-nous,

en joignant une enveloppe self adressée, votre intention de commande pour n circuits. Il nous semble raisonnable de laisser s'écouler un mois et la souscription sera close dès la sortie du numéro de Radio-Plans suivant, N° 491 du mois d'octobre.

A cette date nous utiliserons l'enveloppe self adressée pour vous faire part du résultat. Si le quota de cinquante n'est pas atteint nous serons au regret de vous signifier que l'action engagée est stoppée. Nous pourrions évidemment vous communiquer quelques adresses de fabricants de circuits imprimés mais, à l'unité, le prix sera au moins le triple de celui annoncé.

Si nous atteignons, ou mieux, dépassons la barrière fatidique de 50, nous utiliserons la fameuse enveloppe pour vous signaler que l'opération suit son cours et que vous devrez participer à l'opération à hauteur du nombre de circuits commandés. Ceci sera la condition sine-qua-non pour que la commande puisse être prise en compte. Avant de passer à l'action nous serons tenus d'attendre toutes les réponses. Il va de soi que chacun devra faire au plus vite pour ne pas pénaliser les autres. Au delà d'une date limite, aucune commande ne pourra être prise en compte. Le nombre de circuits commandés chez le sous-traitant ne pouvant varier chaque jour ! Il faudra donc faire au plus vite pour bénéficier des faveurs que nous consent ce sous-traitant.



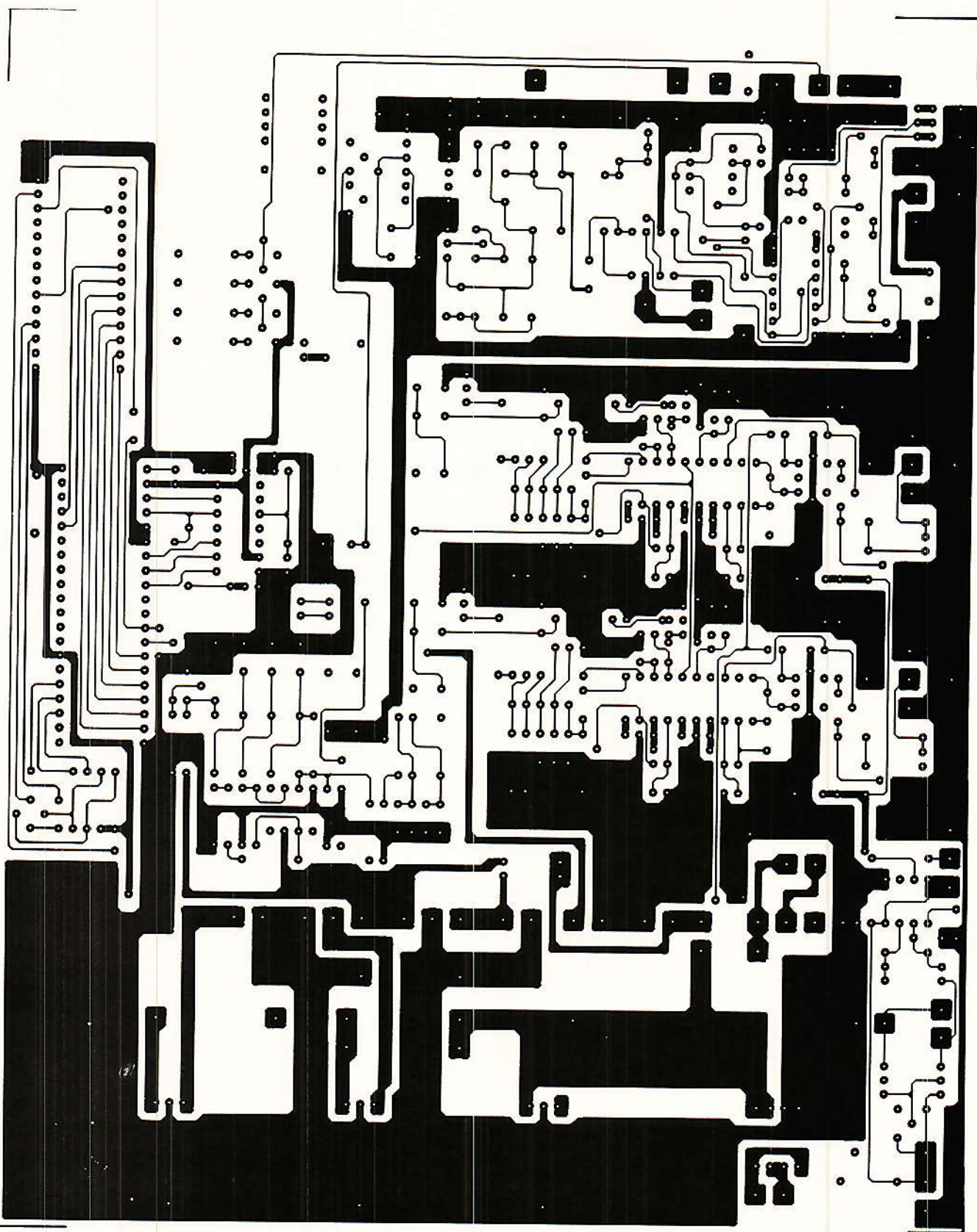
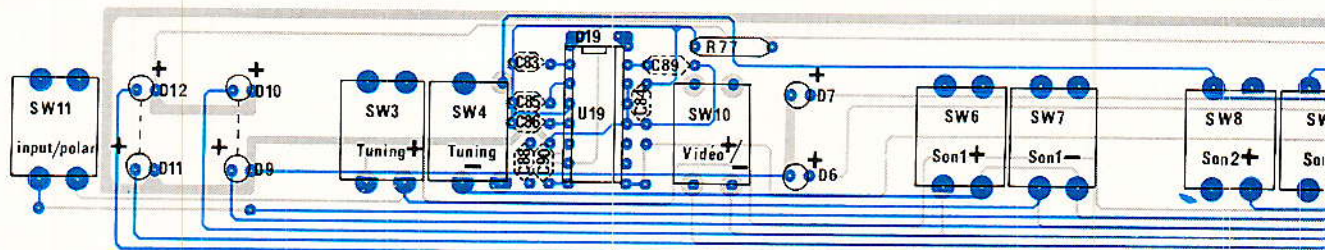


