

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE *Loisir*

ISSN 0033 7668

N° 481 Décembre 1987

18 F

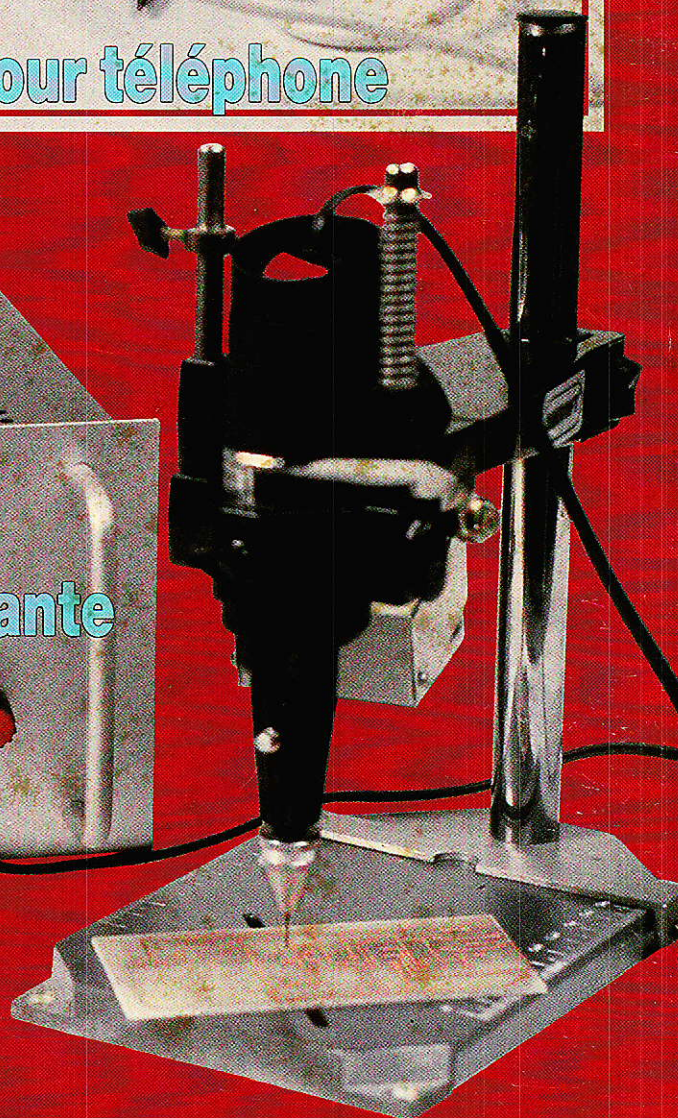
Une alimentation pour fer à souder
basse tension 24 V~



Un mouchard électronique pour téléphone

Un variateur de vitesse
pour mini-perceuse

Une liaison audio IR performante



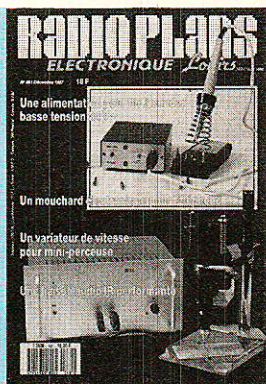
T 2438 - 481 - 18,00 F



3792438018005 04810

SOMMAIRE

*Toute l'équipe de Radio-Plans
vous souhaite de bonnes fêtes
de fin d'année.*



DIVERS

31, 34, 54, 91, 100

Infos

TECHNIQUE

32

Extraction de signaux TV noyés dans le bruit

RÉALISATION

19

Transmission audio par infra-rouges

35

Répondeur téléphonique : détecteur de sonnerie

39

Un bouton de flashing

47

Une télécommande pour Minitel

55

Détecteur de métaux : réalisation pratique

63

Un variateur de vitesse pour moteur CC

67

Un mouchard téléphonique

75

Console AC Oddy : corrections et modifications

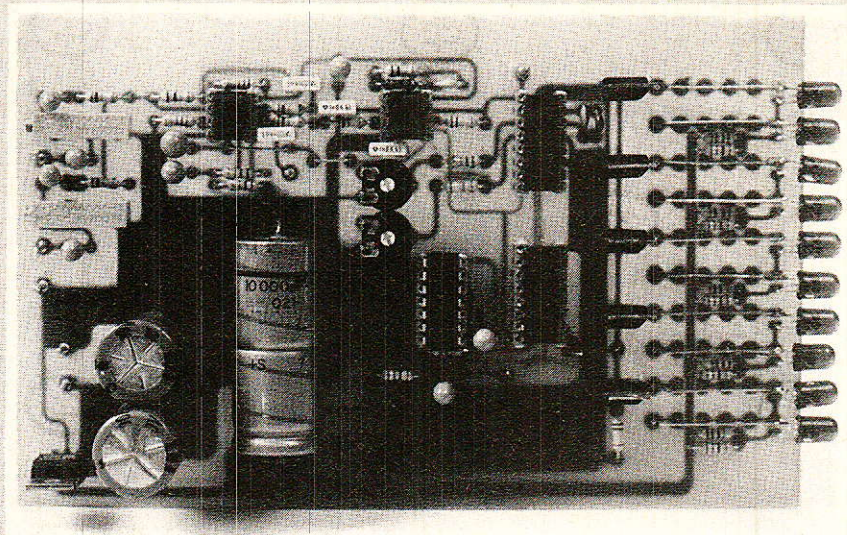
93

Alimentation antiparasitée pour fer à souder

Ont participé à ce numéro : _____

J. Alary, M. Barthou,
F. de Dieuleveult,
M.A. de Dieuleveult, P. Gueulle,
D. Jacovopoulos, J. Lassus,
C. Lefebvre.

N° 481



Ensemble de transmission IR large bande

La majeure partie des réalisations d'amateur est d'un coût supérieur à l'équivalent manufacturé en grande série. La réalisation ne peut s'envisager que par le désir de parfaitement connaître le fonctionnement de l'appareil en question et éventuellement de le modifier pour lui conférer des caractéristiques sensiblement différentes des caractéristiques des appareils courants.

La réalisation que nous vous proposons dans ce numéro ne suit pas les règles énoncées précédemment puisque les appareils équivalents sont d'un coût élevé : de 1 000 à 2 000 Frs. Nous verrons que le principe de la transmission est simple et que les circuits intégrés modernes permettent la réalisation des fonctions émission et réception à peu de frais.

Les infrarouges, comme les VHS ou UHF, se prêtent bien à la transmission d'informations/ Ces informations peuvent être du type logique ou analogique. Lorsqu'il s'agit d'un ensemble de *télécommande infrarouge* utilisé dans les appareils grand-public, l'information est du type *logique*. De nombreux ensembles de télécommande, mettant en jeu des circuits intégrés spécifiques, ont déjà été décrits dans ces colonnes, et nous ne reviendrons pas sur ce sujet. Notons simplement que la réalisation électronique ne pose généralement aucun problème puisqu'il s'agit de l'application de circuits intégrés spécifiques, mais que la réalisation mécanique ne peut atteindre le fini des réalisations industrielles. Nous allons utiliser la porteuse infrarouge pour transmettre un signal analogique large bande ; signal BF issu d'une source quelconque : téléviseur, magnétoSCOPE ou chaîne Hi Fi. Avant de rentrer dans le vif du sujet attardons-nous quelque peu sur le bilan énergétique de la liaison dans les deux cas précédemment cités : logique et analogique.



Bilan énergétique de la liaison

Dans ce domaine, il circule un grand nombre d'idées fausses. Tous les possesseurs de téléviseurs munis d'une télécommande infrarouge constatent que le changement de la pile 9 V de l'émetteur ne s'impose en général qu'après deux ans d'utilisation dans le pire des cas. De là à conclure que la transmission IR est très économique pour des distances considérables, il n'y a qu'un pas qui est malheureusement franchi.

Nous allons donc chiffrer la consommation d'un émetteur dans les conditions de fonctionnement citées plus haut.

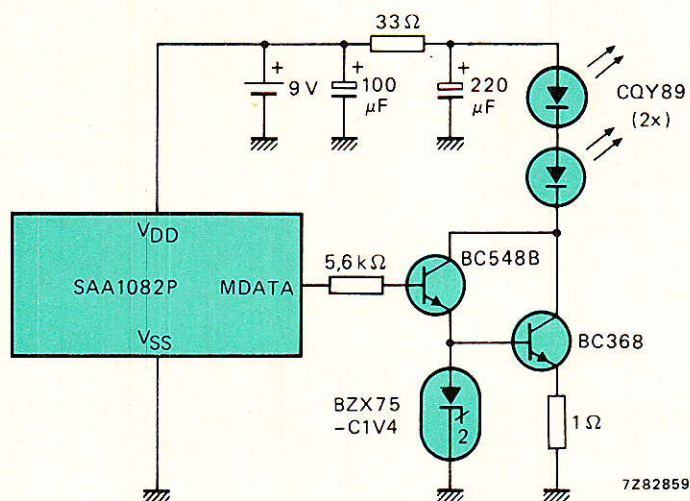


Figure 1 Etage de puissance typique

Soit un étage de puissance constitué comme le montre le schéma de la **figure 1** où l'on trouve en série, dans le circuit d'alimentation, une résistance de limitation de courant, deux diodes émettrices infrarouge et un transistor commutateur.

Admettons que le courant crête atteigne 2A lors de la conduction du transistor. Cette valeur est nécessaire pour obtenir l'intensité (mw/sr) émise maximale.

Le type de modulation retenu est la modulation par position d'impulsion : PPM : Pulse Position Modulation.

La circulation d'un tel courant dans les diodes est possible avec un temps de conduction court (environ 100 μs) et un rapport cyclique maximum de 5 %.

Si le codage élémentaire est constitué par huit bits, le temps de conduction total pour un message vaut 800 μs.

Supposons qu'à une pression du doigt sur le bouton de la télécommande corresponde l'émission de 10 messages consécutifs, ce qui revient à dire qu'à un ordre on associe un temps de conduction de 8 ms.

Vingt-cinq ordres par jour semble un chiffre raisonnable, qui donne un temps de conduction annuel de $8 \cdot 10^{-3} \times 25 \times 365 = 73$ secondes.

Pendant ces 73 secondes, le courant délivré par la pile atteint 2A. La charge prélevée à la pile vaut finalement :

$$Q = 2\,000 \cdot 73 / 3\,600 = 40 \text{ mA.H.}$$

Cette consommation annuelle est très raisonnable vis-à-vis de la capacité totale de la pile.

Dans cette application, les infrarouges sont particulièrement intéressants mais l'intérêt de leur emploi réside surtout dans le **très faible** taux d'utilisation de la porteuse.

Dans le cas d'une liaison permanente, les résultats obtenus précédemment ne sont plus applicables.

Posons à nouveau le problème avec les hypothèses suivantes :

- établissement d'une liaison continue pendant une heure.
- temps de conduction de 100 μs.
- rapport cyclique de 5 %.
- courant crête de 2A.

Avec les valeurs adoptées pour l'exemple : (temps de conduction et rapport cyclique) la liaison correspond au passage d'une fréquence de 5 kHz.

Comme précédemment, nous cherchons la consommation d'énergie due au courant traversant l'étage de puissance identique à celui utilisé dans l'exemple du mot de huit bits.

Nous avons simplement :
 $Q = 3\,600 \times (5/100) \times 2\,000 / 3\,600$
 soit $Q = 100 \text{ mA.H.}$

Les différences obtenues entre les deux cas ne sont dues qu'au taux d'utilisation de la porteuse.

La transmission permanente d'une porteuse infrarouge n'est pas un système économique. Elle ne se justifie donc que lorsque le milieu est très perturbé et que

l'utilisation des VHF ou UHF est impossible ou encore, lorsqu'on ne désire pas faire appel à des fréquences élevées.

En effet, la conception et la mise en œuvre d'un système de transmission IR est beaucoup plus simple que la même fonction réalisée en VHF ou UHF.

Avec les IR, nul besoin de générateur UHF, analyseur etc... un générateur BF traditionnel et un oscilloscope non moins traditionnel suffisent.

Choix du procédé de modulation

Nous avons donc choisi notre porteuse : émission infrarouge au voisinage de 950 nm (nanomètres), le signal à transmettre est un signal audio compris dans la bande 20 Hz - 20 kHz ; il ne reste qu'à déterminer le procédé de modulation.

Avant de le choisir définitivement, passons en revue les procédés les plus connus.

P.A.M.

Pulse Amplitude Modulation modulation d'amplitude d'impulsion

Pour ce type de modulation, fréquence et rapport cyclique sont constants et l'amplitude est modulée.

Il est bien évident que ce type de modulation n'est pas applicable lorsque les caractéristiques de transmission varient. Dans notre cas, le récepteur pouvant être en mouvement, l'intensité reçue varie en même temps que le trajet optique.

Ce système est applicable dans certains cas : transmission sur fibre optique par exemple.

P.W.M.

Pulse Width Modulation : modulation de la largeur d'impulsion.

Dans ce cas, amplitude et fréquence sont constantes. La modulation agit sur la largeur de l'impulsion donc sur le rapport cyclique.

Nous verrons que ce type de modulation n'est pas optimum puisque dans le cas des IR on a tout intérêt à figer le rapport cyclique pour autoriser le courant crête maximal.

P.P.M. :
 Pulse Position Modulation :

Modulation par position d'impulsion.

Ce procédé est certainement un des plus intéressants lorsque l'information à transmettre est du type logique. A un bit on associe une impulsion et la transmission s'avère très économique. Pour cette raison, ce procédé est utilisé dans la plupart des télécommandes grand public.

Le principal inconvénient du système réside dans ses limitations vis-à-vis de la vitesse de transmission. Dans la télécommande d'un téléviseur, cette limitation n'est pas un problème.

F.S.K.

Frequency Shift Keying :

Transmission par saut de fréquence.

Comme le PPM, le FSK est intéressant lorsque l'information à transmettre est du type logique. On peut facilement imaginer le remplacement d'une liaison RS232 unidirectionnelle par une liaison IR. Avec les composants courants, il n'y a pas de problèmes majeurs pour assurer une liaison de quelques dizaines de mètres à 300 ou 1 200 bauds. Cette solution est particulièrement élégante pour déporter un écran ou une imprimante.

F.M.

Modulation de fréquence.

Dans ce procédé, l'amplitude et la largeur de l'impulsion sont constantes et la fréquence varie au rythme de la modulation. Le rapport cyclique varie quelque peu et le rapport cyclique maximal sera pris en compte pour le choix du courant maximal traversant les diodes IR.

Dans ce cas, le schéma synoptique de l'émetteur IR peut être celui de la **figure 2**.

Le signal RF modulant, après filtrage et préaccentuation, attaque le modulateur : VCO.

La fréquence centrale, dans les ensembles existants, se situe en général au voisinage de 100 kHz et l'excursion de fréquence est fixée aux alentours de : 15 kHz. Nous avons donc les trois cas de la **figure 3** : fréquence maximale, fréquence centrale et fréquence minimale.

C'est bien sûr le rapport t/t_{min} qui nous intéresse particulièrement. Si $f = 115 \text{ kHz}$ $t = 8,7 \mu\text{s}$.

Des rapports cycliques de l'ordre du pourcent sont bien sûr

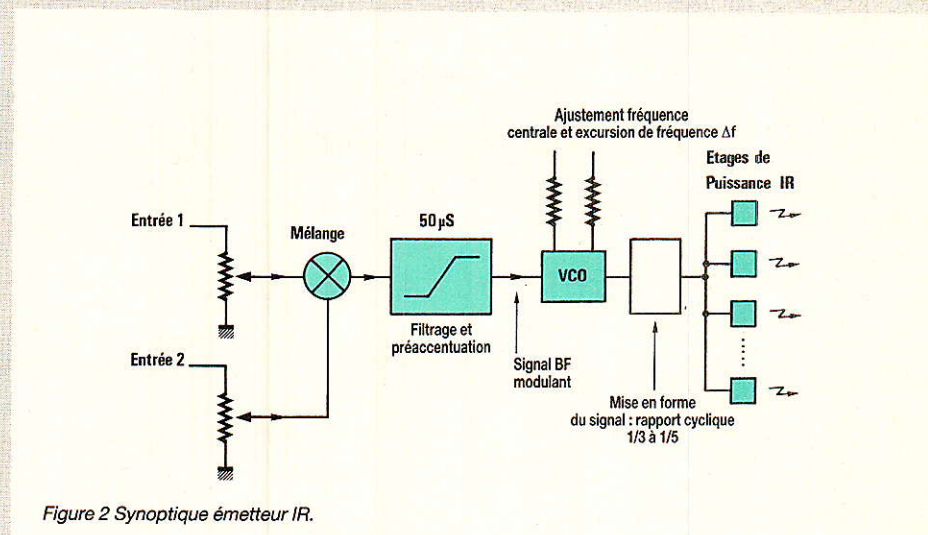


Figure 2 Synoptique émetteur IR.

inimaginables puisqu'ils donneraient des temps de conduction d'environ 87 ns.

Pour des diodes IR, les temps de commutation, dans le meilleur des cas, sont de l'ordre de 500 ns. La largeur d'impulsion minimale sera donc de l'ordre de quelques microsecondes.

On devine déjà les limitations du système par les compromis que nous allons être obligés de faire.

Pour atteindre des intensités lumineuses importantes, le courant instantané doit être important. Pour que le courant soit important, le rapport cyclique doit l'être aussi.

La porteuse à 100 kHz donne une période de 10 μs , les temps de commutation : diodes et étages de puissance, imposent un temps de conduction minimal. Il est donc évident que l'on ne peut envisager que des rapports cycliques compris entre 1/3 et 1/5.

Ces premiers éléments nous amènent tout naturellement aux schémas synoptiques de l'émetteur et du récepteur IR.

Synoptique émetteur et récepteur

L'énumération des divers procédés de modulation nous a conduit à lever le voile sur le synoptique de l'émetteur. Nous allons donner quelques précisions supplémentaires.

Nous disposons de deux entrées analogiques. Ces deux entrées peuvent être utilisées de la manière suivante :

entrée 1 : son TV à transmettre
entrée 2 : micro d'ambiance ; le préampli micro n'est pas représenté.

Chacun sait que lors d'une écoute au casque, l'isolement est tel que l'on ne contrôle pas sa voix. Le micro d'ambiance peut résoudre ce problème et quelques autres : sonnerie du téléphone ou appel quelconque.

Les signaux des entrées 1 et 2 après addition, constituent le signal modulant.

Puisque la modulation de fréquence a été retenue, le signal doit traverser un filtre de préac-

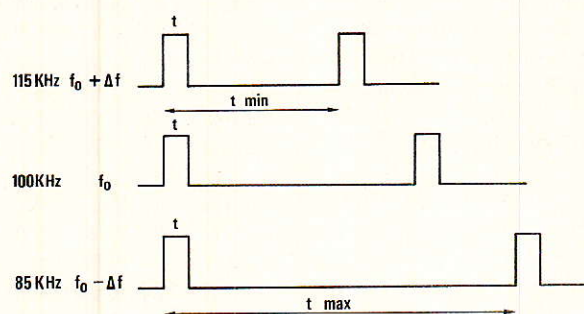


Figure 3 Modulation FM.

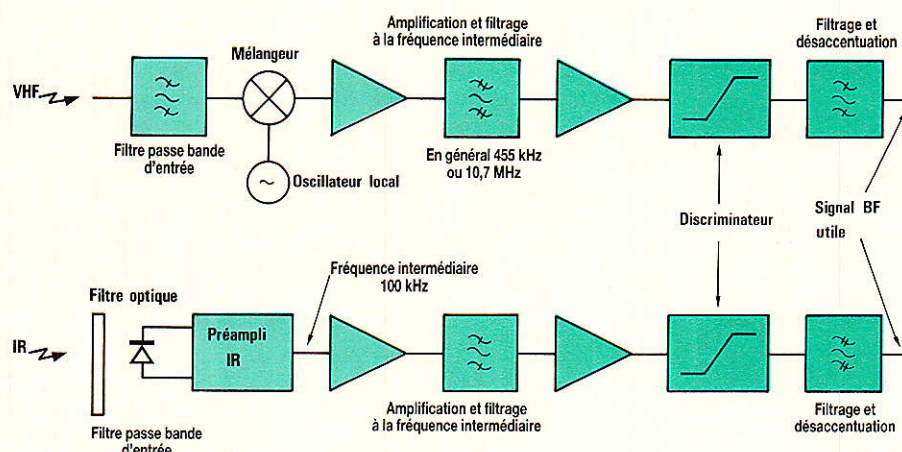


Figure 4 Analogie HF/IR et synoptique IR.

centration. Pour cette préaccentuation, nous choisissons la valeur standard de 75 μ s. A ce filtre on associe une série de filtres éliminant d'éventuelles composantes se situant hors de la bande à transmettre.

Le signal résultant du filtrage et de la préaccentuation, pilote l'oscillateur contrôlé en tension.

En général les VCO délivrent un signal rectangulaire : rapport cyclique de 50 %. Le signal doit donc subir une dernière mise en forme avant de pouvoir piloter les étages de puissance IR.

En fait, pour la réalisation pratique, le VCO fonctionne à N fois la fréquence centrale, N étant le rapport cyclique choisi.

La mise en forme est effectuée grâce à un compteur par N avec décodage de tous les états. Cette solution est plus élégante qu'un monostable de calibration de l'impulsion mais ne change rien au principe retenu.

Nous disposons finalement d'un rayonnement IR que le récepteur doit se faire un devoir de capter et transformer en signal BF. Nous aboutissons donc aux schémas de la **figure 4** où l'on trouve non seulement le synoptique de réception IR, mais aussi le synoptique de tout récepteur VHF.

La proximité de ces deux schémas nous permet l'établissement d'une analogie entre les deux procédés.

Le récepteur VHF

Le synoptique d'un récepteur VHF à un seul changement de fréquence est bien connu.

Sur le trajet du signal, on trouve successivement un filtre passe-bande d'entrée, le mélangeur associé à l'oscillateur local, les amplificateurs et filtres de fréquence intermédiaire, le discriminateur FM qui restitue le signal modulant et finalement les circuits de filtrage et désaccentuation.

Cela n'a rien d'étonnant, le schéma synoptique du récepteur IR présente de grandes similitudes avec le récepteur VHF.

Le filtre passe-bande d'entrée est constitué par le matériau contenant la diode PIN réceptrice et éventuellement un filtre complémentaire placé devant la diode PIN.

Lors de la description des diodes émettrices et diodes réceptrices nous précisons ce point.

Le préamplificateur IR associé à la diode PIN est l'analogue du mélangeur et de l'oscillateur local puisqu'à sa sortie on récupère le signal à la fréquence intermédiaire.

Il ne s'agit pas exactement d'un changement de fréquence mais plutôt d'une détection d'enveloppe, ce qui ne change rien au résultat.

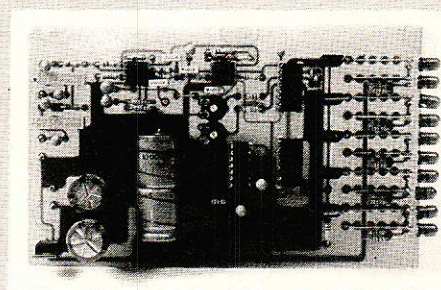
Le signal peut être ensuite amplifié et filtré avant d'être appliqué au discriminateur. Comme dans le cas précédent, nous avons une chaîne classique : filtrage-amplification-détection-désaccentuation et finalement utilisation.

Cette analogie nous semble intéressante car elle montre, d'une manière flagrante, ce que

nous savons tous : les principes et lois élémentaires restent les mêmes, seule la technique et la technologie varient d'une application à l'autre.

Nous avons quasiment tous les éléments pour avancer dans la description de l'émetteur et du récepteur IR. Nous allons donc aborder le point crucial : quels sont les composants — de préférence performants — disponibles pour résoudre notre problème et accomplir la fonction décrite par le synoptique ?

Nous commencerons bien sûr par les éléments cruciaux : les



diodes émettrices infrarouge et la diode PIN réceptrice.

Diodes émettrices infrarouge

Les fabricants de diodes émettrices ne sont pas légion. Citons dans l'ordre alphabétique, General Instruments, Hewlett-packard, RTC, Siemens, Téléfunken.

Après une étude des différents produits proposés par les constructeurs, nous avons retenu la double diode émettrice Téléfunken référencée CQW 15.

CQW 15

Cette diode AsGa Téléfunken émettrice infrarouge sur $\lambda = 950 \text{ nm}$ doit travailler en mode pulsé. Pour un signal carré, le courant crête maximal admissible peut atteindre 200 mA.

Dès que l'on réduit le rapport cyclique le courant maximal peut être augmenté.

Par exemple, pour un temps de conduction de 1 ms et un rapport cyclique de 1 % — voir courbe de la **figure 5** — le courant maximal peut atteindre 3 A.

La fréquence de répétition dans ce cas vaut 10 Hz, ce qui limite les applications en vitesse.

Les règles générales sont les suivantes :

— Plus le courant instantané est important, plus la puissance émise est importante, meilleure sera la portée maximale de la liaison.

— Le courant maximum admissible peut augmenter en même temps que le rapport cyclique diminue ou que la fréquence diminue.

— Plus le nombre d'émetteurs est important, plus la puissance émise est importante.

— Les émetteurs étant des diodes, celle-ci doivent être montées en série. Aux bornes de l'alimentation on trouvera donc en série, le commutateur : MOS, transistor bipolaire, un ou plusieurs émetteurs et une résistance de limitation de courant.

On peut, bien évidemment multiplier le nombre de branches : commutateur émetteurs, résistance, puis augmenter la puissance optique émise. Dans ces conditions, tous les commutateurs sont pilotés par le même signal de commande que nous appellerons signal de commande des étages de puissance.

Pour la diode CQW 15 nous avons les données constructeur suivantes :

$I_F = 100 \text{ mA}$, $I = 33 \text{ mW/Sr}$

$I_F = 1.5 \text{ A}$, $I = 300 \text{ mW/Sr}$

où I représente, une puissance par unité d'angle solide.

Le brochage de la diode CQW 15 est représenté à la **figure 6**.

Comme pour les diodes électroluminescentes, le fil le plus long correspond à l'anode.

Diode PIN réceptrice BPW 41N

Le récepteur BPW 41N est une diode PIN Téléfunken destinée à

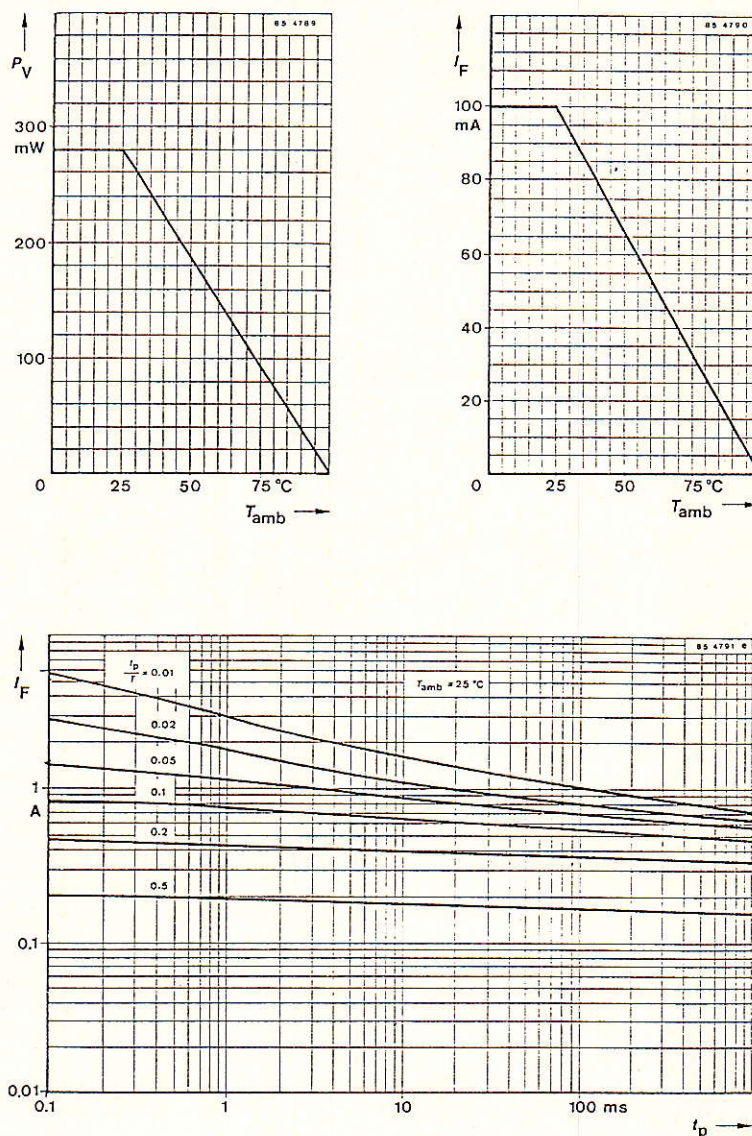
CQW 15

Figure 5 - Diode CQW 15, courant max en fonction du temps de conduction et du rapport cyclique.

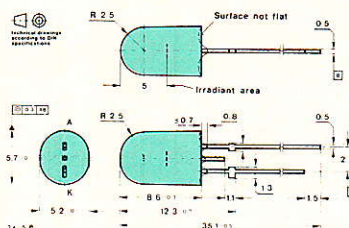


Figure 6 Diode CQW 15 brochage.

la détection lorsque le critère de rapidité est important.

La sensibilité maximale est atteinte pour un signal optique à 950 nm. L'excellente sensibilité est due en partie à la surface importante : 7,5 mm².

Le courant d'obscurité vaut 2 nA et en fonctionnement normal, pour une énergie reçue de 1 mW/cm², le courant atteint 45 µA.

Cette diode est d'autant plus intéressante que la sensibilité diminue de moitié pour un angle de 65° : ce qui assure une bonne couverture à la réception.

Le brochage de la diode BPW 41N est indiqué à la **figure 7**.

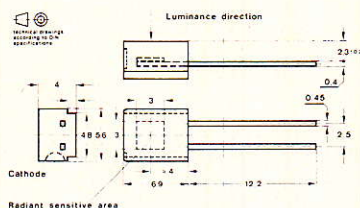


Figure 7 Diode BPW 41 N brochage

Caractéristiques spectrales d'émission et de réception

Les spectres d'émission et de réception des diodes émettrices et diodes réceptrices sont données à la **figure 8**.

Le spectre d'émission de la diode CQW 15 est donné par la courbe n° 9. Pour la diode PIN de réception BPW 41N le spectre est donné par la courbe n° 13.

En général on définit la largeur de bande par la largeur du spectre prise à mi-hauteur. Nous avons donc pour la diode émettrice $\lambda = 50$ nm.

On peut admettre qu'il s'agisse d'un rayonnement monochromatique. Pour la diode réceptrice, le résultat est moins bon puisque $\lambda = 220$ nm.

Dans l'analogie HF/IR, tout se passe comme si le circuit passe-bande d'entrée avait un coefficient de surtension insuffisant.

La sélectivité d'entrée pourrait être améliorée en réduisant la largeur de bande de la diode BPW 41N autour de 950 nm à condition de trouver le ou les matériaux adéquats.

Préamplificateur pour diode PIN

La diode PIN BPW 41N collecte une partie du flux lumineux émis par l'émetteur.

La diode PIN transforme les variations d'intensité IR en des variations de courant extrêmement faibles. Nous avons vu que le courant d'obscurité valait 2 nA, et que le courant passait à 45 µA pour une intensité lumineuse de 1 mW/cm².

L'information électrique ne pourra être utilisable qu'après une sérieuse amplification.

On cherche donc à réaliser un préamplificateur courant-tension à très fort gain. Le schéma de la **figure 9** donne un bon exemple de ce que pourrait être un tel préamplificateur.

Ce préamplificateur, issu d'une note d'applications Hewlett-Packard, utilise les cinq transistors du réseau intégré RCA, CA 3127E.

Les caractéristiques des transistors intégrés sont très intéressantes : pour un courant collecteur de 4 mA, le produit gain-bande avoisine 1.2 GHz. Ce réseau de transistors est donc particulièrement bien adapté aux applications à grande vitesse.

Le préamplificateur de la **figure 9** est constitué par deux étages d'amplification, le premier contenant les transistors Q1 à Q3 et le second constitué de Q4 et Q5.

La tension de sortie du préam-

plicateur est égale au produit du photocourant par 420 kΩ.

L'ensemble diode PIN HP 5082-4207 et préamplificateur présente une bande passante d'environ 10 MHz.

Ce préamplificateur est beaucoup trop luxueux pour notre application mais il pourrait être intéressant d'essayer ce type de préampli.

En principe ce préampli est plutôt destiné aux applications à haute vitesse, par exemple pour transmission sur fibre optique.

Avec le synoptique choisi pour notre transmission d'un signal BF à large bande, il n'est pas nécessaire d'employer un préampli aussi performant. En fait, une telle largeur de bande peut même être nuisible.

Il nous a donc semblé beaucoup plus simple et plus reproductible de faire appel à un circuit intégré spécifique.

Notre choix s'est arrêté sur le SL 486 Plessey. Ce circuit est un véritable standard de l'industrie et on le rencontre dans de nombreux systèmes.

L'étage d'entrée est du type différentiel qui nous assure une bonne immunité au bruit.

Les nombreux condensateurs nécessaires au bon fonctionnement du circuit ont pour rôle : découplage et filtrage.

Filtrage pour les condensateurs connectés aux broches 2 et 3 et découplage pour les condensateurs connectés aux broches 5, 6 et 15. Le condensateur

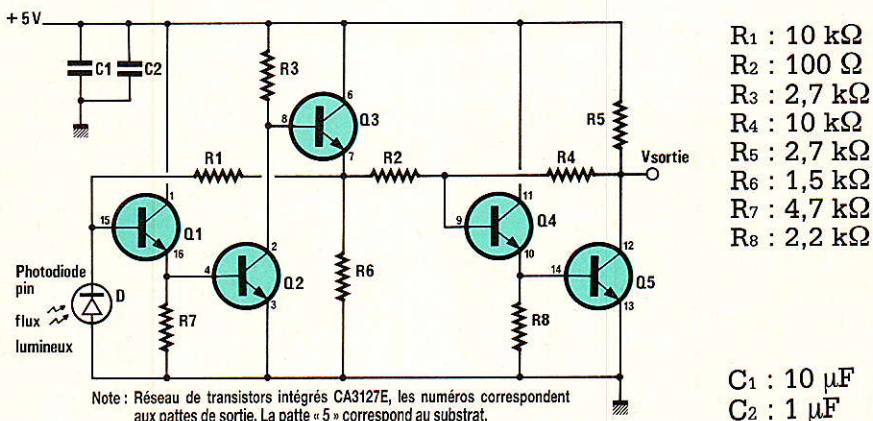


Figure 9 Exemple de préampli pour diode PIN.

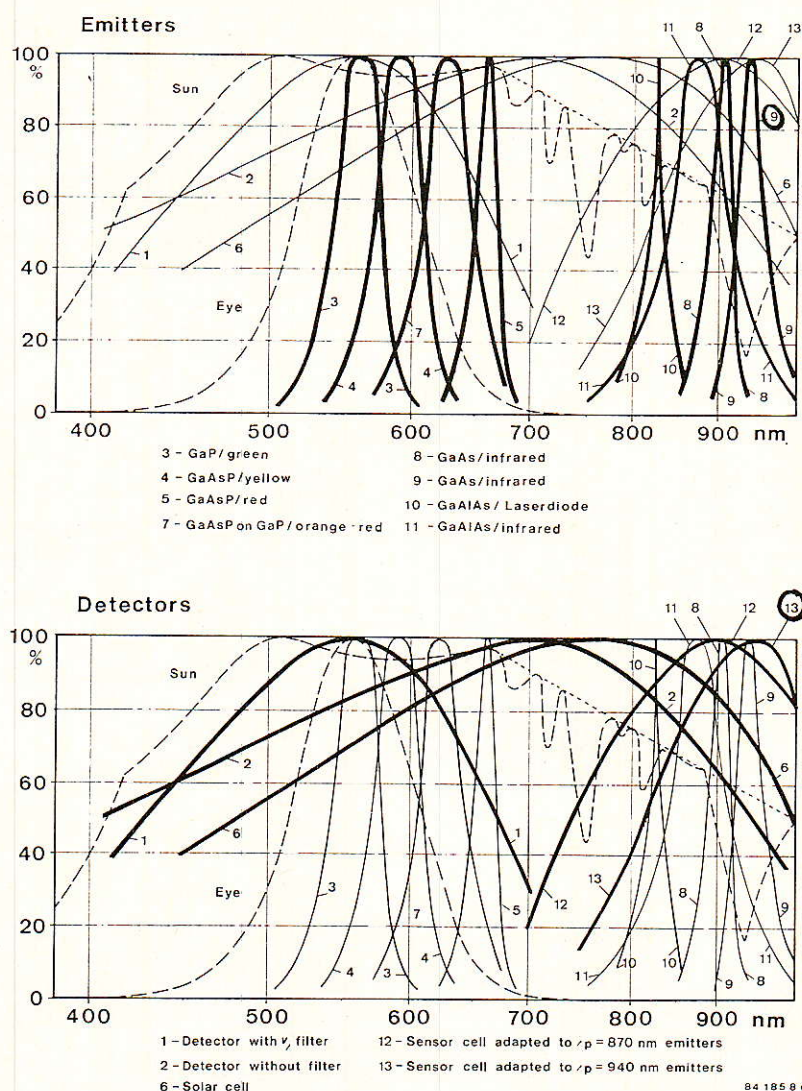


Figure 8 Spectre d'émission et de réception pour les diodes CQW15 et BPW 41

connecté à la broche 8 du circuit filtre la tension de commande automatique de gain.

Structure du circuit CAG

La sortie du dernier étage d'amplification du circuit est suivie par un détecteur de crête qui est utilisé pour élaborer la tension de commande de gain.

La commande de gain s'effectue en courant et celui-ci est filtré par le condensateur connecté entre la broche 8 et le zéro électrique, la source de courant est limitée à 10 mA.

Tous les étages précédents reçoivent l'information de commande de gain.

La caractéristique de commande de gain est dissymétrique : attaque rapide, retour lent. De cette manière, dès que les impulsions IR sont détectées, le

gain est réduit à la valeur juste nécessaire. Cette caractéristique assure le meilleur rapport signal/bruit puisque l'on suppose que les impulsions IR sont plus intenses que le bruit de fond.

Le signal de sortie, disponible à la broche 9 du circuit, est une représentation exacte de l'impulsion IR appliquée à l'entrée.

Entre les broches 10 et 11, on dispose d'un circuit de mise en forme de l'impulsion, circuit que nous n'utiliserons pas dans cette application.

Terminons la description du circuit intégré Plessey en signalant que le constructeur préconise, dans certains cas, le blindage des circuits d'entrée.

Quelques essais nous ont montré que ce blindage était assez efficace et améliore la transmission.

L'efficacité du blindage est assez facilement mise en évidence. En absence d'émission IR, mesurer la tension de CAG à l'oscilloscope avec et sans blindage.

Dès que l'écran est installé, la tension de CAG commence à diminuer lentement, preuve que le circuit n'intègre plus le bruit pour élaborer la commande de gain.

Le gain du circuit étant plus élevé, la portée augmente.

Nous connaissons désormais tous les composants spécifiques, constituants essentiels de l'émetteur et du récepteur IR et rien ne s'oppose à la découverte des deux schémas.

Schéma de principe de l'émetteur

Le schéma de principe de l'émetteur infrarouge est représenté à la figure 10. La description du circuit s'effectuera dans le sens logique : à partir des informations BF à transmettre vers la génération des impulsions IR.

Les deux signaux d'entrée sont dosés par les potentiomètres R_1 et R_2 . On peut injecter le signal, monophonique à transmettre et un signal d'ambiance-micro à électret associé à son préamplificateur ou mélanger les deux voies d'un signal stéréophonique.

Le mélange s'effectue dans l'ampli opérationnel IC₁. Nous trouvons ensuite un filtre passe-bande réalisé par la mise en série d'un passe-bas et d'un passe-haut.

Les deux fréquences de coupure sont respectivement 150 Hz et 15 kHz. Nous trouvons ensuite le filtre de préaccentuation dont la courbe est donnée à la figure 11.

Nous avons choisi une préaccentuation classique : 75 μ s.

Le signal de sortie du filtre de préaccentuation pilote le VCO-IC₃. Pour cette fonction, le circuit CMOS 4046 est idéal.

L'ensemble R_{17} - R_{19} cale la fréquence minimale lorsque l'entrée de commande — broche 9 — est au zéro. L'ensemble R_{16} - R_{18} cale la fréquence maximale lorsque l'entrée de commande est reliée au pôle positif d'alimentation.