Figure 23

Figure 28



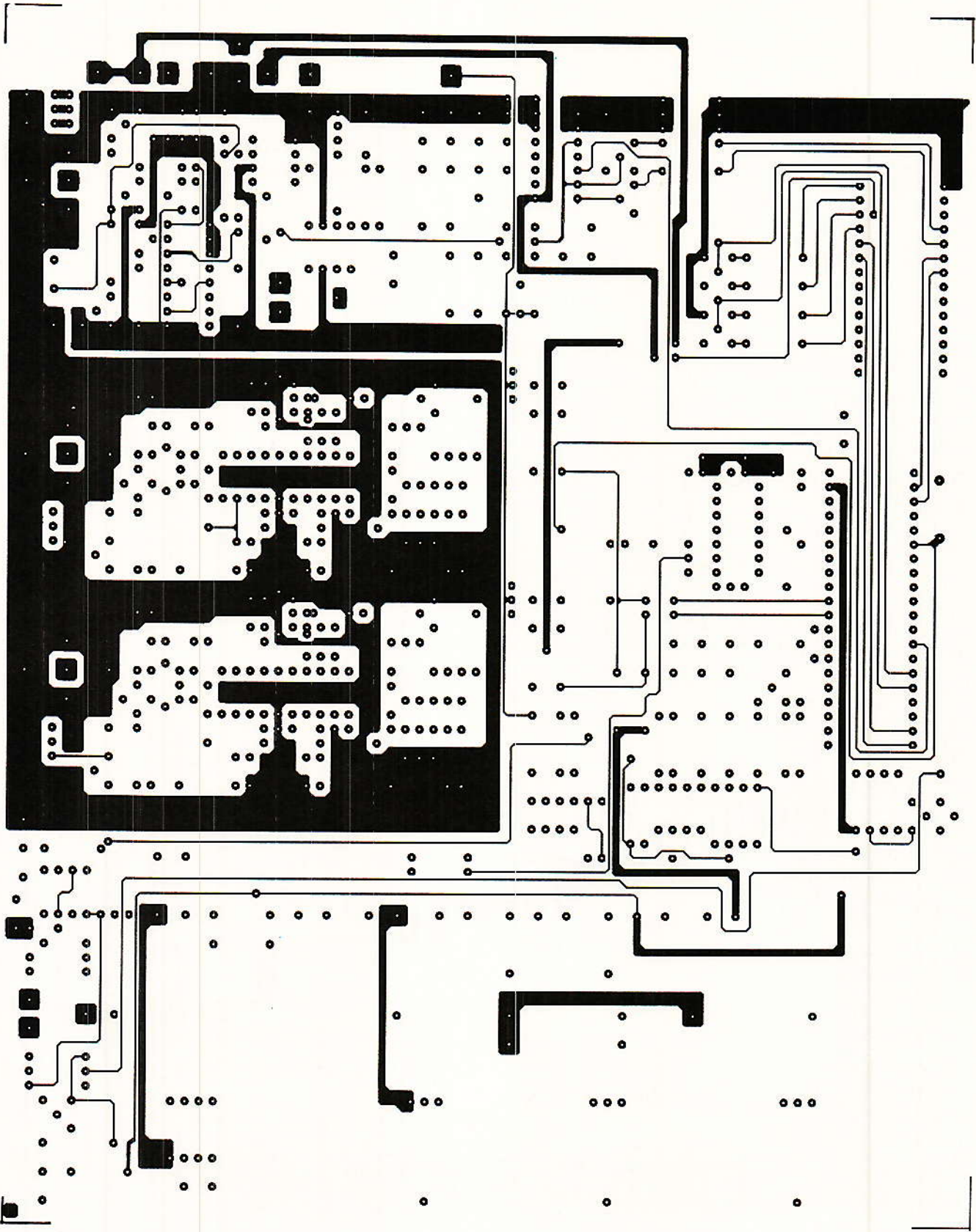
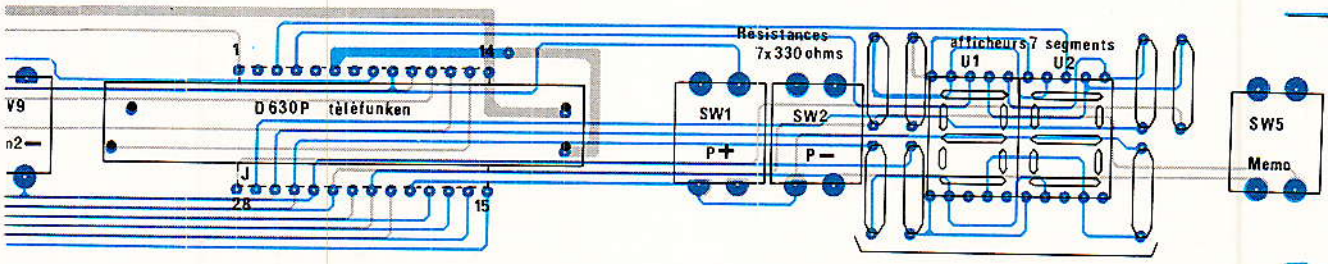