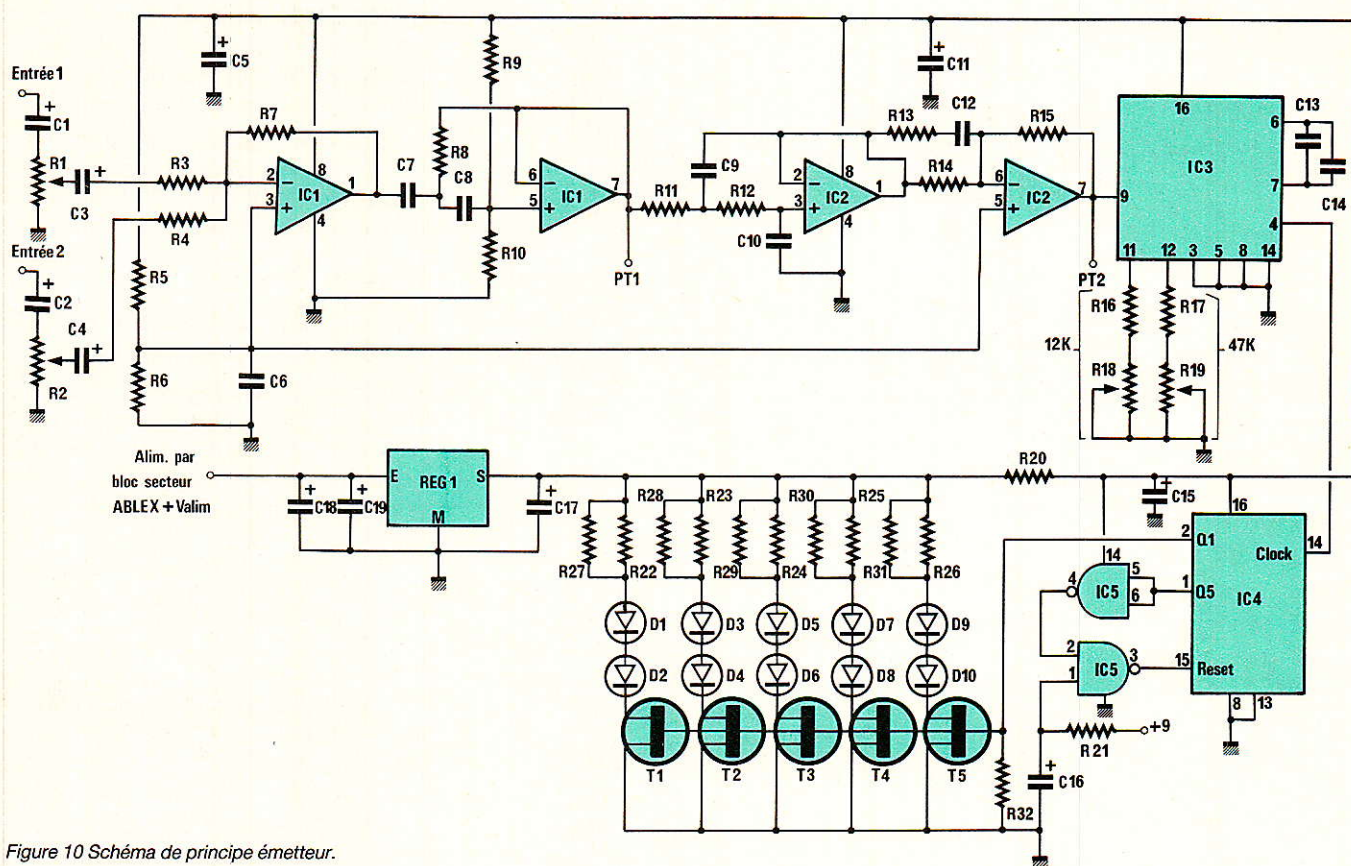


Figure 10 Schéma de principe émetteur.

Nous avons, après plusieurs essais, choisi un rapport cyclique de 1/5. Le VCO fonctionne à cinq fois la fréquence de la sous-porteuse, environ 500kHz-broche 4 du 4046.

Le circuit IC₄ divise la fréquence par 5, Q₅ reliée à la remise au zéro en fonctionnement normal, et la sortie Q1 présente un rapport cyclique de 1/5.

A la mise sous tension, le circuit R₂₁-C₁₆ bloque le compteur IC₄ et il ne peut y avoir d'émission IR prolongée pouvant détruire les diodes CQW 15.

La commutation des diodes infrarouge n'est pas le problème le plus simple. Nous avons eu recours à des transistors MOS, cette solution a été retenue après divers essais.

Les transistors MOS sont particulièrement bien adaptés à cette fonction, simplicité d'attaque de la grille et faible résistance à l'état passant.

Avec les valeurs adoptées, le courant crête dans chaque diode vaut environ 500 mA. Le courant crête d'alimentation, lorsque les 10 diodes sont à l'état de conduction, atteint 2,5 A.

Il n'est pas raisonnable de prévoir une alimentation pouvant débiter 2,5 A en permanence puisque le courant moyen vaut simplement 500 mA.

Pour pouvoir débiter en crête 2,5 A, le filtrage doit être énergique et c'est la raison pour laquelle nous avons affecté à C₁₇ la valeur de 10 000 µF.

Malgré cette forte valeur de condensateur 10 000 µF 10 V série 021 RTC il reste de taille raisonnable.

Au moment de la conduction, la ligne d'alimentation est malgré tout assez perturbée : pics de l'ordre de 100 mV et la cellule R₂₀-C₁₅ se charge de l'élimination des parasites.

Le courant dans les diodes émettrices doit être assez bien maîtrisé, les résistances R₂₂ à R₃₁ limitent le courant.

En fait, le courant crête est lié : à la chute de tension aux bornes des diodes CQW 15, à la résistance à l'état passant du MOS, aux résistances de limitation de courant et bien sûr à la tension d'alimentation.

Pour éviter toute destruction des diodes, nous avons finale-

ment recours à un régulateur intégré REG₁ délivrant une tension de 9 V.

L'alimentation est due à un bloc secteur ABLEX capable de délivrer 700 mA. Nous avons jugé que cette solution était plus économique que l'association des divers éléments transfo, pont, capa etc...

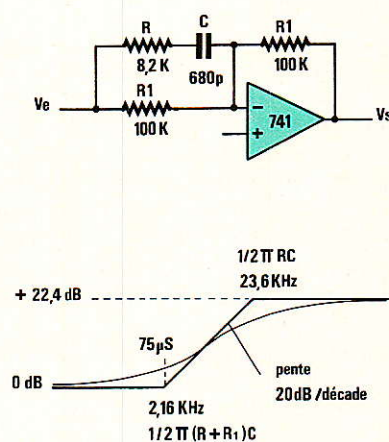


Figure 11 Circuit de préaccentuation.

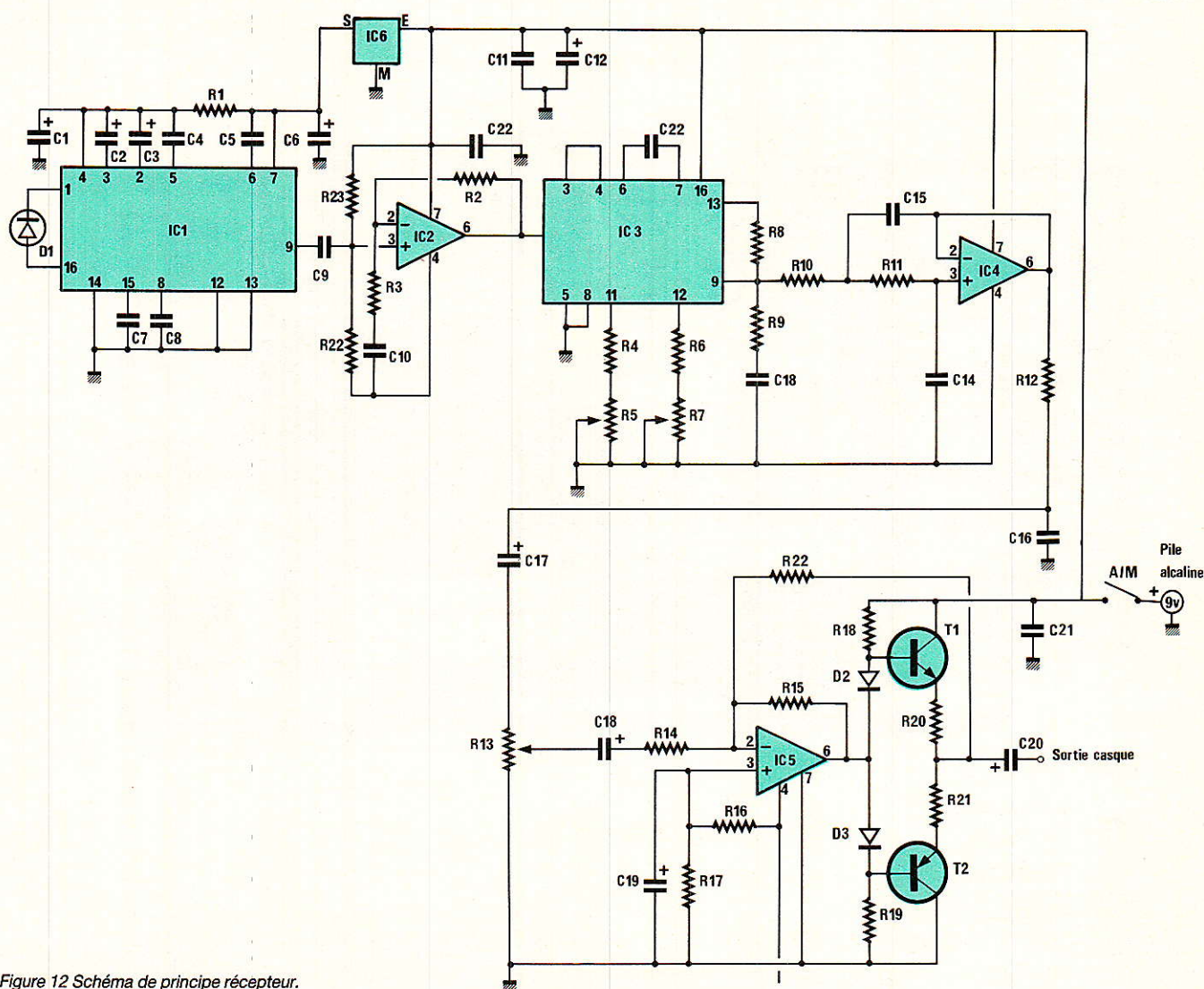


Figure 12 Schéma de principe récepteur.

Coût d'un bloc secteur : environ 70 à 100 Frs. Avantages : utilisation immédiate pas de manipulation du secteur.

L'emploi d'un tel bloc élimine en outre un problème technique sans intérêt. Le plus gros problème réside surtout dans la qualité du produit. Les caractéristiques sont souvent laconiques : de 2 à 12 V, 700 mA !

Heureusement le modèle que nous avons retenu comporte les courbes $V = f(I)$. C'est donc un produit sans surprise. Notons l'honnêteté technique du fabricant.

A la sortie, on ne dispose pas d'une tension stabilisée mais simplement assez peu filtrée.

Le filtrage sera augmenté par C_{18} et C_{19} et la régulation confiée à REG_1 et tout rentre dans l'ordre.

Schéma de principe du récepteur

Le schéma de principe du récepteur est indiqué à la figure 12. Ici le problème de l'alimentation est simple, puisqu'il s'agit d'un récepteur portatif, nous avons recours à une pile alcaline de 9 V.

Le récepteur transforme le message IR en un message électrique finalement transformé en message audio par un casque de baladeur. Le coût de ce type de casque est très réduit. A titre d'information, le modèle que nous nous sommes procuré coûte environ 25 F. Moins coûteux qu'une pile alcaline !

Mais revenons à la description du schéma, la photodiode PIN BPW 41N collecte le signal IR. La préamplification des variations

de courant dans la diode est assurée par le circuit IC1 : SL 486 Plessey.

La tension de sortie présente à la broche 9 est la réplique exacte du signal de commande des étages de puissance dans l'émetteur. Le signal impulsionnel modulé en fréquence disponible à la broche 9 doit être amplifié et filtré avant de pouvoir être apte à attaquer le discriminateur.

Filtrage et amplification sont assurés par l'étage bâti autour de IC2 : LF 357. En sortie l'amplitude est confortable, et il n'y a aucun problème pour piloter le 4046 utilisé ici non plus comme VCO mais comme PLL.

Avec une porteuse à 100kHz, les PLL classiques se prêtent particulièrement bien à la démodulation. Comme précédemment, il faut caler les deux fréquences

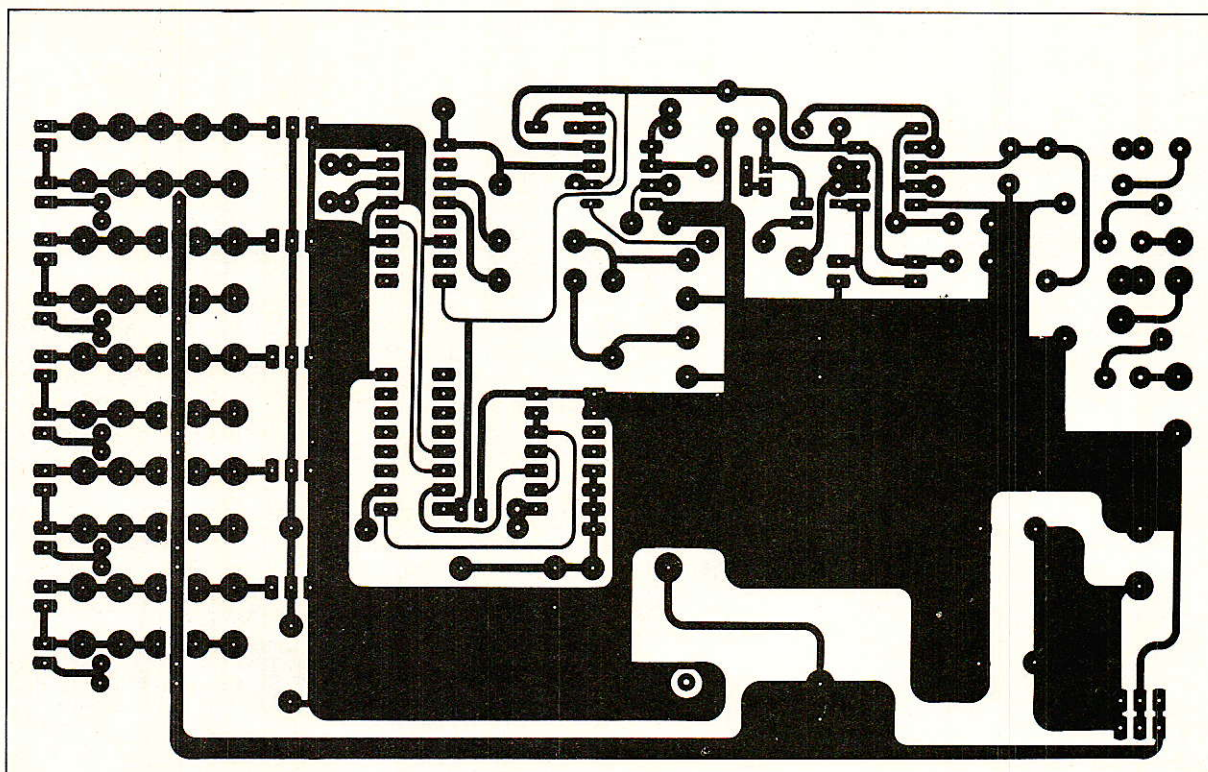


Figure 13 Circuit imprimé émetteur.

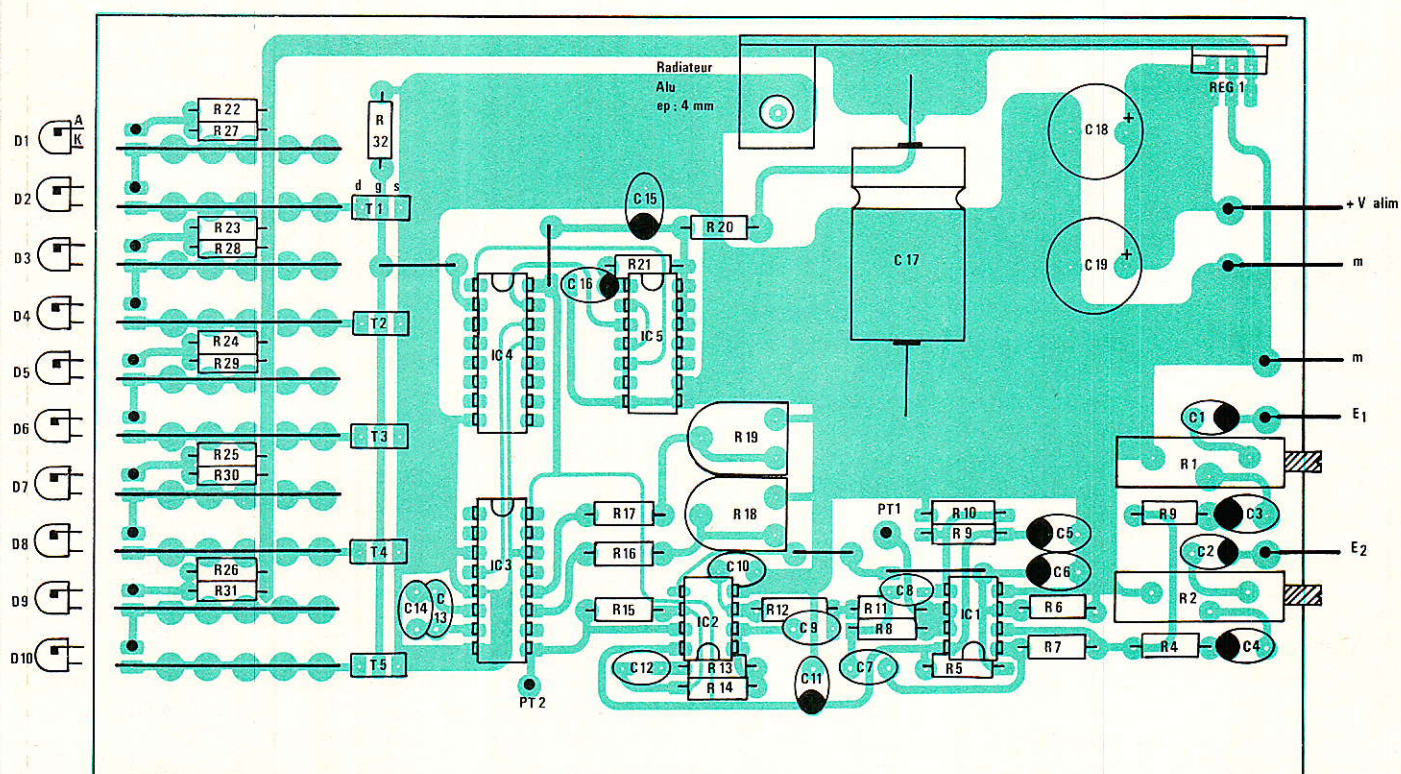


Figure 14 Equipement émetteur.

f_{min} et f_{max} , et, disposer entre la sortie du comparateur de phase et l'entrée de commande du VCO, un filtre de boucle ad-hoc.

A l'entrée de commande du VCO on récupère le signal démodulé.

Un filtre passe-bas d'ordre 2 élimine les composantes HF indésirables. La fréquence de coupure vaut 16 kHz. La désaccentuation est fixée par R_{12} et C_{16} .

Le signal est finalement dosé par le potentiomètre de volume R_{13} avant d'attaquer l'amplificateur de sortie.

Réalisation pratique

Pour l'émetteur, le tracé des pistes est donné à la **figure 13** et l'implantation des composants à la **figure 14**.

Le régulateur 7809 devra obligatoirement être monté sur un radiateur : par exemple alu épaisseur 4 mm, de dimensions 70 mm × 25 mm.

Ce radiateur ne figure pas sur les diverses photos du prototype et en cas d'utilisation prolongée, la température du régulateur dépasse quelque peu 70° C lorsque la tension primaire d'alimentation vaut 12 V.

Les cathodes des diodes émettrices CQW 15 devront être soudées directement sur un morceau de bus barre, de manière à évacuer la chaleur.

En fonctionnement normal, la température des cathodes mesurée au plus près du boîtier ne dépasse pas 40° C avec le montage préconisé.

Pour les transistors MOS de commutation, il n'y a aucune consigne particulière puisque la température des ailettes des VN 88 AF atteint à peine 40° C.

Le circuit IC₂ devra obligatoirement être monté sur un support. Si l'on souhaite réussir vite, les diodes CQW 15 ne devront être montées qu'après passage des premiers tests, après la première mise sous tension.

Première mise sous tension de l'émetteur

Pour tout ce qui concerne l'émetteur, il est préférable de travailler avec un ampèremètre en série dans l'alimentation. A la mise sous tension, si les diodes

CQW 15 sont absentes, ce qui est préférable, la consommation est comprise entre 20 et 25 mA.

Si les diodes sont présentes, la consommation est comprise entre 500 et 600 mA. Hors de ces plages il existe très certainement un défaut, couper le circuit et rechercher le court-circuit ou le composant défaillant.

Si tout est O.K., injecter un signal BF sur l'une des deux entrées et à l'aide de l'oscilloscope pister ce signal jusqu'au point de test PT2.

En balayant de 20 Hz 20 kHz, on mesure l'effet du filtre passe-bande et l'effet du circuit de préaccentuation qui agit à partir de 2 kHz environ.

Le sous-ensemble BF testé, on aborde le système de modulation. Première opération : enlever IC₂ de son support ; connecter provisoirement PT2 au zéro électrique, régler R_{19} pour obtenir un signal à la fréquence de 80 kHz-broche 2 de IC₄.

Connecter ensuite PT2 au pôle positif d'alimentation et régler finalement R_{18} pour un signal à la fréquence de 120 kHz-broche 2 de IC₄.

Dès que PT2 est libre de toute connexion, on peut remplacer IC₂.

Les diodes CQW 15 sont finalement mises en place, sous la tension nominale de fonctionnement et le courant moyen doit être compris entre 500 et 600 mA.

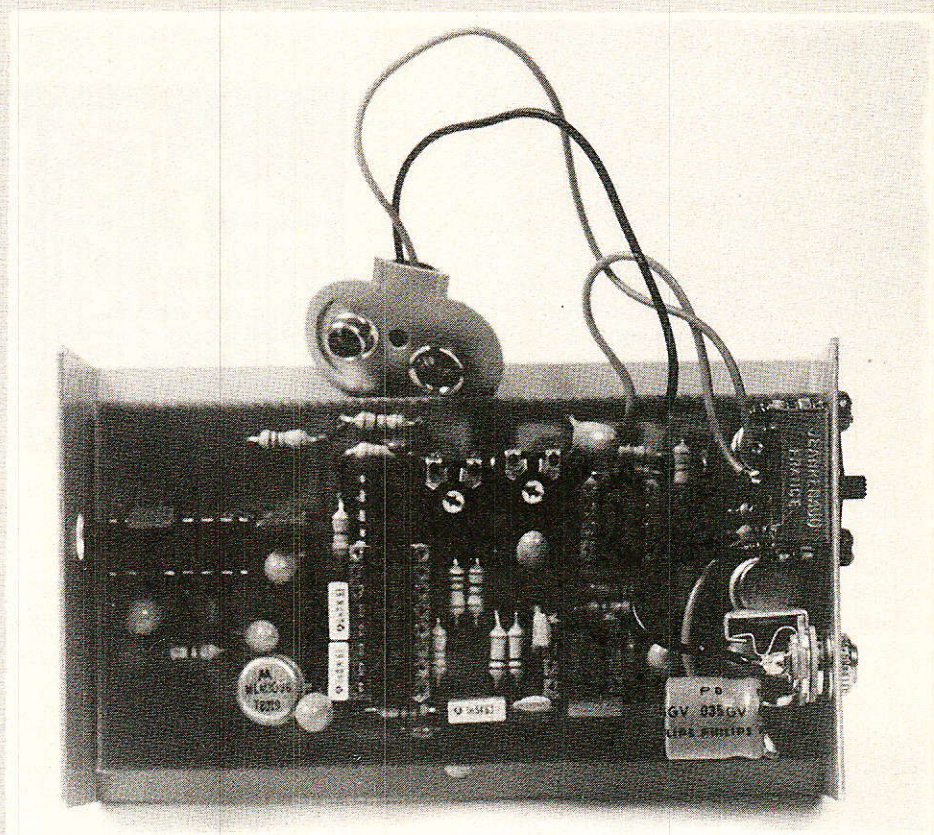
Le courant crête peut être mesuré à l'oscilloscope, en plaçant la sonde par exemple sur l'anode de D₁. La valeur du courant crête est obtenue en divisant le créneau de tension par la résistance équivalente constituée par la mise en parallèle de R_{22} et R_{27} .

Le récepteur

Circuit imprimé et implantation sont respectivement fournis aux **figures 15 et 16**. Les opérations de réglages sont tout aussi simples. Dans un premier temps, émetteur sous tension, on peut s'assurer de la présence des impulsions à la broche 9 du SL 486 et à la broche 6 du LF 357.

Puis, l'émetteur IR hors service, on règle R_7 de manière à obtenir un signal rectangulaire à environ 80 kHz sur les broches 3 et 4 de IC₃, avec la broche 9 de IC₃ provisoirement reliée au zéro.

Finalement, on règle R_5 pour un signal rectangulaire à 20 kHz sur les mêmes broches avec la broche 9 provisoirement reliée au pôle positif d'alimentation.



Emetteurs et récepteurs sont alors prêts à l'emploi.

Conclusion

Dans une pièce 25 m², il n'y a aucune zone d'ombre, même lorsque le trajet s'effectue sans visibilité directe.

Ce phénomène est bien connu avec les télécommandes IR et le message passe uniquement par réflexion sur les parois.

Ce système de transmission est fiable, facile à mettre en œuvre, et peu coûteux.

Nous l'avons expérimenté dans diverses configurations, transmission d'un signal audio large bande et transmission d'un message RS 232 à 300 bauds.

Avec une transmission du type logique, on peut se contenter d'un rapport S/B beaucoup moins bon et les distances maximales de liaison sans erreur sont assez étonnantes.

Dans le cas de la liaison audio large bande, l'objectif a été atteint, démontrer que ce type de liaison reposait sur des principes simples, que la réalisation était à la portée de chacun et que l'on pouvait finalement disposer d'un récepteur miniature léger et peu encombrant.

François de DIEULEVEULT

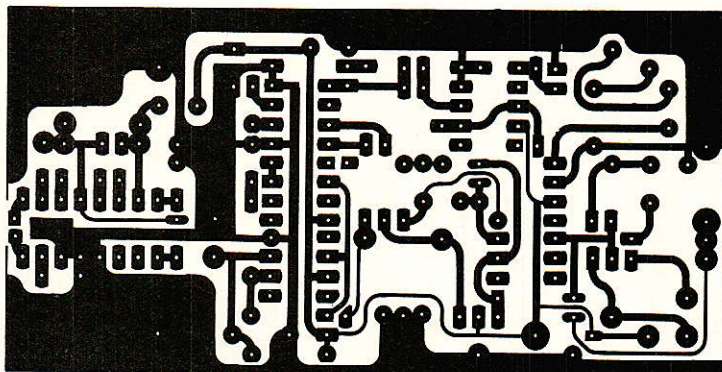


Figure 15 Circuit imprimé récepteur.

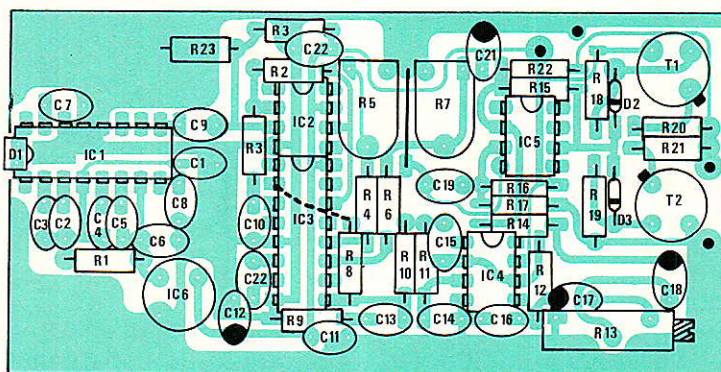


Figure 16 Equipement récepteur.

Nomenclature

EMETTEUR IR

Résistances

R₁ : 10 k trimmer
R₂ : 10 k trimmer
R₃ : 10 kΩ
R₄ : 10 kΩ
R₅ : 10 kΩ
R₆ : 10 kΩ
R₇ : 100 kΩ
R₈ : 10 kΩ
R₉ : 22 kΩ
R₁₀ : 22 kΩ
R₁₁ : 10 kΩ
R₁₂ : 10 kΩ
R₁₃ : 8,2 kΩ
R₁₄ : 100 kΩ
R₁₅ : 100 kΩ
R₁₆ : 22 kΩ
R₁₇ : 27 kΩ
R₁₈ : 10 k ajustable
R₁₉ : 10 k ajustable

R₂₀ : 22 Ω
R₂₁ : 10 kΩ
R₂₂ : 4,7 Ω
R₂₃ : 4,7 Ω
R₂₄ : 4,7 Ω
R₂₅ : 4,7 Ω
R₂₆ : 4,7 Ω
R₂₇ : 4,7 Ω
R₂₈ : 4,7 Ω
R₂₉ : 4,7 Ω
R₃₀ : 4,7 Ω
R₃₁ : 4,7 Ω
R₃₂ : 100 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 μF 16 V
C₂ : 10 μF 16 V
C₃ : 10 μF 16 V
C₄ : 10 μF 16 V

C₅ : 47 μF 16 V
C₆ : 10 μF 16 V
C₇ : 0,1 μF
C₈ : 0,1 μF
C₉ : 1 nF
C₁₀ : 1 nF
C₁₁ : 47 μF 16 V
C₁₂ : 680 pF
C₁₃ : 33 pF
C₁₄ : 47 pF
C₁₅ : 47 μF 16 V
C₁₆ : 47 μF 16 V
C₁₇ : 10 000 μF 10 V
C₁₈ : 1 000 μF 16 V
C₁₉ : 1000 μF 16 V

Semi conducteurs

IC₁ : CA 3240
IC₂ : CA 3240
IC₃ : 4046
IC₄ : 4017

Diodes

D₁ :
D₂ :
D₃ :
D₄ :
D₅ :
D₆ :
D₇ :
CQW 15
Telefunken

Transistors

T₁ : VN 88 AF
T₂ : VN 88 AF
T₃ : VN 88 AF
T₄ : VN 88 AF
T₅ : VN 88 AF

Récepteur IR

R₁ : 47 Ω
 R₂ : 33 k Ω
 R₃ : 3,3 k Ω
 R₄ : 15 k Ω
 R₅ : 10 k Ω Ajustable
 R₆ : 12 k Ω
 R₇ : 10 k Ω ajustable
 R₈ : 33 k Ω
 R₉ : 220 Ω
 R₁₀ : 150 k Ω
 R₁₁ : 150 k Ω
 R₁₂ : 47 k Ω
 R₁₃ : 10 k Ω ajustable
 R₁₄ : 4,7 k Ω
 R₁₅ : 1 M Ω
 R₁₆ : 10 k Ω
 R₁₇ : 10 k Ω
 R₁₈ : 3,3 k Ω
 R₁₉ : 3,3 k Ω
 R₂₀ : 10 Ω
 R₂₁ : 10 Ω
 R₂₂ : 12 k Ω
 R₂₃ : 15 k Ω

Condensateurs

C₁ : 10 μ F 10 V
 C₂ : 47 μ F 16 V
 C₃ : 4,7 μ F 16 V
 C₄ : 33 nF
 C₅ : 47 nF
 C₆ : 10 μ F
 C₇ : 15 nF
 C₈ : 150 nF
 C₉ : 100 nF
 C₁₀ : 4,7 nF
 C₁₁ : 10 nF
 C₁₂ : 47 μ F 16 V
 C₁₃ : 1,5 nF
 C₁₄ : 100 pF
 C₁₅ : 100 pF
 C₁₆ : 1,5 nF
 C₁₇ : 10 μ F 16 V
 C₁₈ : 10 μ F 16 V
 C₁₉ : 10 μ F 16 V
 C₂₀ : 220 μ F 16 V
 C₂₁ : 47 μ F 16 V
 C₂₂ : 10 nF

Semi conducteurs

IC₁ : CA 3240
 IC₂ : CA 3240
 IC₃ : 4046
 IC₄ : 4017
 IC₅ : μ A 741
 IC₆ : LM 309

Diodes

D₁ : BPW 41 Telefunken
 D₂ : 1 N 4148
 D₃ : 1 N 4148

Transistors

T₁ : 2 N 1711
 T₂ : 2 N 2905

Divers

Reg : 7809

INFOS

Instrument de mesure goniométrique pour l'installation d'antennes paraboliques

Une nouvelle génération de goniomètres, instruments d'optique capables de mesurer avec la plus haute précision l'angle d'inclinaison des antennes paraboliques de télévision, vous est actuellement proposée par la Société MOAGON AB, de Göteborg, Suède.

L'instrument, intitulé Goniomètre MOAGON, est équipé d'une trame en moiré métallique : lorsque la lumière traverse cette trame, un faisceau de rayons se forme en cas de déviance de l'angle d'inclinaison, tandis qu'apparaissent des lignes parallèles si l'angle d'installation de l'antenne est satisfaisant.

Monté sur un rail muni d'un aimant, et posé sur le support de l'antenne parabolique pour permettre le réglage d'aplomb, ce goniomètre est l'instrument idéal pour mesurer avec exactitude (la marge de tolérance étant infé-

rieure à 0,2 °) l'angle d'inclinaison de l'antenne recommandé par le fabricant. C'est ainsi que le Goniomètre MOAGON garantit l'installation sûre et rapide de toutes les antennes paraboliques de télévision.

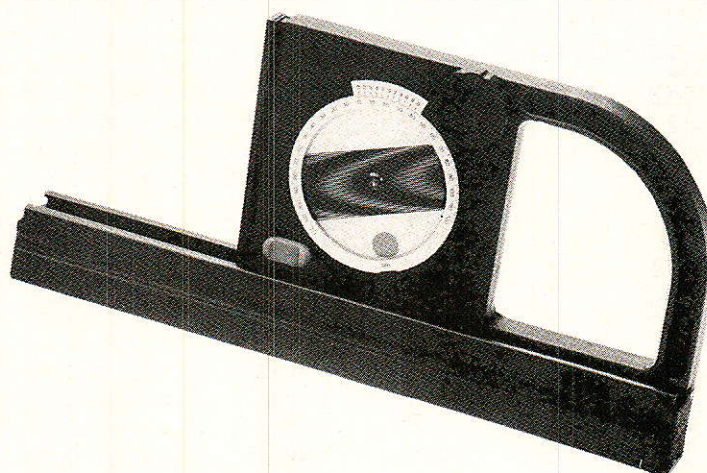
Du fait que cette nouvelle génération de goniomètres est le fruit d'une longue expérience de la fabrication de tels instruments, plusieurs innovations importantes y ont été apportées. Un dispositif de verrouillage du réglage d'angle d'inclinaison, un volant de réglage bien démultiplié, une échelle de graduations figurant

en noir sur fond blanc, ainsi que des trames différentes pour le réglage préliminaire et le réglage de haute précision.

Ce **Goniomètre** est réalisé en matière plastique résistante aux chocs, et peut être livré avec des rails d'aluminium finition noire de 30 à 60 cm, avec ou sans aimants.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à :

MOAGON AB
Box 53232
S-400 16 Göteborg
Suède
Tél. : + 46 (31) 20.25.10 -
Télex : 27805 SEYDON S



Extraction de signaux TV noyés dans le bruit

Dans le domaine de la réception TV par satellite, il est des signaux particulièrement tordus et noyés dans des bruits qui n'ont parfois que très peu de liens avec la notion de signal aléatoire comme peut l'être le bruit. Tel est le cas de l'émission diffusée sur Intelsat V à la fréquence 11 175 MHz. Pour ce signal une double analyse : oscilloscope et analyseur de spectre, est assez révélatrice.

A l'oscilloscope : il est assez difficile de synchroniser mais avec un peu de dextérité et pas mal de chance on finit par distinguer un signal familier.

Comment on fait ?

LA synchronisation trame se reconnaît au premier coup d'œil lorsque l'on a la chance de l'obtenir. C'est un premier élément à verser au dossier, il doit s'agir d'un signal TV classique mais inversé et fortement brouillé.

A l'analyseur de spectre : là ça va beaucoup mieux. Tiens voilà la sous-porteuse couleur; le son principal à 6,65 MHz et deux sous-porteuses Wegener à 7,02 MHz et 7,20 MHz.

La démodulation des sous-porteuses ne donne aucun renseignement supplémentaire. Pas d'information numérique savamment camouflée dans les deux sous-porteuses Wegener, simplement deux voies radio, rien à dire.

La démodulation du son principal nous indique que le signal vidéo doit correspondre à des émissions de la BBC.

Incroyable ! une raie à 95 kHz. Bizarre, cela n'a jamais fait partie d'un standard TV, à moins qu'il ne s'agisse d'une nouvelle norme. Quoiqu'il en soit nous allons nous faire un devoir de supprimer cette composante qui n'a aucune raison d'exister.

La première idée qui vient à l'esprit, c'est de placer sur le trajet du signal un filtre réjecteur centré sur cette fréquence de 95 kHz.

Evidemment on ampute le signal utile de cette même bande de fréquence, mais la circuiterie est si simple que cela vaut la peine d'être tenté.

En fait on pratique l'opération inverse, sélection de la composante à 95 kHz par un filtre passe-bande à fort coefficient de surtension et l'on soustrait la tension de sortie du filtre du signal utile. Nous avons essayé cette technique qui donne satisfaction ; après traitement par la circuiterie représentée par le schéma de la **figure 1**, on reconnaît le signal vidéo tel que l'on a l'habitude de le voir.

Il est, dans ces conditions, capable d'être correctement interprété par les circuits Jungle classiques et donc de synchroniser le récepteur TV.

Quelques remarques et quelques précautions : le signal injecté doit être un signal non clampé et le clamp s'effectue après l'inversion du signal.

Ce signal non clampé attaque simultanément l'entrée du filtre passe-bande à variable d'état et un filtre réjecteur centré sur 5 MHz.

Le filtre passe-bande centré sur 95 kHz est bâti autour des 4 amplificateurs opérationnels contenus dans IC₂ et IC₃.

R₃ détermine la fréquence centrale et R₂ le coefficient de surtension.

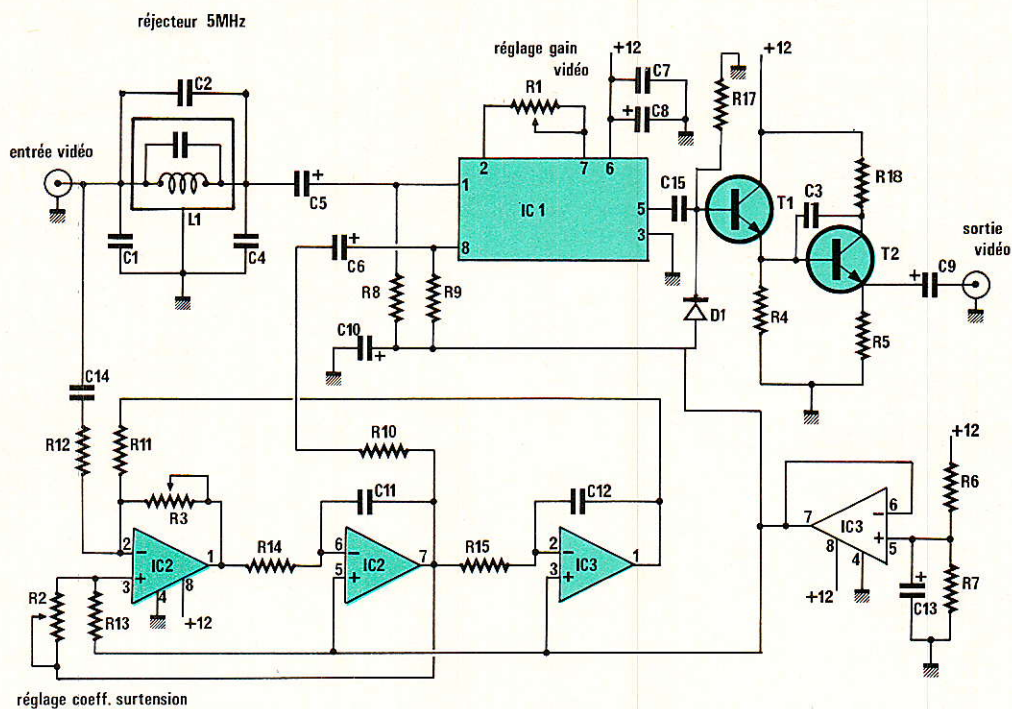


Figure 1 - Extraction d'un signal vidéo « noyé dans le bruit ».