Figure 24



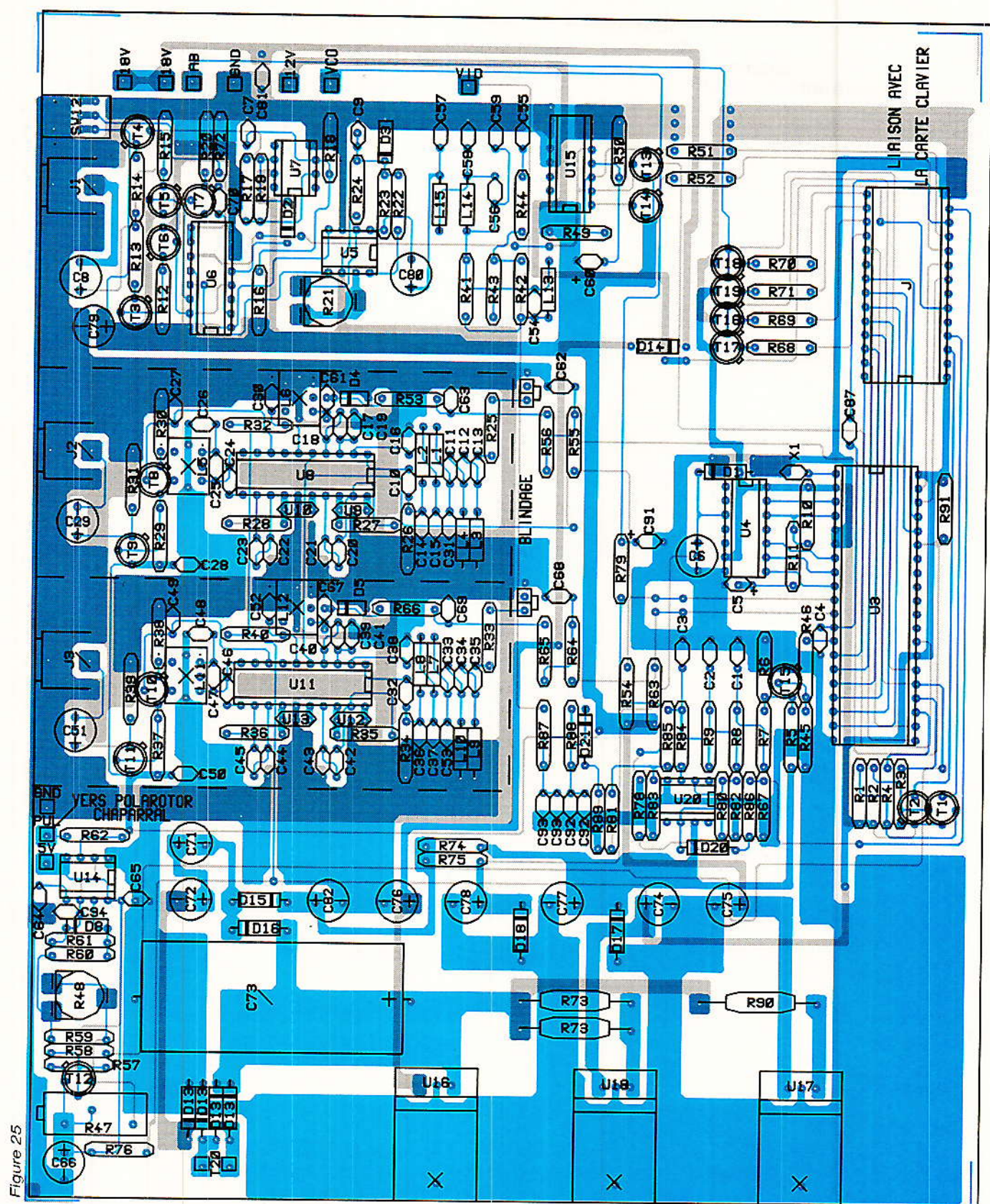


Figure 25

Celui-ci demandera un délai d'environ quinze jours pour la fabrication des 100 circuits - 50 jeux de 2 circuits.

Après fabrication vos circuits vous seront adressés dans les plus brefs délais.

Le courrier devra être adressé à l'adresse suivante :

RADIO PLANS Rédaction
C.I. TVSAT
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS

En montant cette opération, faire faire, aux lecteurs passionnés de TV Sat, une économie substantielle n'est pas notre seul but. Leur venir en aide, aux différentes étapes de la réalisation est notre souhait le plus cher.

Dans un deuxième temps, nous conviendrons donc d'une date à laquelle nous nous réunirons et chacun exposera les problèmes auxquels il a été confronté durant la réalisation.

En cas de mauvais fonctionnements nous mettrons tout en œuvre pour, qu'au terme de cette journée, chacun puisse nous quitter avec un appareil en parfait ordre de marche. On pourra aussi essayer son appareil sur la station en place dans nos locaux. Cela peut être particulièrement intéressant avant le dernier saut : l'équipement individuel.

Mais, soyons raisonnables, c'est une opération assez inédite, l'organisation et le calme sont le gage de la bonne réussite du projet. En clair, pas d'apparition en ordre dispersé pour le test d'un appareil, il en va de la sortie de votre Radio-Plans tous les mois !

Non seulement Radio-Plans met un point d'honneur à vous proposer des réalisations hors du commun mais en plus nous vous aidons dans toute la mesure du possible.

Mise sous tension et réglage

A la mise sous tension, on opère traditionnellement avec calme. La présence des tensions d'alimentation aux divers points stratégiques devra être vérifiée. En cas de mauvais fonctionnement, remontez la piste et isolez le composant défectueux ou mal monté. Puisqu'il s'agit d'un récepteur TV par satellite, nous supposons que les signaux arrivent correctement jusqu'à l'entrée du récepteur.