Dans un premier temps, on règle R_2 et R_3 pour avoir à l'oscilloscope un signal à 95 kHz aussi propre que possible. On commencera avec un faible coefficient de surtension.

Le signal vidéo traverse le filtre réjecteur centré sur 5MHz constitué par C_1 , C_2 , C_4 , et L_1 et attaque une des entrées de l'ampli vidéo NE 592.

Le signal inversé est disponible à la broche 5.

Par dosage par le pont R_8 et R_{10} et par action sur le coefficient de surtension, une fraction du signal à 95 kHz est soustraite du signal original.

Le signal vidéo utile est finalement disponible à la broche 5 du NE 592;

Le clamp est assuré par la diode Schottky Hewlett-Packard D_1 modèle HP 5082-2900.

Pour pouvoir débiter sur une charge de 75 Ω , on place en sortie un étage darlington constitué par T_1 et T_2 .

Lorsqu'on ne prend aucune précaution ce montage a tendance à légèrement osciller.

L'ensemble fonctionne, c'est-à-dire que l'on retrouve bien à la sortie le signal original multiplié par le gain de l'étage soit $(1-\epsilon)$, mais on retrouve en sus au moins une raie supplémentaire, preuve que le système oscille.

La fréquence d'oscillation dépend bien sûr des caractéristiques des transistors et sans les éléments R_{18} et C_3 , la première raie se situe aux environs de 80 MHz avec des transistors courants genre 2N 2222.

Avec R_{18} et C_3 on limite la

bande passante à une valeur raisonnable et tout rentre dans l'ordre.

Pour ce circuit, le tracé des pistes est donné à la **figure 2** et l'implantation des composants à la **figure 3**.

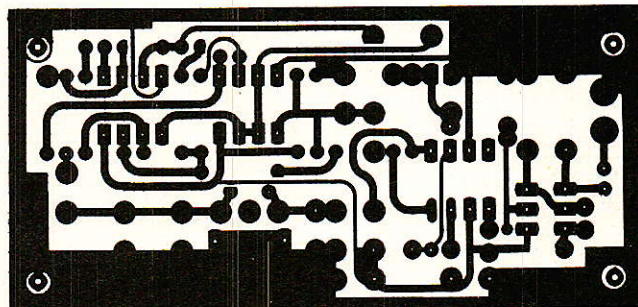


Figure 2 - Le circuit imprimé correspondant.

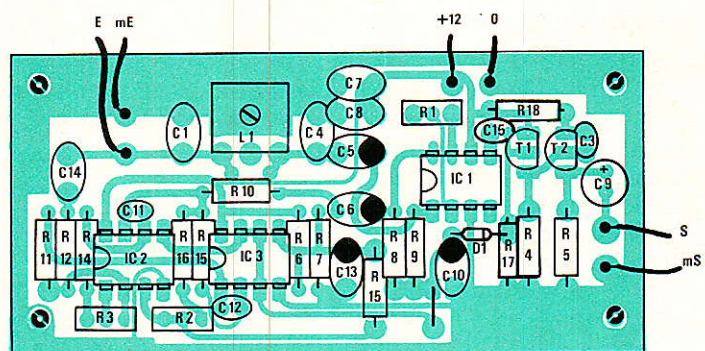


Figure 3 - L'implantation afférente.

Conclusion

Cet essai est concluant, une version plus élaborée peut être envisagée : utiliser le signal à 95 kHz pour verrouiller un PLL fonctionnant à la même fréquence et soustraire le signal de sortie du PLL du signal original.

Avec cette solution on enlève uniquement le signal perturbateur et l'on n'ampute pas le spectre utile.

Lemmy Caution

Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁ : 4,7 kΩ ajustable
R₂ : 22 kΩ ajustable
R₃ : 22 kΩ ajustable
R₄ : 10kΩ
R₅ : 220 Ω

R₆ : 10 kΩ
R₇ : 10 kΩ
R₈ : 75 Ω
R₉ : 75 Ω
R₁₀ : 22 Ω
R₁₁ : 10 kΩ
R₁₂ : 10 kΩ
R₁₃ : 4,7 kΩ
R₁₄ : 10 kΩ
R₁₅ : 10 kΩ
R₁₆ : 3,3kΩ
R₁₇ : 680 Ω
R₁₈ : 47 Ω

Semi-conducteurs

RT₁ : 2 N 3904
T₂ : 2 N 3904
IC₁ : NE 592
IC₂ : MC 1458
IC₃ : MC 1458
D₁ : HD 5082.2900

Condensateurs

C₁ : 150 pF
C₂ : 680 pF
C₃ : 39 pF
C₄ : 150 pF
C₅ : 100 μF, 16 V
C₆ : 47 μF
C₇ : 10 nF
C₈ : 47 μF, 16 V
C₉ : 470 μF, 16 V
C₁₀ : 10 μF, 16V
C₁₁ : 82pF
C₁₂ : 82 pF
C₁₃ : 10 μF, 16 V
C₁₄ : 220 pF
C₁₅ : 10 nF

Divers

L₁₀ TOKO KANK 34503

INFOS

Un nouveau récepteur Drake

Drake lance le récepteur satellite ESR 4240 E par l'intermédiaire de la société PORTEX basée à Strasbourg et à Paris.

Le fabricant de ce récepteur le présente comme possédant techniquement une longueur d'avance sur tout autre démodulateur et étant destiné exclusivement au marché européen.

Le 4240 possède une quantité de fonctions originales qui, selon DRAKE, améliorent et simplifient la réception de la télévision par satellite en Europe.

Ces fonctions uniques sont pilotées par une télécommande à infra-rouge qui, non seulement, permet de changer de chaîne et de commander différentes opérations, mais permet également le réglage à distance de l'antenne par le biais d'un module de positionnement tout à fait original.

50 canaux - capacité amplement suffisante pour les programmes couramment disponibles - peuvent être programmés

dans la mémoire du récepteur avec, en plus, la position de leurs satellites respectifs, la fréquence audio et vidéo et une foule d'autres données qui assurent une réception parfaite.

Ce récepteur dont le prix devrait être de FF 7.000,00, comprend une quantité de nouvelles fonctions, telles que, largeur de bande FI ajustable, filtres audio et désaccentuation audio entièrement programmable, qui garantissent une réception audio et vidéo exceptionnelle.

Le logiciel du 4240 E permet également l'affichage des fonctions sur l'écran du téléviseur et l'extension du seuil de réception de sorte que le détecteur vidéo puisse fonctionner même dans les régions à plus faibles signaux.

De plus, une fonction tout à fait originale permet de réserver l'accès à certains programmes aux parents seulement. En dehors de son utilisation domestique, le récepteur de Drake est également destiné aux installations collectives. A partir du récepteur ESR 4240 E, trois récepteurs principaux sont à

même de contrôler un nombre indéfini de récepteurs annexes utilisant des antennes communes.



STARSAT

L'info de la page 60 du n° 480 faisait mention des activités de la société STARSAT dans le domaine de la réception des télévisions par satellite. A la fin de cette info étaient indiqués l'adresse de cette société mais aussi un numéro de téléphone et un numéro de télex pour le moins fantaisistes. Ces quelques lignes ont pour but de corriger ces coquilles.

STARSAT

Tél. : 93.73.26.33

Télex : 470.673 F Flash star

Votre répondeur téléphonique « à la carte »

(3) Un module détecteur de sonnerie

Presque tous les montages téléphoniques que nous avons décrits dans nos diverses séries d'articles

sont bâtis autour du « module interface de ligne » étudié dans notre n° 455.

Certaines applications ne nécessitant qu'une partie seulement des vastes possibilités de ce circuit, il nous est apparu utile de mettre à l'étude un montage simplifié, qui pourra être utilisé à chaque fois qu'il n'est pas nécessaire de disposer d'un accès « audio » à la ligne téléphonique. Un simple « détecteur de sonnerie » associé à un relais suffira par exemple pour faire répondre automatiquement un poste téléphonique décroché, un modem, ou un MINITEL : encore bien des applications en perspective !

Une fonction essentielle

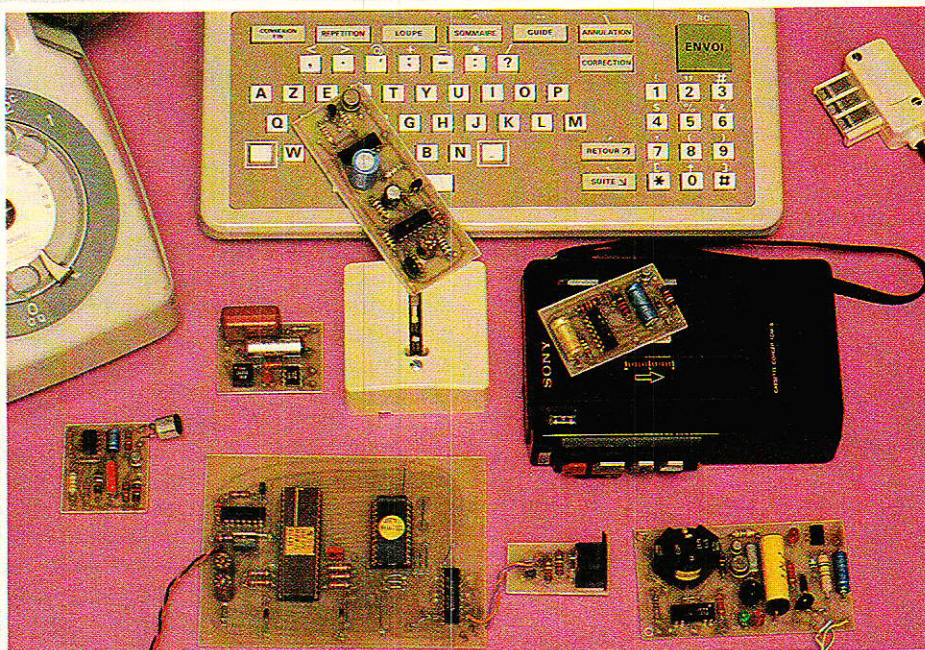
Tout équipement téléphonique à réponse automatique comporte nécessairement un disposi-

tif capable de détecter les appels « entrants », autrement dit la présence de la tension de sonnerie. Il existe des montages fonctionnant sans la moindre connexion électrique (micro ou capteur inductif placé contre un poste), mais il est plus fiable de travailler par branchement direct sur la ligne.

Bien sûr, le couplage **galvanique** suppose l'emploi de matériel agréé lorsqu'il s'agit du réseau

PTT, mais cette contrainte n'existe pas sur les réseaux purement privés que beaucoup de nos lecteurs ont réalisé selon nos plans.

La tension de sonnerie qu'il s'agit de détecter consiste en un train intermittent de 72 volts (ou 80) à 50 ou parfois 25 Hz. Le courant disponible est toutefois fortement limité par la résistance de la ligne : il convient de l'économiser si différents matériels



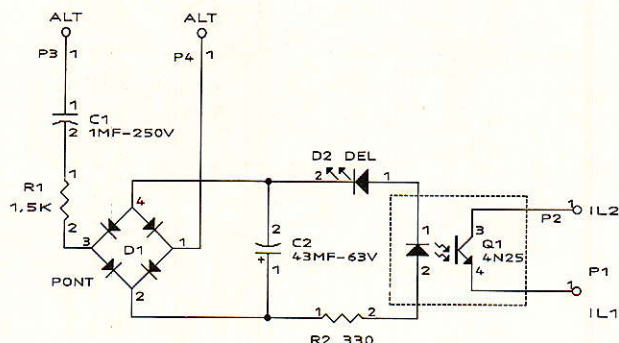


Figure 1

sont raccordés simultanément (en principe, trois sonneries seulement peuvent fonctionner en même temps).

Le circuit de sonnerie ne doit par ailleurs consommer aucun courant continu sur la ligne, ce qui équivaldrait à décrocher un poste.

Le schéma de la **figure 1** tient compte de ces divers impératifs, et peut être considéré comme un grand classique de la téléphonie moderne : il est utilisé par les plus grands constructeurs de matériels agréés et est donc réputé conforme aux normes en vigueur.

Un réseau RC série (1 μ F et 1500 ohms) limite le courant alternatif consommé à moins de 250 mA en cas de court-circuit franc en aval.

Par la même occasion, C₁ bloque la composante continue présente en ligne.

Un pont redresseur associé à un condensateur de filtrage transforme chaque train de sonnerie en un courant continu suffisant pour alimenter dans de bonnes conditions une diode LED de signalisation (pour les essais) et un photocoupleur.

La résistance R₂ de 330 ohms n'est pas strictement indispensable, mais joue un rôle de protec-

tion non négligeable tout en stabilisant les caractéristiques du montage.

Branché en parallèle sur une ligne téléphonique, ce montage reconstitue les points IL₁ et IL₂ de notre module d'interface, avec

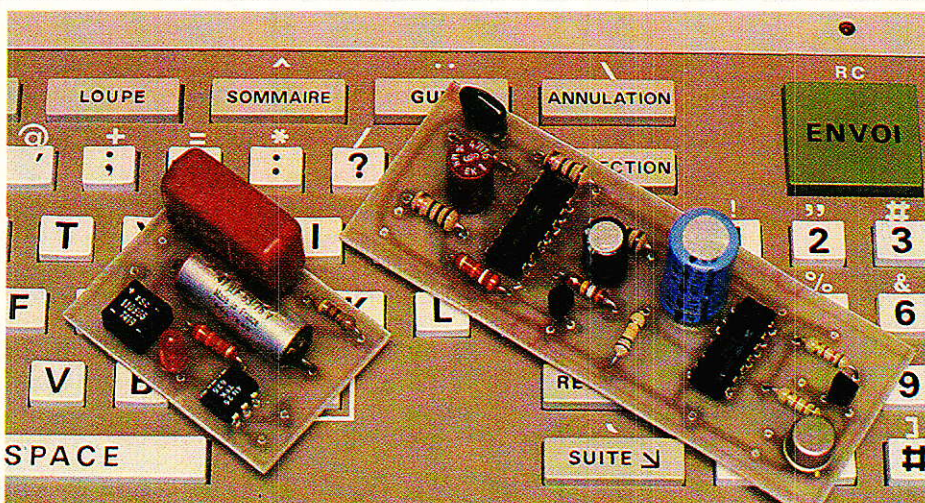
Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la **figure 2**, câblé selon la **figure 3**, offre un sensible gain de place par rapport au module interface de ligne complet : un atout pour la réalisation d'appareils compacts !

Il est important d'employer les composants de qualité, notamment en ce qui concerne C₁, D₁ et C₁ : ce sont ces trois composants qui conditionnent la fiabilité et la sécurité du montage.

La dépense étant de toute façon très minime, ne cherchez pas à économiser quelques francs en utilisant des pièces douteuses : le montage pourrait devenir dangereux ou perturbateur, ce qu'il faut éviter à tout prix.

Il nous est agréable de constater que l'administration des PTT considère de plus en plus ses



le même isolement de sécurité (photocoupleur).

Il pourra donc être utilisé à sa place chaque fois que le besoin d'un module d'interface complet ne se fera pas sentir.

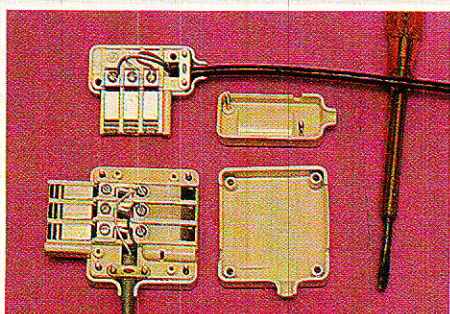
Ce schéma ne prévoit pas de connexion « antitintement » puisque les montages à réponse automatique que nous sommes en train de décrire fonctionnent en général pendant des périodes d'inutilisation du poste principal.

De toute façon, C₂ suffit normalement à empêcher qu'une éventuelle numérotation en code « décimal » (au cadran) ne fasse réagir la sortie du photocoupleur. Eventuellement, sa valeur pourrait être augmentée pour accroître cette protection.

clients (on ne parle d'ailleurs plus guère d'usagers, c'est un signe !) comme des personnes responsables : chacun a maintenant le droit (sous certaines conditions), de réaliser lui-même son installation téléphonique intérieure, d'y raccorder des matériels (agréés) de toutes sortes, et même de refuser le poste loué par le « service public » (économie d'environ 10 francs par mois !).

Même si la « déréglementation » semble irréversible, et ce dans le monde entier ou presque, ne faisons pas regretter aux PTT (pardon aux « télécom » !) ce libéralisme de bon aloi.

Même si la position officielle reste toujours l'interdiction de



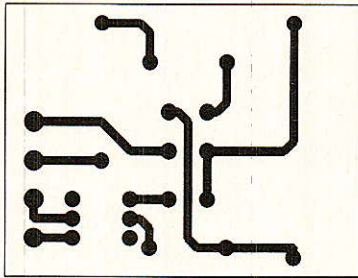


Figure 2

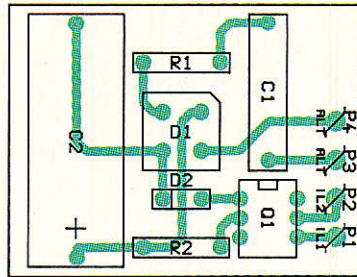


Figure 3

sera plutôt apte à enregistrer de courts messages sur écran et éventuellement sur imprimante (style « télex »).

Une possibilité pratique consiste à laisser le MINTEL en permanence sous tension et à « retourner » son modem grâce à une commande spéciale envoyée sur sa prise DIN.

Chaque fois qu'un correspondant appellera ce « répondeur télématique », il percevra la tonalité caractéristique d'un « serveur » et n'aura qu'à presser la touche « connexion-fin » pour pouvoir frapper son message au clavier. A votre retour, votre écran affichera les messages ainsi reçus à 75 bauds... s'il n'y a pas eu de coupure de courant !

Cette installation présente à l'évidence un certain intérêt expérimental, mais son usage régulier poserait quelques problèmes pratiques. Nous étudierons donc prochainement une variante permettant d'enregistrer les messages reçus sur une cassette, pour les relire ultérieurement sur le MINTEL : à très bientôt !

Patrick GUEULLE

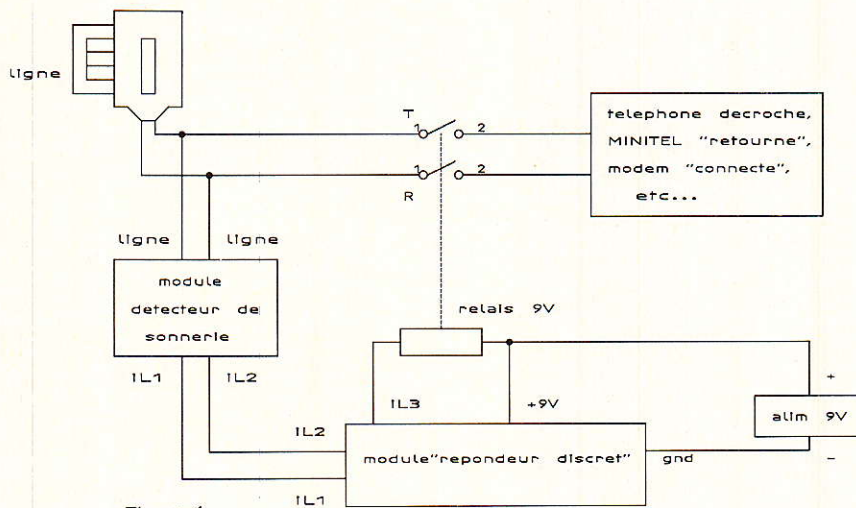


Figure 4

raccordement de matériel non agréé, des fonctionnaires tout à fait sérieux nous ont affirmé (tant en France qu'à l'étranger) que l'administration ferme les yeux tant qu'il n'y a pas perturbation du réseau : l'important, c'est de facturer des unités !

Soyez donc rigoureux dans votre travail, amis lecteurs : si vous ne trahissez pas nos schémas, tout se passera aussi bien que possible.

Mise en œuvre du montage : (figure 4)

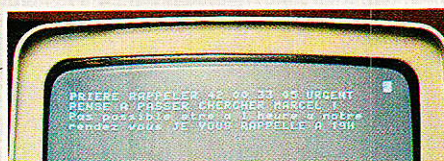
Branché en parallèle sur les deux fils d'une ligne téléphonique (broches 1 et 3 d'une fiche de connecteur mâle ou gigogne), ce montage délivre l'information « sonnerie » sous forme d'une conduction du photocoupleur CI1 pendant chaque train d'appel.

L'application évidente de ce circuit est son association au

module « répondeur discret » déjà décrit dans cette série, et qui peut commander par ailleurs un relais de « prise de ligne ».

Ce relais pourra facilement relier à la ligne un poste téléphonique laissé décroché (système rudimentaire de surveillance sonore).

Il est cependant plus intéressant d'utiliser à la place du poste un **modem** ou même un MINTEL : la fonction « réponse automatique » permet la réception de données informatiques en l'absence de l'opérateur.



Sur un modem relié à un micro-ordinateur il pourra s'agir de textes, programmes, et autres fichiers, tandis que le MINTEL

Nomenclature

Résistances 5 % 1/4 W

R1 : 1500 Ω
R2 : 330 Ω .

Condensateurs

C1 : 1 μ F 250 V plastique
C2 : 47 μ F 63 V chimique

Circuits intégrés

CI1 : 4N25 (photocoupleur)

Diodes

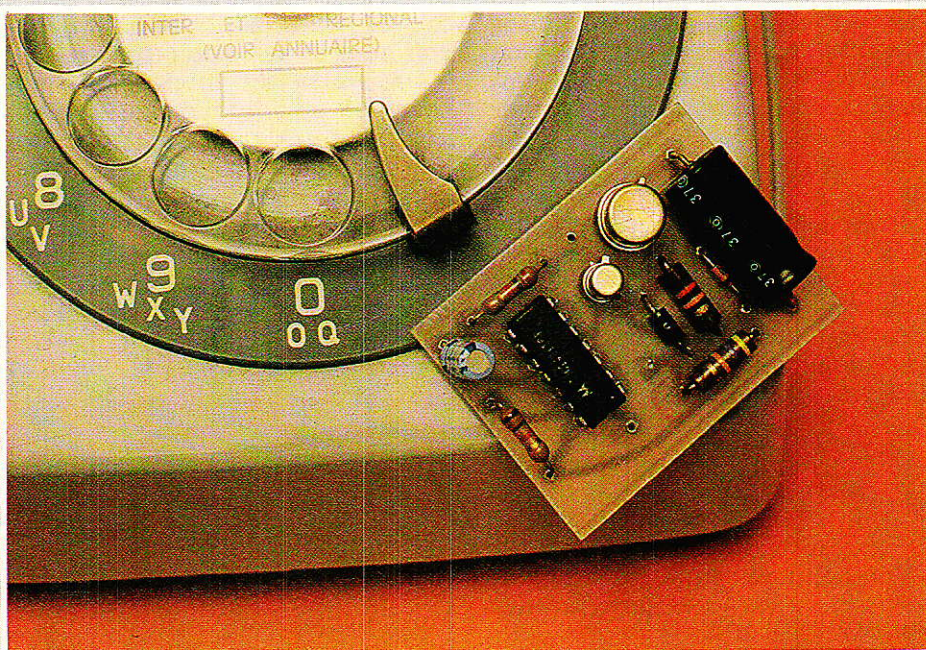
D1 : Pont redresseur 100 V 0,5 A
D2 : LED rouge 5 mm

Un bouton de flashing pour poste téléphonique

Nos lecteurs ayant construit notre détecteur de flashing ont pu le faire

fonctionner en association avec leur poste téléphonique habituel s'il possède un bouton de rappel, ou en agissant avec doigté sur le support de combiné dans le cas contraire.

Le montage qui va maintenant être décrit permet d'équiper à peu près n'importe quel téléphone d'un tel bouton, et notamment le **téléphone électronique modulaire** étudié à partir de notre N° 455. Bien d'autres applications peuvent être envisagées pour cet ensemble bouton de flashing et détecteur : une coupure d'alimentation de 200 ms n'étant guère gênante pour un montage muni d'un condensateur de filtrage, on pourra se servir de toutes sortes de lignes de téléalimentation (par exemple d'amplis d'antenne) pour véhiculer des ordres de télécommande simples.



Petit rappel

Notre détecteur de flashing, comme d'ailleurs les auto-commutateurs téléphoniques modernes, est capable de réagir à une interruption de 200 ms du courant de boucle d'une ligne téléphonique. Sa conception lui permet en fait de recevoir l'infor-

mation sous diverses formes, l'important étant de lui appliquer un **créneau** de 200 ms.

On aura donc l'usage d'un circuit capable de générer un tel créneau, pour équiper les postes téléphoniques à clavier DTMF du « bouton de rappel » indispensable à l'exploitation de certains « nouveaux services », mais aussi pour mettre en œuvre à peu de

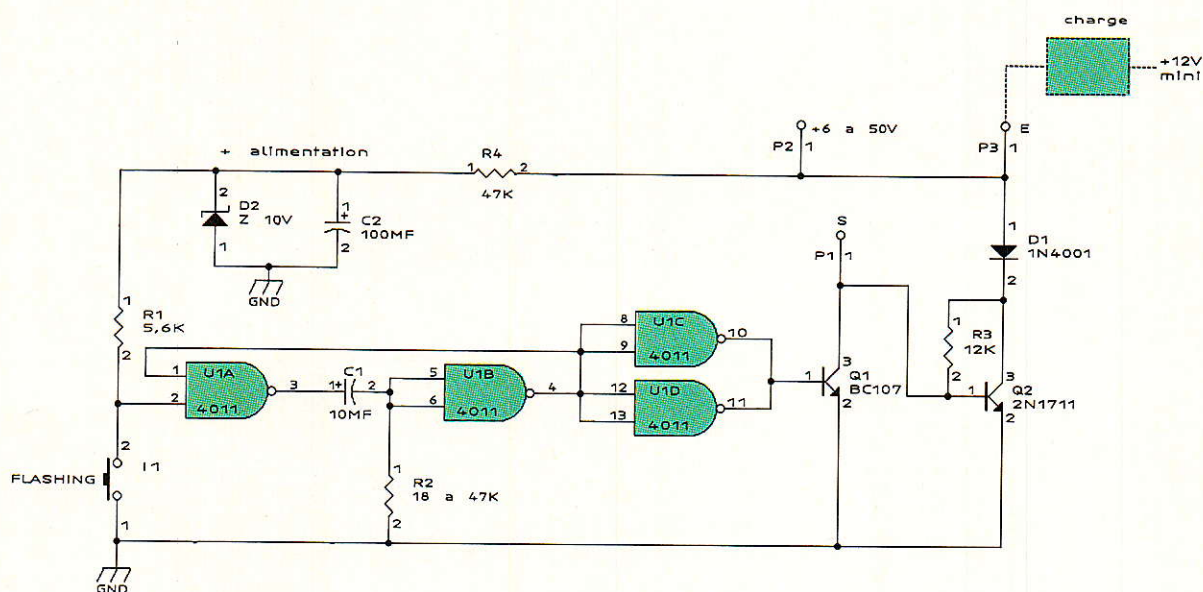


Figure 1

frais toutes sortes de télécommandes simples.

Moyennant le passage par des relais, triacs, ou photocoupleurs, on pourra étendre le principe à des lignes 220 volts, et télécommander des dispositifs situés dans une cave, un garage, une cabane de jardin, etc., sans perturber notablement le fonctionnement de ce qu'alimente la ligne (éclairage, chargeur de batterie, etc.).

Inversement, l'interruption de la consommation électrique pendant ces deux dixièmes de seconde peut servir à faire « remonter » une information de déclenchement d'une centrale d'alarme, par exemple.

Autour d'un monostable

Lorsqu'il s'agit de produire un créneau de durée déterminée, on songe immédiatement à utiliser un monostable.

C'est effectivement ce genre de circuit qu'emploie notre schéma de la **figure 1** : l'univibrateur est réalisé classiquement au moyen de deux portes NAND CMOS, et se déclenche par un simple bouton-poussoir (touche de clavier) associé à une résistance de « tirage » au + alimentation.

Peu importe si ce bouton est enfoncé pendant plus ou moins de 200 ms : dans les deux cas, on dispose en sortie d'un créneau

calibré, dont la durée exacte est déterminée par le choix de R_2 (entre 18 et 47 k Ω selon la dispersion sur la valeur de C_1).

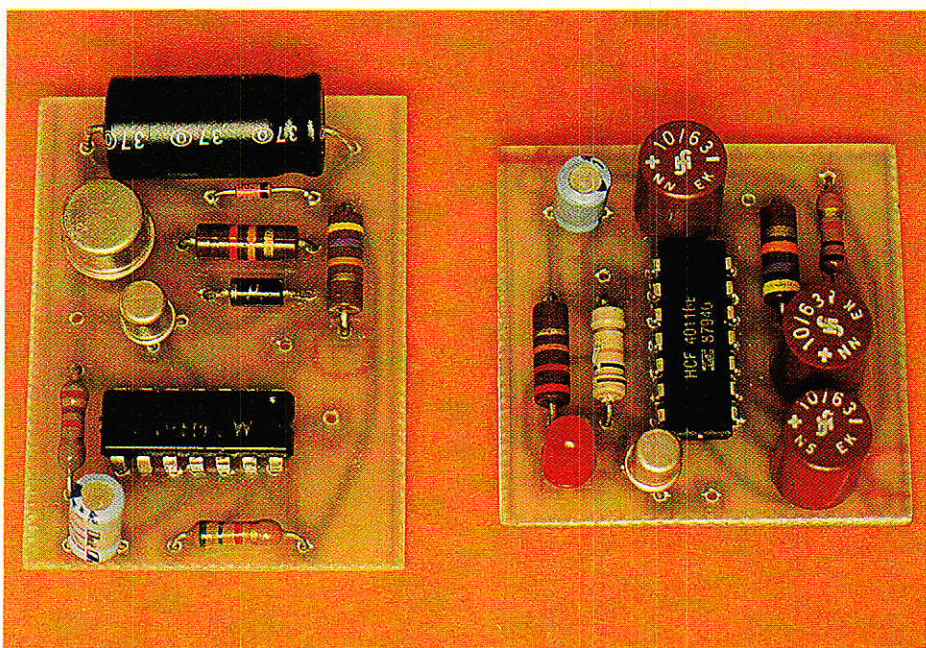
A défaut de possibilité de réglage à l'oscilloscope, on prendra 27 k Ω , mais il faudra que C_1 soit neuf et de bonne qualité.

La sortie du monostable est inversée et amplifiée en courant par deux portes NAND en parallèle, avant d'attaquer la base d'un transistor BC 107, sans résistance série.

Normalement bloqué, ce transistor se sature pendant 200 ms dès que le bouton est actionné,

puis il se bloque de nouveau. On peut donc lui faire court-circuiter une bobine de relais REED, pourvu que celle-ci soit alimentée à travers une résistance de valeur suffisante : c'est ainsi que l'on pourra notamment créer une ouverture calibrée de la ligne à l'aide de notre **module interface de ligne** (N° 455).

Dans les autres cas, T_1 peut faire coller un relais, ou bloquer un transistor en mettant sa base à la masse, comme c'est le cas pour T_2 , qui fait partie du circuit optionnel de ce montage. Ce circuit peut permettre, **dans cer-**



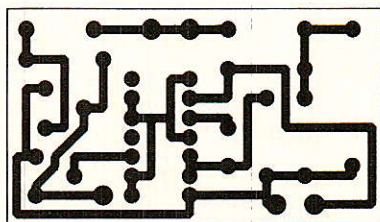


Figure 2

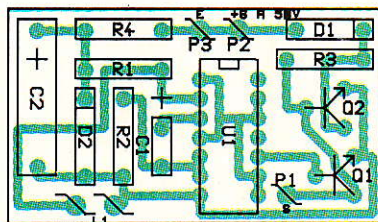


Figure 3

tains cas, d'installer le module « bouton de flashing » en série avec une charge fonctionnant sous une tension de 12 à 50 V, et pouvant admettre une chute de 3 ou 4 V (relais notamment).

Dans ce cas, l'alimentation du monostable est prélevée sur celle de la charge, ce qui rend le montage autonome. Dans le cas d'une ligne téléphonique, un pont redresseur serait évidemment indispensable.

La meilleure qualité de fonctionnement est toutefois obtenue en fournissant, lorsque c'est possible, une alimentation séparée au montage : une pile 9 V miniature suffit amplement, compte tenu de la consommation infime du circuit CMOS au repos.

Bien entendu, T₂ peut tout de même servir quitte à le câbler différemment.

Réalisation pratique

Si le circuit imprimé de la **figure 2** est le même dans tous les cas de figure, il faudra « interpréter » l'implantation de la **figure 3** en fonction du branchement prévu : certains composants sont facultatifs, et inutiles dans certaines applications.

Le point S n'existe d'ailleurs que dans la mesure où T₂ et/ou R₃ ne sont pas câblés.

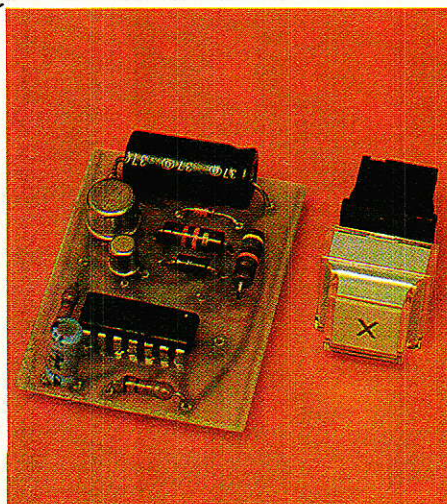
D₂ peut être omise si la tension d'alimentation ne dépasse en aucun cas 15 V, et sur pile 9 V on peut même faire l'économie de R₄, mais il vaut mieux conserver C₂ pour éviter des déclenchements sur parasites.

En cas de doute sur l'opportunité de l'une ou l'autre des solutions proposées pour l'alimentation, on aura intérêt à essayer

d'abord le montage en série dans la charge, et à se rabattre éventuellement sur l'alimentation séparée si le prélèvement ne peut suffire : il n'y aura alors qu'à supprimer quelques composants !

Les dimensions du module complet facilitent son installation dans toutes sortes d'appareils, à commencer par les postes téléphoniques auxquels il est plus particulièrement destiné.

Bien des postes à clavier DTMF d'importation ou de construction « amateur » ne possèdent pas de bouton de flashing. Il



serait dommage de ne pas profiter des possibilités offertes par ce dispositif, heureusement notre montage peut corriger cette situation ! Bien entendu, un poste ainsi aménagé n'est pas (ou n'est plus) agréé PTT : son usage se limite donc en principe à des installations privées.

Dans la pratique, il nous semble tout de même préférable de tolérer ce genre de « bricolage » que de subir des flashings de durées tout à fait fantaisistes, car

exécutés manuellement à l'aide du support de combiné...

A nos lecteurs de prendre leurs responsabilités, et de faire de ce montage l'usage qu'ils jugeront raisonnable, par forcément téléphonique d'ailleurs !

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R₁ : 5,6 kΩ
R₂ : Voir texte 18 à 47 kΩ
R₃ : 12 kΩ
R₄ : 47 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 V, 10 μF
C₂ : 10 V, 100 μF

Transistors

T₁ : BC 107
T₂ : 2N 1711

Circuit intégré

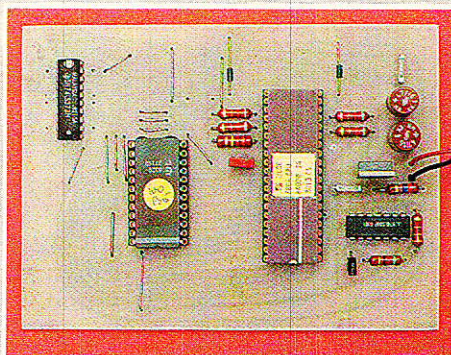
CI₁ : CD 4011 B

Diodes

D₁ : 1N 4011
D₂ : Zener 10 V, 1/4 W

Divers

Bouton poussoir travail.



Une télécommande pour minitel

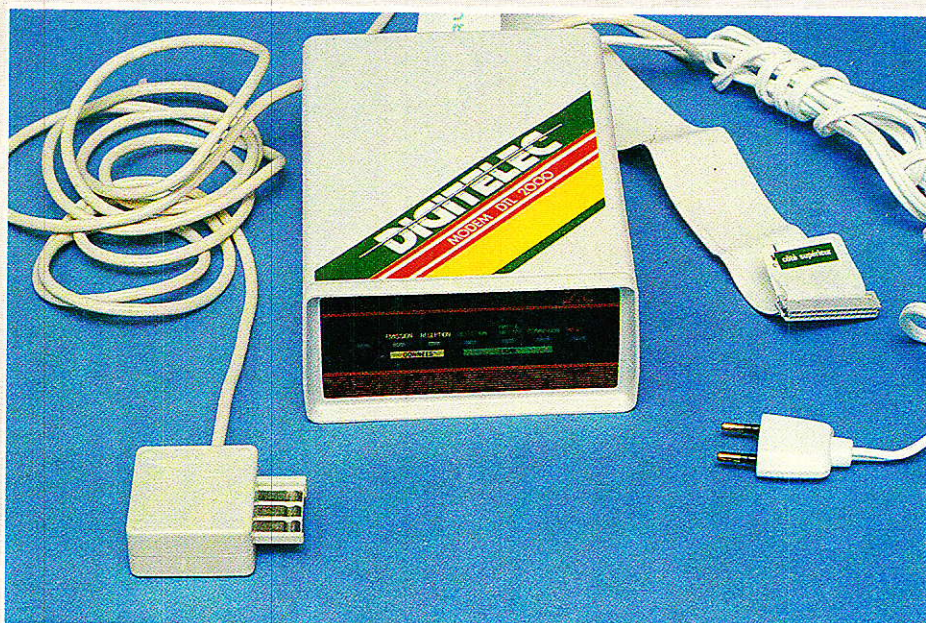
Entre autres usages, la prise DIN « péri-informatique » dont sont équipés tous les MINITEL permet de télécommander pratiquement toutes les fonctions de l'appareil.

Bien-sûr, un micro-ordinateur est l'instrument idéal pour profiter au maximum des possibilités de cette prise, mais des choses fort intéressantes peuvent tout de même être faites avec des moyens beaucoup plus modestes.

Nous allons étudier ici le cas d'une carte microprocesseur simplifiée, programmée de façon à pouvoir envoyer au MINITEL une séquence de codes suffisamment longue pour offrir un maximum d'applications pratiques sans complications superflues.

Bien évidemment, un programmeur d'EPROM sera nécessaire lors de la construction du montage, qui sera par contre tout à fait autonome par la suite.





Une prise « à tout faire »

Nos lecteurs habituels savent bien que la prise DIN placée à l'arrière du MINITEL est une **entrée-sortie série** plus ou moins comparable aux ports RS 232 dont sont équipés certains ordinateurs.

Elle permet d'envoyer vers le MINITEL, ou d'en recevoir, des données à une vitesse qui est le plus souvent 1200 bauds. Grâce à tout un jeu d'**aiguillages** internes, cette prise peut être mise en communication avec pratiquement tous les éléments du MINITEL : clavier, écran, modem, et bien sûr microprocesseur incorporé.

Tous les échanges d'informations transitant par cette prise se font dans un code particulier appelé **langage protocole**, qu'il ne saurait être question d'étudier ici dans le détail, mais dont il est possible d'extraire quelques applications intéressantes.

Nous nous limiterons à exploiter les possibilités de cette prise en mode « entrée de données », ce qui permet notamment :

- d'afficher des messages sur l'écran
- d'envoyer des données ou des commandes en ligne
- de télécommander certaines fonctions internes du MINITEL et même, sur certains modèles, de « retourner » le modem ce qui permet de réaliser un mini-serveur ou de dialoguer entre MINI-

TELS via le réseau téléphonique (conversations entre sourds, échanges de fichiers ou de textes, etc.).

Tout cela est habituellement fait par un micro-ordinateur, mais nous allons envisager ici une solution bien plus simple.