Nous commencerons par le réglage le plus simple : le réglage du gain vidéo. Le potentiomètre R_{21} sera placé dans une position telle que l'amplitude du signal vidéo en sortie atteigne environ un volt crête à crête. Ce réglage peut pratiquement s'effectuer à l'œil.

Pour la ou les voies audio, il existe un cavalier permettant de déconnecter la sortie du module RTC et l'entrée de ces voies. Ce cavalier n'est utile que pour le réglage et c'est pourquoi nous ne l'avons pas mentionné avant. On peut donc injecter sur chaque entrée audio un signal issu d'un

générateur HF. La self de l'oscillateur local L_6 ou L_{12} sera réglée de manière à ce qu'un signal à 10,7 MHz apparaisse à la broche 18 des NE 605 lorsque l'on injecte, avec le générateur HF, un signal à 5,5 MHz et lorsque la tension de commande d'accord vaut zéro volt.

Finalement on module la porteuse à 5,5 MHz par un signal BF, ceci permet le réglage du discriminateur : L_5 et L_{11} .

La sonde de l'oscilloscope sera placée sur la sortie BF et les selfs ajustées pour récupérer un signal BF aussi proche que possible du signal modulant.

Le réglage de R_{47} , variation de 90° du doigt du polarotor n'a pas besoin d'explications.

En principe, à ce stade, l'appareil est prêt à l'emploi.

A propos des LNC

Nous avons éliminé la réalisation des LNC mais ce n'est pas une raison pour ne pas vous aider dans la recherche de ce composant coûteux.

EREL nous a donc proposé l'opération suivante. Si la demande est suffisante pour que le revendeur puisse approvisionner les pièces par quantité **minimale de 10**, le LNC pourra être vendu à un prix raisonnable de 2500 F TTC.

Il est évident qu'à l'unité les prix seront très différents. Le prix annoncé plus haut ne pourra être pratiqué que si ce revendeur réunit **au moins 10** commandes.

Evidemment, si vous envisagez de passer un prochain week-end à Londres profitez-en pour faire les boutiques...

Pour les antennes, on pourra s'adresser aux fabricants français ou à certains revendeurs.

Conclusion

La mise en œuvre et les réglages de cet appareil devront en principe vous être beaucoup plus faciles que ces longs commentaires qui, nous l'espérons, vous serviront de référence quel que soit le problème posé.

Si la passion est communicative nous devrions être bientôt cinq cents pour une commande massive de circuits imprimés et non pas cinquante. A bientôt donc !

François de DIEULEVEULT

Nomenclature :

Résistances

R_1 :	10 k Ω
R_2 :	10 k Ω
R_3 :	10 k Ω
R_4 :	10 k Ω
R_5 :	10 k Ω
R_6 :	47 k Ω
R_7 :	10 k Ω
R_8 :	15 k Ω
R_9 :	39 k Ω
R_{10} :	47 k Ω
R_{11} :	1 k Ω
R_{12} :	22 k Ω
R_{13} :	75 Ω
R_{14} :	75 Ω
R_{15} :	22 k Ω
R_{16} :	10 k Ω
R_{17} :	10 k Ω
R_{18} :	10 k Ω
R_{19} :	56 k Ω
R_{20} :	220 Ω
R_{21} :	1 k Ω
R_{22} :	75 Ω
R_{23} :	75 Ω
R_{24} :	220 Ω
R_{25} :	270 Ω
R_{26} :	330 Ω
R_{27} :	470 Ω
R_{28} :	470 Ω
R_{29} :	3,3 k Ω
R_{30} :	2,2 k Ω
R_{31} :	1 k Ω
R_{32} :	100 Ω
R_{33} :	270 Ω
R_{34} :	330 Ω
R_{35} :	470 Ω
R_{36} :	470 Ω
R_{37} :	3,3 k Ω
R_{38} :	2,2 k Ω
R_{39} :	1 k Ω
R_{40} :	100 Ω
R_{41} :	270 Ω
R_{42} :	75 Ω
R_{43} :	75 Ω
R_{44} :	22 Ω
R_{45} :	1 k Ω
R_{46} :	3,3 k Ω
R_{47} :	10 k Ω ajustable
R_{48} :	10 k Ω
R_{49} :	10 k Ω
R_{50} :	10 k Ω
R_{51} :	470 Ω
R_{52} :	470 Ω
R_{53} :	10 k Ω
R_{54} :	10 k Ω
R_{55} :	47 k Ω
R_{56} :	10 k Ω
R_{57} :	1 k Ω
R_{58} :	3,3 k Ω
R_{59} :	8,2 k Ω
R_{60} :	2,7 k Ω
R_{61} :	120 k Ω