Une séquence de codes bien précise :

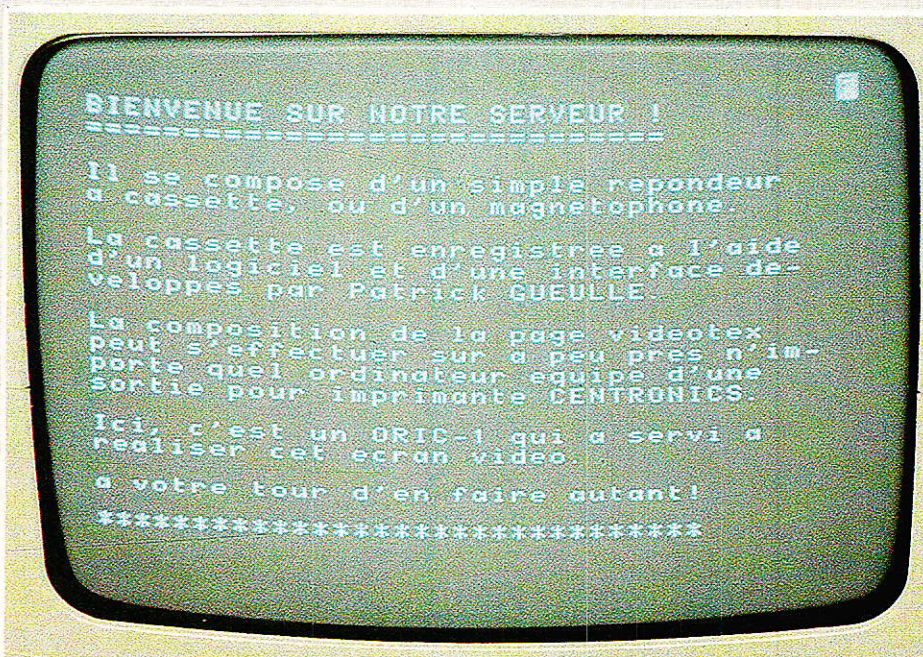
Si on se donne la peine d'étudier le besoins des différentes catégories d'utilisateurs de MINITEL, on constate que chacun ne se sert que d'une très faible partie des possibilités techniques de l'appareil.

On peut en déduire qu'un montage capable d'émettre une seule séquence de codes vers la prise DIN sera en général suffisant, chacun conservant évidemment le choix du contenu de cette séquence.

Monsieur X, par exemple, souhaitera uniquement retourner le modem, et prendre la ligne téléphonique lorsque son téléphone sonne : le mini-serveur ainsi réalisé permettra à tout possesseur d'un MINITEL de lui laisser un court « téléx » sur son écran lorsqu'il est absent !

Monsieur Y préférera n'avoir qu'un bouton à presser pour composer en toute discrétion son code confidentiel bancaire, tandis que Monsieur Z cherche peut-être tout simplement à actionner régulièrement la touche « répétition » pour ne pas être coupé entre démonstrations sur son stand.

D'autres utilisateurs préféreront peut-être que le numéro TRANSPAC de leur serveur favori se compose tout seul, à moins qu'ils ne souhaitent envoyer à 1200 bauds des textes composés sur leur ordinateur habituel et stockés provisoirement sur disquette... Pour émettre une séquence de quelques dizaines de caractères sur simple fermeture d'un contact, un système relativement simple est suffisant : un microprocesseur et ses circuits annexes, une mémoire EPROM programmée comme il



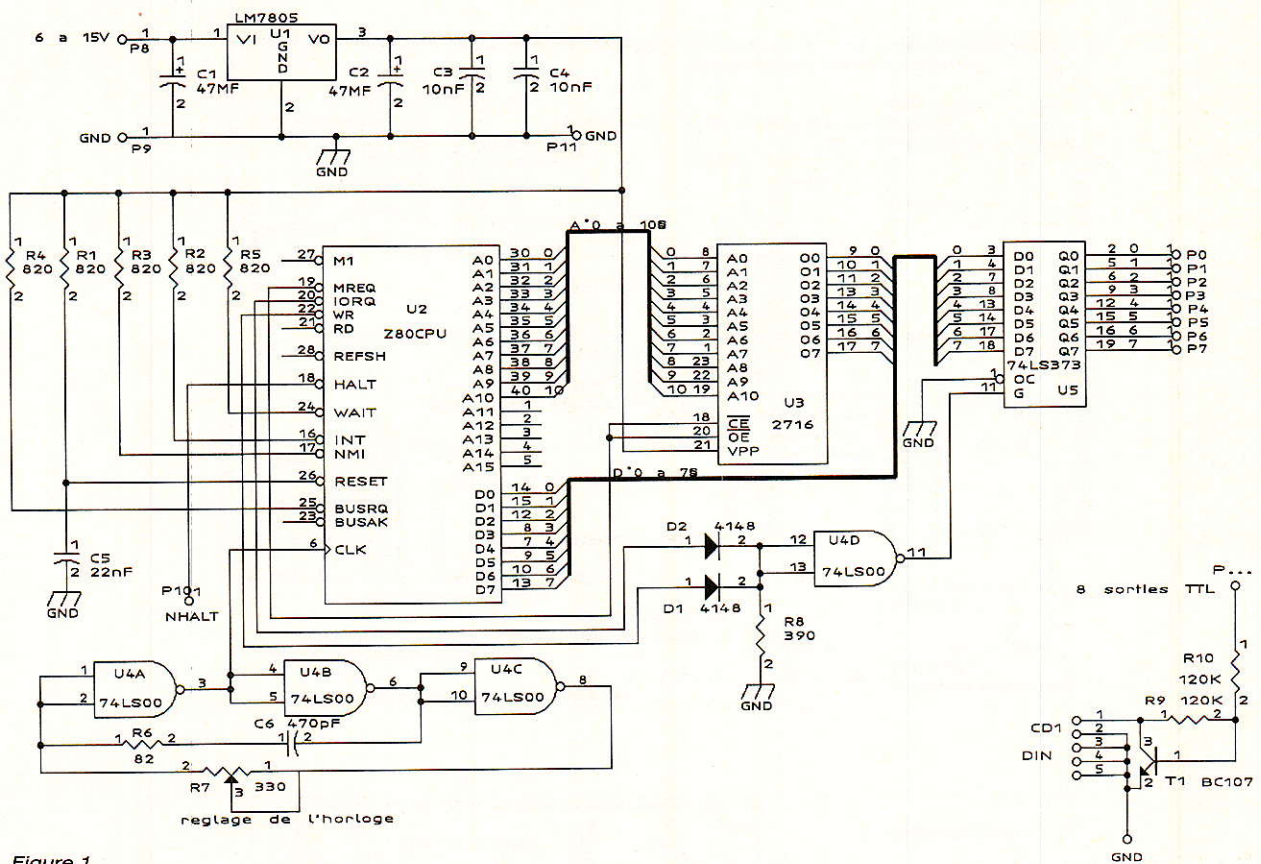


Figure 1

convient, et un port de sortie. Pas besoin de port d'entrée, car le démarrage du cycle peut être commandé par simple mise sous tension du montage.

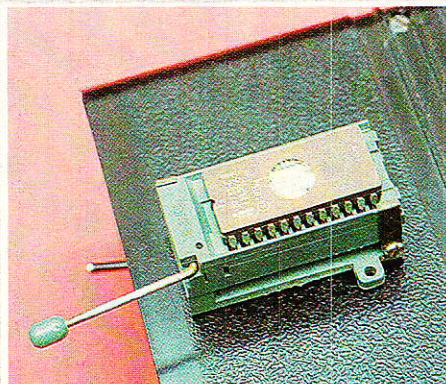
Pas besoin de mémoire RAM non plus si on accepte de compliquer un peu le logiciel pour se passer de pile machine.

La solution que nous avons retenue fait appel à un microprocesseur Z80 et à une EPROM de type 2716, le tout permettant l'émission d'une séquence pouvant comporter jusqu'à 65 codes. C'est plus qu'il n'en faut pour la plupart des applications, mais il faut savoir que par simple adjonction d'une mémoire RAM, un logiciel plus simple permettrait d'aller jusqu'à plusieurs centaines de codes, toujours avec une 2716.

Le matériel :

Le schéma de la figure 1 rappellera certainement de vieux souvenirs à nos lecteurs réguliers : une carte microprocesseur très voisine a en effet été utilisée dans notre série d'articles consa-

crée à la construction d'un téléphone électronique modulaire. En effet, dans ce genre d'applications, une même carte électronique peut remplir des fonctions diamétralement opposées par simple programmation différente de la mémoire EPROM.



Le montage qui nous a servi à composer des numéros de téléphone va donc maintenant émettre des caractères à 1200 bauds vers le MINITEL!

Pour ce faire, il faut tout de même lui adjoindre un très simple circuit d'adaptation, car l'entrée du MINITEL n'est pas exac-

tement conforme au standard TTL : soyons prudents, d'autant que le schéma exact varie d'un modèle à l'autre...

Le circuit imprimé de la figure 2 est du type double face, mais facilement reproductible par les moyens les plus répandus. Le nombre de composants, implantés selon la figure 3, a été réduit à un strict minimum afin de compresser le prix de revient de l'ensemble :

- un régulateur « 3 pattes » 7805 alimente l'ensemble de la carte sous 5 volts, à partir d'une tension extérieure pouvant être comprise entre 7 et 15 V environ (typiquement une pile 9 V). Il pourra être supprimé si du 5 V de bonne qualité est disponible (par exemple sur la prise DIN des modèles les plus récents de MINITEL).

- un 74LS00 regroupant un inverseur et l'oscillateur d'horloge à réseau RC (pas de quartz). La fréquence n'est pas vraiment critique, mais importante : en principe une résistance R7 de 330 ohms fait merveille, mais la dispersion sur les valeurs des autres composants peut nécessiter un léger ajustement.

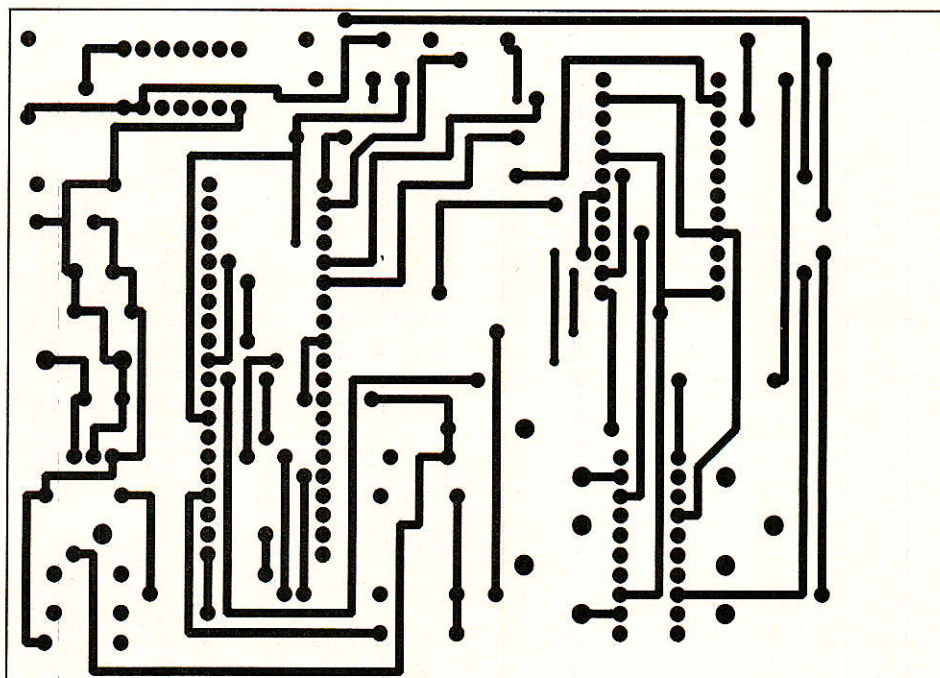
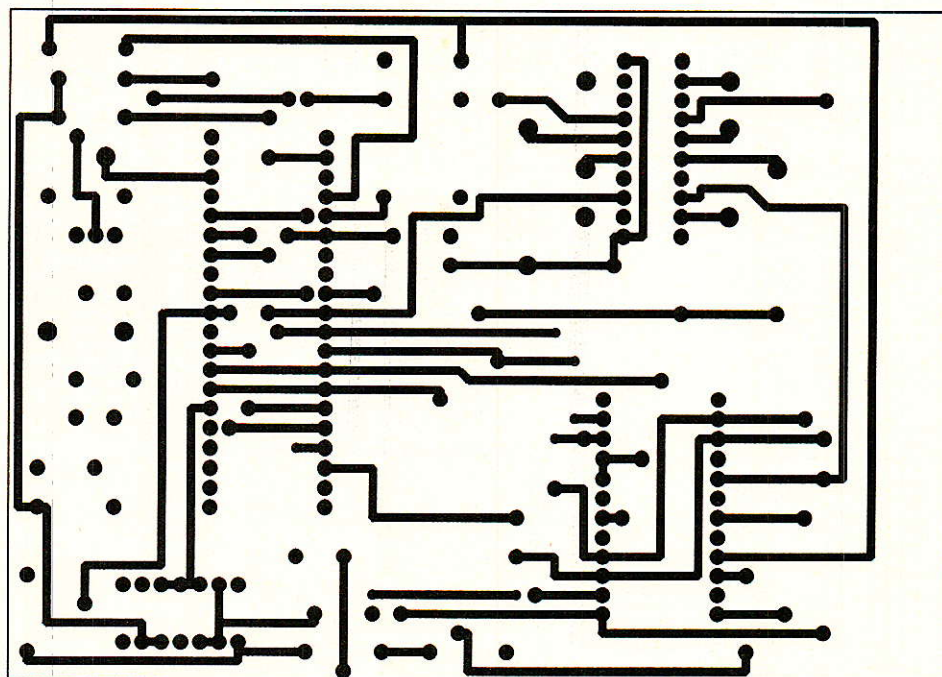


Figure 2

Il faut obtenir une durée de 0,83 ms pour les bits émis par le logiciel qui va être décrit.

- un port de sortie 74LS373 dont seule une voie sur huit sera utilisée (par exemple P3).
- une unité centrale Z80 CPU, bien sûr.
- une mémoire EPROM de type 2716 programmée selon les instructions qui vont suivre.
- quelques composants annexes :



une porte à diodes et quelques éléments RC.

Le circuit d'interface complémentaire se câble pour sa part sur le petit circuit imprimé de la **figure 4**, selon l'implantation de la **figure 5** : une embase DIN est directement soudée sur la carte, ce qui permet de raccorder le MINITEL par n'importe quel câble HIFI muni de deux fiches 5 broches.

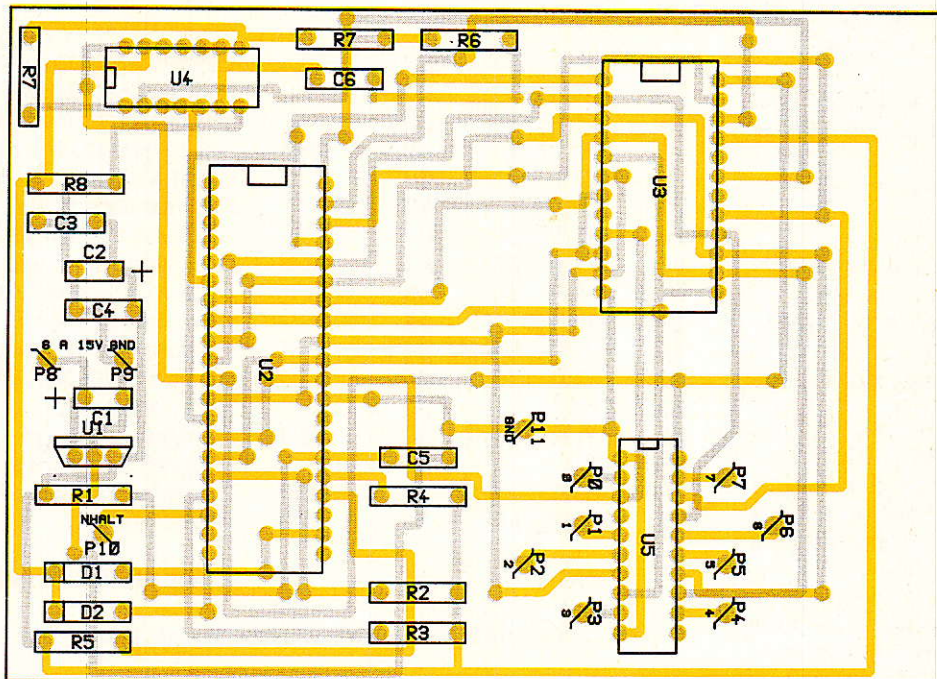
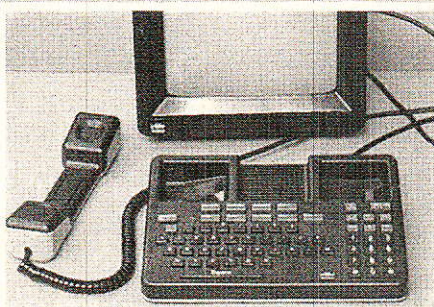


Figure 3



Ce petit module, qui nous avait déjà servi à brancher un SPECTRUM sur le MINITEL, se raccorde à la carte microprocesseur par deux fils : la masse et une sortie, par exemple P3.

Le logiciel :

Tant que la mémoire 2716 n'est pas programmée, la partie matérielle qui vient d'être décrite

ne peut strictement rien faire. Le contenu de la mémoire doit être personnalisé en fonction de la séquence de codes que chacun souhaite faire émettre au montage, mais toute une partie sera évidemment commune.

Le cœur du logiciel est la routine de transmission à 1200 bauds dont le détail est donné à la **figure 6** : implantés à partir de la première adresse de l'EPROM, ces 30 octets constituent un programme en langage machine qui va s'exécuter dès la mise sous tension de la carte.

La valeur numérique placée à l'adresse 1 «ici 13» doit être comprise entre 0 et 127, car elle n'est rien d'autre que le code décimal d'un caractère ASCII à 7 bits (ici, un « retour chariot »).

La routine transforme ce « septet » en « octet » dont le huitième bit est positionné selon la règle de parité imposée par le protocole de communication du MINITEL.

Cet octet est enfin transmis en série à 1200 bauds, encadré d'un bit de START et d'un bit de STOP.

Cette routine a été mise au point sur un SPECTRUM, ce qui explique le choix du port N° 254 pour les informations. En fait, sur notre carte microprocesseur, n'importe quel port ferait l'affaire puisque la ligne $\overline{IORQ}$ pilote

directement le buffer de sortie, sans décodage d'adresse!

Les huit sorties de la carte véhiculent la même information, puisque le port reçoit des 0 et des 255 : il serait facile de faire en sorte que seule la sortie P3 soit concernée.

S'il ne s'agissait que d'émettre un seul caractère, il suffirait d'ajouter ici une instruction HALT (code décimal 118) pour que le microprocesseur s'arrête.

Pour émettre d'autres caractères, nous allons tout simplement recopier cette routine autant de fois que nécessaire, en modifiant seulement les deux octets constituant l'argument de l'instruction JP PE (adressage direct) : en fait, il faut augmenter cet argument de 30 unités à chaque fois, pour suivre le déplacement de la routine dans la mémoire.

Bien sûr, le second octet de chaque nouvelle routine sera chargé avec chaque nouveau

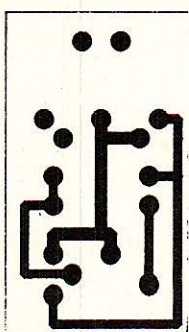


Figure 4

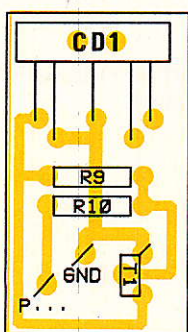
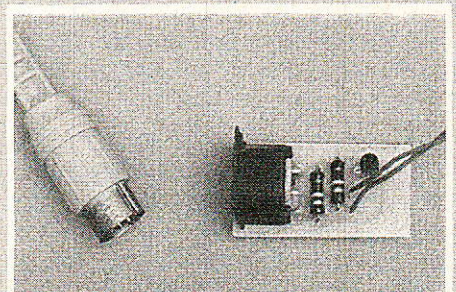


Figure 5



caractère à transmettre, et on n'oubliera pas d'insérer un HALT à la fin de la dernière routine et d'elle seule.

Pour des raisons de fiabilité de transmission, il est souhaitable que les deux premiers codes émis soient des « retour chariot » (code 13).

S'il ne s'agissait que de transmettre deux ou trois caractères, il serait très possible de programmer l'EPROM à la main, grâce à n'importe quel programmeur même fort simple.

Certaines applications intéressantes exigent cependant une trentaine d'octets, soit la moitié de la 2716 qui peut accueillir 65 routines « utiles ».

Bien sûr, en ajoutant une mémoire RAM et en utilisant des instructions CALL, il serait possible de réduire considérablement le nombre d'octets à programmer, la routine de la **figure 6** devenant un simple **sous-programme**.

Nous n'avons pas voulu compliquer ainsi la partie matérielle, ce qui nous a obligé à reporter la difficulté sur le logiciel. Un peu de programmation Basic permet facilement de mettre au point le contenu de la 2716 sur ordinateur, le transfert en EPROM pouvant être effectué à l'aide d'un programmeur adaptable sur la machine, tel que celui qui a été décrit dans cette même revue.