R₆₂ : 100 Ω
 R₆₃ : 10 kΩ
 R₆₄ : 47 kΩ
 R₆₅ : 10 kΩ
 R₆₆ : 10 kΩ
 R₆₇ : 10 kΩ
 R₆₈ : 220 Ω
 R₆₉ : 220 Ω
 R₇₀ : 220 Ω
 R₇₁ : 220 Ω
 R₇₂ : 4,7 kΩ
 R₇₃ : 2 × 100 Ω, 2 W
 R₇₄ : 680 Ω
 R₇₅ : 2,2 kΩ
 R₇₆ : 22 Ω
 R₇₇ : 47 Ω
 R₇₈ : 100 kΩ
 R₇₉ : 10 kΩ
 R₈₀ : 1,2 MΩ
 R₈₁ : 1 MΩ
 R₈₂ : 1 MΩ
 R₈₃ : 2,2 MΩ
 R₈₄ : 2,2 MΩ
 R₈₅ : 1 MΩ
 R₈₆ : 220 kΩ
 R₈₇ : 10 kΩ
 R₈₈ : 10 kΩ
 R₈₉ : 100 kΩ
 R₉₀ : 2,2 Ω, 2 W
 R₉₁ : 10 kΩ

Condensateurs

C₁ : 470 nF
 C₂ : 220 nF
 C₃ : 100 nF
 C₄ : 220 pF
 C₅ : 2,2 μF
 C₆ : 1 μF
 C₇ : 10 μF/35 V
 C₈ : 470 μF
 C₉ : 10 μF/35 V
 C₁₀ : 15 pF
 C₁₁ : 68 pF
 C₁₂ : 47 pF
 C₁₃ : 68 pF
 C₁₄ : 56 pF
 C₁₅ : 100 pF
 C₁₆ : 1 nF
 C₁₇ : 6,8 pF
 C₁₈ : 220 pF
 C₁₉ : 15 pF
 C₂₀ : 100 nF
 C₂₁ : 100 nF
 C₂₂ : 100 nF
 C₂₃ : 100 nF
 C₂₄ : 1 pF
 C₂₅ : 68 pF
 C₂₆ : 100 nF
 C₂₇ : 1 nF
 C₂₈ : 100 nF
 C₂₉ : 10 μF/35 V
 C₃₀ : 100 nF
 C₃₁ : 56 pF
 C₃₂ : 15 pF
 C₃₃ : 68 pF
 C₃₄ : 47 pF
 C₃₅ : 68 pF
 C₃₆ : 56 pF
 C₃₇ : 100 pF
 C₃₈ : 1 nF
 C₃₉ : 6,8 pF
 C₄₀ : 220 pF
 C₄₁ : 15 pF
 C₄₂ : 100 nF
 C₄₃ : 100 nF
 C₄₄ : 100 nF
 C₄₅ : 100 nF
 C₄₆ : 1 pF
 C₄₇ : 68 pF
 C₄₈ : 100 nF
 C₄₉ : 1 nF
 C₅₀ : 100 nF
 C₅₁ : 10 μF/35 V
 C₅₂ : 100 nF
 C₅₃ : 56 pF
 C₅₄ : 470 pF
 C₅₅ : 4,7 nF
 C₅₆ : 560 pF
 C₅₇ : 470 pF
 C₅₈ : 560 pF
 C₅₉ : 120 pF
 C₆₀ : 1 μF
 C₆₁ : 47 pF
 C₆₂ : 100 nF
 C₆₃ : 10 nF
 C₆₄ : 10 nF
 C₆₅ : 10 nF
 C₆₆ : 100 μF

C₆₇ : 47 pF
 C₆₈ : 100 nF
 C₆₉ : 10 nF
 C₇₀ : 10 nF
 C₇₁ : 220 μF/40 V
 C₇₂ : 220 μF/40 V
 C₇₃ : 10 000 μF/25 V
 C₇₄ : 1000 μF/16 V
 C₇₅ : 1000 μF/16 V
 C₇₆ : 220 μF/40 V
 C₇₇ : 220 μF/40 V
 C₇₈ : 220 μF/40 V
 C₇₉ : 1000 μF
 C₈₀ : 220 μF
 C₈₁ : 100 nF
 C₈₂ : 220 μF/40 V
 C₈₃ : 4,7 μF
 C₈₄ : 10 μF/35 V
 C₈₅ : 47 μF
 C₈₆ : 22 nF
 C₈₇ : 100 nF
 C₈₈ : 4,7 nF
 C₈₉ : 15 nF
 C₉₀ : 150 nF
 C₉₁ : 1 μF
 C₉₂ : 2 × 470 nF en
 C₉₃ : 2 × 470 nF en
 C₉₄ : 220 nF

Diodes

D₁ : 1N4148
 D₂ : 1N4148
 D₃ : 6,2 V/400 mW, zener
 D₄ : OF 643 RTC (varicap)
 D₅ : OF 643 RTC (varicap)
 D₆ : LED
 D₇ : LED
 D₈ : 1N4148
 D₉ : LED
 D₁₀ : LED
 D₁₁ : LED
 D₁₂ : LED
 D₁₃ : 4 × 1N4007 (en pont)
 D₁₄ : 1N4007
 D₁₅ : 1N4007
 D₁₆ : 1N4007
 D₁₇ : 30 V/1 W, zener
 D₁₈ : 20 V/1 W, zener
 D₁₉ : BPW41N Telefunken
 D₂₀ : 2,7 V/400 mW, zener
 D₂₁ : 6,2 V/400 mW zener

Circuits intégrés

IC₁ : MAN 6660 GI
 IC₂ : MAN 6660 GI
 IC₃ : SAA 1293 ITT
 IC₄ : MDA 2062 ITT
 IC₅ : NE 592 RTC/Signetics
 IC₆ : HEF 4053
 IC₇ : LF 356 N NS
 IC₈ : NE 605 RTC/Signetics
 IC₉ : SFE 10,7 MS3LA MURATA
 IC₁₀ : SFE 10,7 MS3LA MURATA
 IC₁₁ : NE 605 RTC/Signetics
 IC₁₂ : SFE 10,7 MS3LA MURATA

IC₁₃ : SFE 10,7 MS3LA MURATA
 IC₁₄ : LM 555
 IC₁₅ : HEF 4013
 IC₁₆ : LM7818
 IC₁₇ : LM7812
 IC₁₈ : LM7805
 IC₁₉ : SL 486 Plessey
 IC₂₀ : LF 356N NS

Selfs

L₁ : 10 μH
 L₂ : 10 μH
 L₃ : 4,7 μH
 L₄ : 4,7 μH
 L₅ : 00-5164-00 Néosid
 L₆ : 00-5853-10 Néosid
 L₇ : 10 μH
 L₈ : 10 μH
 L₉ : 4,7 μH
 L₁₀ : 4,7 μH
 L₁₁ : 00-5164-00 Néosid
 L₁₂ : 00-5853 N10 Néosid
 L₁₃ : 33 μH
 L₁₄ : 1 μH
 L₁₅ : 4,7 μH

Transistors

T₁ : 2N2907
 T₂ : 2N2907
 T₃ : 2N2222
 T₄ : 2N2907
 T₅ : 2N2222
 T₆ : 2N2907
 T₇ : 2N2222
 T₈ : 2N2222
 T₉ : 2N2222
 T₁₀ : 2N2222
 T₁₁ : 2N2222
 T₁₂ : 2N2907
 T₁₃ : 2N2222
 T₁₄ : 2N2222
 T₁₅ : 2N2222
 T₁₆ : 2N2907
 T₁₇ : 2N2222
 T₁₈ : 2N2907
 T₁₉ : 2N2222

Divers

XTAL Quartz 4 MHz
 1 afficheur D630P Telefunken
 1 module RTC CB112/512
 7 résistances 330 Ω (limitation de courant) dans les afficheurs (sur carte avant)
 SW₁ à SW₁₁ : 11 touches
 OMPRON B3F + cabochon
 1 radiateur alu ep. 4 mm
 40 × 100 mm
 1 transfo torique 15 ou 18 V, 30 VA
 3 embases RCA
 SW₁₂ : inverseur simple
 SW₁₃ : interrupteur M/A
 1 coffret ESM rack 19 pouces
 1 unité