Pour notre part, nous avons utilisé un ZX 81, appareil on ne peut plus répandu, doté de 2K-octets supplémentaires de mémoire vive implantés à partir de l'adressé « classique » 8192, et le programmeur d'EPROM très simple que nous avons décrit dans notre ouvrage « Robotisez votre ZX 81 » (ETSF éditeur).

Bien que ce matériel très peu coûteux soit fort répandu chez nos lecteurs, nos programmes pourront facilement être adaptés à d'autres machines et à d'autres zones mémoire.

Le programme BASIC de la **figure 7** sert à la **saisie manuelle** des 30 octets de la routine, rappelés pour plus de sûreté dans une ligne REM qu'il n'y a évidemment pas lieu de frapper.

0	LD A,13	62	13	septet à transmettre dans A
2	AND A	167		recherche de parité
3	JP PE,8	234	8	saut si parité paire
6	SET 7,A	203	255	bit de parité forcé à 1
8	LD C,A	79		octet avec parité dans C
9	AND A	167		flag de retenue à 0 (bit start)
10	LD B,11	6	11	11bits à transmettre
12	LD A,255	62	255	port de sortie à 1
14	JR NC,18	48	2	saut si bit retenue à 0
16	LD A,0	62	0	port de sortie à 0
18	OUT (254),A	211	254	transfert sur port 254
20	LD D,115	22	115	tempo 1200 bauds
22	DEC D	21		temporisation
23	JR NZ,22	32	253	bouclage tempo
25	SCF	55		flag de retenue à 1 (bit stop)
26	RRC	203	25	bit suivant dans flag retenue
28	DJNZ,12	16	238	bit suivant
	HALT	118		arrêt en fin de séquence ASCII

Figure 6 : détail de la routine de transmission 1200 bauds

```

1      rem routine machine
10     let l = 10210
20     input a
30     poke l, a
40     let l = l + 1
50     go to 20
60     rem 30 octets à entrer :
70     rem 62/13/167/234/8/0/203/255/79/167/6/11
        rem 62/255/48/2/62/0/211/254/22/115/21/32/253
        rem 55/203/25/16/238
80     REM (c) 1987 P. Gueulle

```

Figure 7

```

1      rem préparation mémoire
5      fast
10     for k = 0 to 1980 step 30
20     for f = 0 to 29
30     poke 8192 + k + f, peek (10210 + f)
40     next f
50     next k
60     for f = 8196 to 10176 step 30
70     let h = 0
80     let k = f - 8188
90     if k > 255 then let h = int (k/256)
100    let b = k - (h * 256)
110    poke f, b
120    poke f + 1, h
130    next f
140    poke 10202, 118
150    slow
160    rem (c) 1987 P. Gueulle

```

Figure 8

Sur d'autres machines que le ZX 81, cette partie de programme pourrait avantageusement être transformée pour tirer parti des possibilités de l'instruction DATA.

Cette routine est provisoirement stockée à partir de l'adresse 10210, c'est-à-dire tout à fait en fin de bloc de 2K-octets commençant à 8192.

Le programme de la **figure 8**, chargé à la place du précédent pour permettre l'usage d'un ZX 81, limité à 1 K de mémoire vive principale, effectue une sorte de « formatage » des 2K-octets situés à partir de 8192: il recopie 67 fois la routine de transmission, mais modifie à chaque fois l'argument de l'instruction JP PE. Cela fait, il termine le programme par un HALT à l'adresse 10202. Notons que le « modèle » de la routine n'est pas effacé: on perd la place d'un caractère de la séquence, mais cette référence peut servir par la suite. Si vous n'êtes pas de cet avis, vous pouvez passer à 68 copies...

Le programme de la **figure 9**, chargé à la place du précédent, se charge de la véritable « personnalisation » du logiciel: les codes décimaux (0 à 127) entrés au clavier vont venir « écraser » les « retour chariot » placés provisoirement dans le second octet de chaque routine de transmission, les deux premiers exceptés. Si moins de 65 octets sont entrés, la fin de la séquence reste composée de retours chariot (code 13).

Il ne reste donc plus qu'à transférer dans une 2716 vierge, les 2048 octets implantés à partir de l'adresse 8192, à l'aide de l'équipement approprié.

Sitôt programmée, cette mémoire peut être montée sur la carte microprocesseur, qui sera alors mise sous tension: une diode LED alimentée par la sortie P₃ à travers une résistance de 330 ohms doit alors s'éclairer pendant un peu moins d'une seconde. A l'oscilloscope, on voit nettement un train de bits dont chacun doit durer 0,83 ms: le cas échéant, retoucher la fréquence d'horloge.

Que mettre dans la séquence ?

Pour les premiers essais (et notamment pour vérifier le bon réglage de la fréquence d'horloge), il est commode de programmer une ou deux lignes de texte, en utilisant pour chaque caractère le code ASCII extrait de la **figure 10**.

Une bonne connaissance des jeux de caractères annexes du MINITEL pourrait même permettre de faire afficher des graphismes, ou d'actionner l'avertisseur sonore.

Une fois ce test passé avec succès (hors ligne!), on pourra effacer l'EPROM et la reprogrammer avec des séquences plus utilitaires, mais qui pourront tout de même contenir de brefs messages destinés à l'écran.

La **figure 11** donne quelques exemples de séquences intéressantes, qui peuvent bien sûr être combinées en les mettant tout simplement bout à bout.

La première n'est efficace que sur certains MINITELS, récents (notamment les « Radiotechnique »), mais offre un grand intérêt: elle provoque le retourne-

32	espace	79	O
33	!	80	P
34	"	81	Q
35	#	82	R
36	\$	83	S
37	%	84	T
38	&	85	U
39	'	86	V
40	(	87	W
41	)	88	X
42	*	89	Y
43	+	90	Z
44	,	91	[
45	-	92	\
46	.	93	]
47	/	94	
48	0	95	-
49	1	96	a
50	2	97	b
51	3	98	c
52	4	99	d
53	5	100	e
54	6	101	f
55	7	102	g
56	8	103	h
57	9	104	i
58	:	105	j
59	;	106	k
60	<	107	l
61	=	108	m
62	>	109	n
63	?	110	o
64	@	111	p
65	A	112	q
66	B	113	r
67	C	114	s
68	D	115	t
69	E	116	u
70	F	117	v
71	G	118	w
72	H	119	x
73	I	120	y
74	J	121	z
75	K	122	{
76	L	123	}
77	M	124	
78	N	125	

Figure 10

ment du modem (normalement commandé par la ligne), et la connexion du MINITEL autrement dit la prise de ligne.

Effectuée pendant que votre téléphone sonne, cette manœuvre fera entendre à votre correspondant la tonalité aiguë caractéristique d'un « serveur » (celle que l'on obtient en composant le « 11 »). S'il presse la touche « connexion-fin » de son MINITEL, il pourra faire apparaître un message sur votre écran, en le frappant sur son clavier!

Pour qu'un véritable dialogue puisse s'établir, il faudra cependant compléter la séquence par les commandes « d'aiguillage » données également à la **figure 11**, avec en prime un petit message « PRÊT! » bien utile pour vérifier que tout se passe bien.

Ces 31 octets transforment donc notre carte microprocesseur en un véritable « retourneur de

```

1      rem programmation ascii
10     let l = 1
20     let f = 8253
30     CLS
40     print « code décimal no ; l ; ? »
50     input c
60     poke f, c
70     let l = l + 1
80     let f = f + 30
90     IF f > 10173 then go to 200
100    go to 30
200    print « termine »
300    rem (c) 1987 P. Gueulle

```

Figure 9

modem », ouvrant de vastes horizons à votre MINITEL, désormais capable d'émettre à 1200 bauds (mais ne recevant plus qu'à 75...).

Connectez-vous à un autre MINITEL, à un modem 1200 bauds, devenez à votre tour « serveur » amateur : la voie est ouverte !

Si vous deviez cependant émettre des codes supérieurs à 127 (ou inférieurs à 32), il vous faudrait utiliser la première séquence de la **figure 12**, qui ordonne au MINITEL d'ignorer les commandes pouvant correspondre aux N prochains octets : il les transmet de façon « transparente » et c'est tout !

Quelques séquences, enfin, pour libérer la ligne téléphonique, ou pour simuler l'appui sur certaines touches du clavier.

Conclusion

Les séquences que nous venons de révéler ici ne sont que des exemples, choisis toutefois en tenant compte de leur réelle utilité pratique. On peut en imaginer des centaines d'autres,

mais à la condition de bien maîtriser le « langage protocole » du MINITEL. Sans en arriver là, beaucoup de choses peuvent être faites en combinant ces quelques séquences de base avec des

caractères ASCII courants (lettres et chiffres : votre MINITEL n'a pas fini de vous étonner !

Patrick GUEULLE

27 57 111 27 57 104	retournement et connexion du modem
27 59 97 90 83	prise vers modem
27 59 97 88 81	clavier vers écran
27 59 97 88 83	prise vers écran
27 59 97 88 82	modem vers écran
80	P
82	R
69	E
84	T
33	!

Figure 11 : quelques exemples de séquences intéressantes

27 58 102 N	passage « transparent » de N octets
27 57 103	déconnexion du modem (libération ligne)
19 65	touche ENVOI
19 67	touche REPETITION
19 73	touche CONNEXION-FIN

Figure 12 : encore quelques séquences remarquables

Nomenclature

Résistances

R₁ : 120 kΩ
R₂ : 820 Ω
R₃ : 820 Ω
R₄ : 820 Ω
R₅ : 820 Ω
R₆ : 82 Ω
R₇ : 1 kΩ aj. ou 330 Ω
R₈ : 390 Ω
R₉ : 120 kΩ
R₁₀ : 120 kΩ

Condensateurs

C₁ : 47 μF
C₂ : 47 μF
C₃ : 10 nF
C₄ : 10 nF
C₅ : 22 nF
C₆ : 470 pF

Transistor

T₁ : BC 107

Circuits intégrés

CI₁ : 7805 reg. 5 V
CI₂ : Z 80 CPU
CI₃ : 2716 à programmer
CI₄ : 74 LS 00
CI₅ : 74 LS 373

Autres semiconducteurs

D₁, D₂ : 1N 4148

Divers

1 emb. DIN 5 br CI
Cordon DIN 2x5 br.

INFOS

PBM ou mémoire pour minitel

Le PBM se branche directement sur la prise péri-informatique de votre Minitel.

Il permet :

- de contrôler le temps passé et le nombre d'unités dépensées.
- de mémoriser jusqu'à 99 pages écran. Ces images, une

fois mises en mémoire, peuvent être lues page par page en étant déconnecté du réseau.

— de créer votre propre page écran, pour la réalisation d'un agenda ou d'une page réponse préparée d'avance. Cette page peut être mémorisée et intégrée comme une page arrivant du serveur.

— de brancher une imprimante (n'importe quel modèle ayant une sortie parallèle) afin d'éditer les pages que vous aurez sélectionnées.

Prix : 1175 F TTC

Pour de plus amples informations, contacter :

Inter Composants
51, rue de la Vanne
92100 MONTRouGE
Tél. : 46.55.80.24



Amélioration de notre détecteur de métaux

Notre numéro 479 d'octobre vous proposait d'entreprendre la réalisation d'un

détecteur de métaux à compensation de l'effet de sol, une amélioration d'une première version parue voici quelques années.

La partie concernant la réalisation pratique devait être publiée dans notre dernier numéro, mais des problèmes (liés à la fabrication de la revue), ont contrarié ces projets. Nous prions nos lecteurs de nous en excuser. Voici donc ce chapitre réalisation, indiquons que la confection de la tête de détection devra faire l'objet de vos soins les plus attentifs.

La réalisation pratique

Un détecteur de métaux destiné à la « chasse aux trésors » est composé d'une tête de détection, d'une canne de liaison — tête-boîtier de commande —, d'un boîtier contenant la partie électronique et d'une poignée. Votre nouvel appareil a été conçu pour être apparement strictement identique au précédent. C'est ainsi que toute la partie mécanique est similaire : boîtier,

canne, poignée et la façon de fixer la tête. Les lecteurs qui ont déjà réalisé le premier appareil et qui sont tentés par le nouveau n'auront à fabriquer que la tête de détection, la platine électronique et la face supérieure comportant les commandes et la poignée.

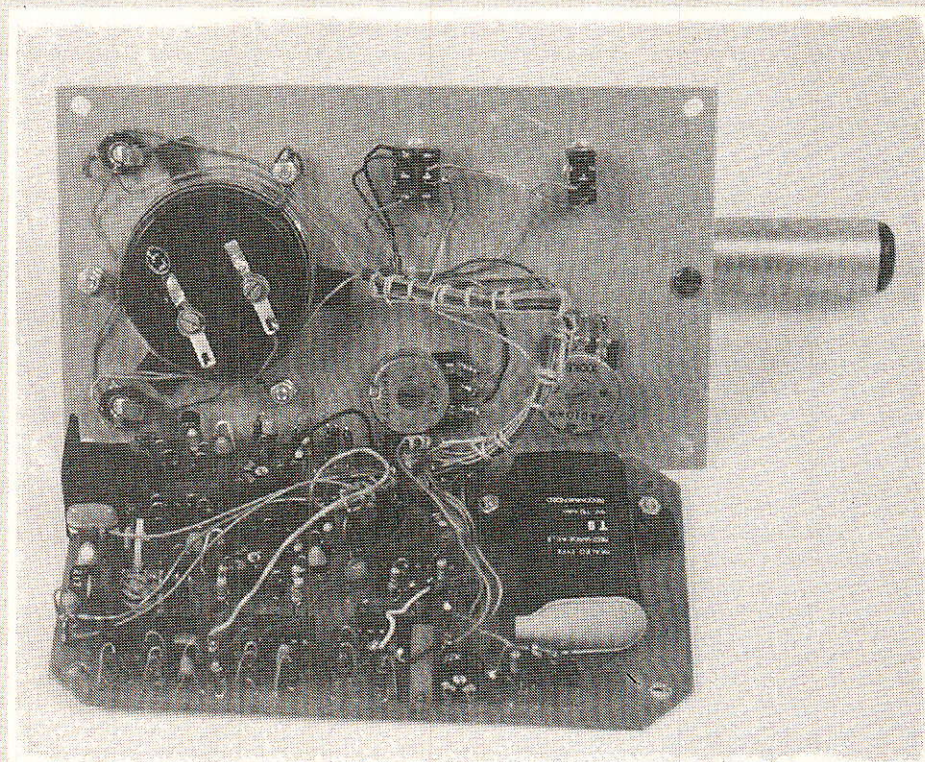
● La tête de détection

Les matériaux utilisés sont toujours le contreplaqué (CTP), le carton et le polystyrène choc ou styron. Les collages sont réalisés à l'aide de colle universelle genre

Limpidol ou schotch pour les assemblages carton-carton ou carton-bois, et d'une colle spéciale pour polystyrène-choc genre UHU Plast pour des collages styron-styron ou styron-bois.

● La self d'émission.

Les pièces à réaliser pour la self d'émission sont décrites à la figure 13. La figure 14 montre le circuit imprimé qui servira de points d'encrage aux fils du câble de liaison tête-boîtier ainsi qu'aux composants installés dans la tête de détection. La figu-



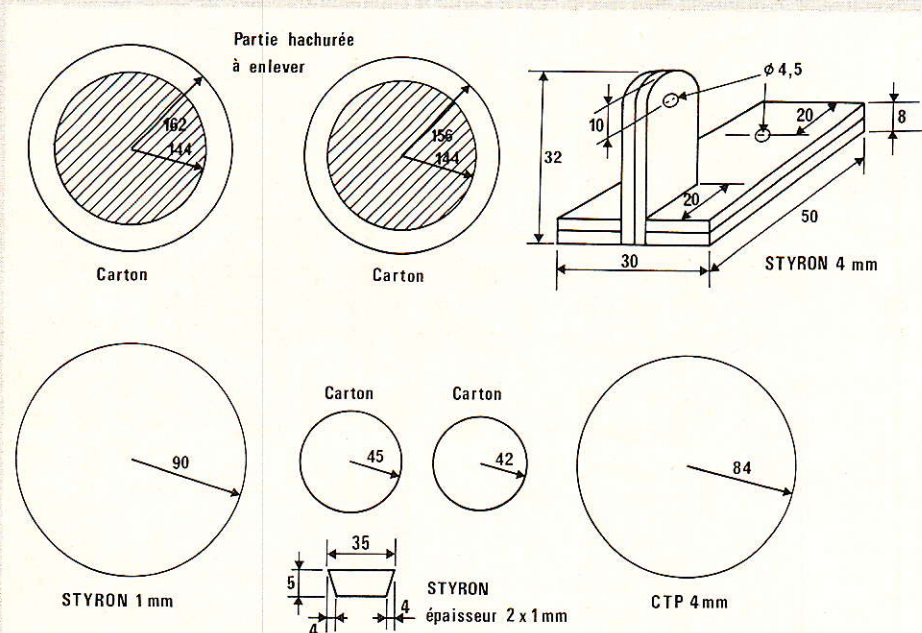


Figure 13

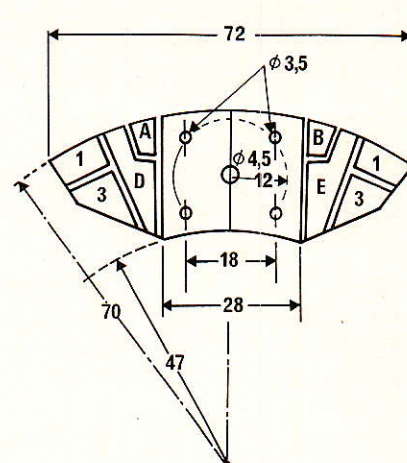


Figure 14

re 15 indique les trous à percer dans le CTP et le styron ainsi que les cercles à tracer pour centrer correctement les pièces de carton sur le CTP. La figure 16 représente une vue en coupe de l'émetteur.

Après avoir découpé les différentes pièces, les avoir collées et laissées sécher, tracer le sens d'enroulement du fil (figure 7) et enfoncez des pointes sans tête aux points marqués A, B, et C sur la grande bobine de l'émetteur. Bobine 66 spires en partant de A pour arriver en B en respectant scrupuleusement le sens de bobinage indiqué puis 22 spires entre B et C (voir détails article précédent).

• Les récepteurs.

Découper les 6 pièces de carton nécessaires à la confection des 2 récepteurs. Percer avant collage les trous marqués 1, 2, 3, et porter le sens d'enroulement des bobinages sur les joues des récepteurs. Les perçages sont différents selon les récepteurs (voir figure 17). Coller les 3 pièces.

Bobiner 85 spires suivant le sens indiqué en partant du trou n° 1 pour arriver au trou n° 2, repartir du trou n° 2 et bobiner 85 spires pour arriver au trou n° 3 (voir détails article précédent). La mise en place des récepteurs dans la tête interviendra ultérieurement.

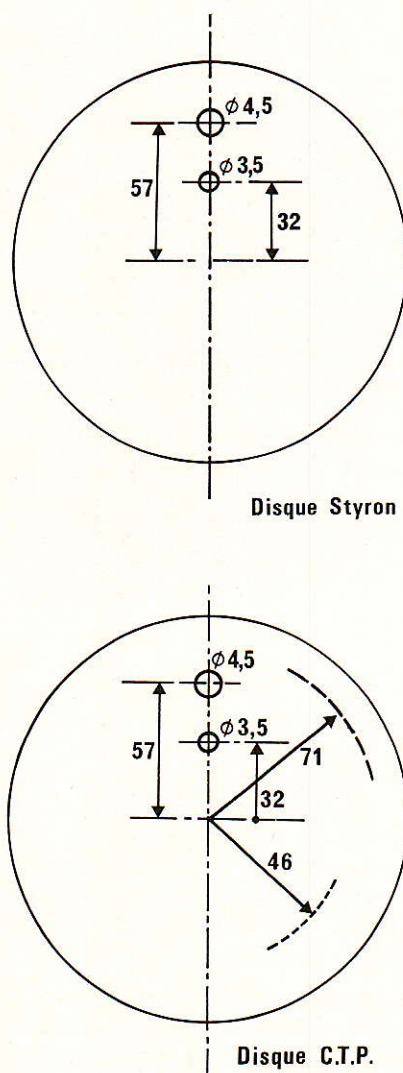


Figure 15

• Le circuit imprimé.

Il est représenté à la figure 18. Seule la méthode de reproduction photographique paraît réaliste compte-tenu de la densité des composants.

• La mise en place des composants.

Plutôt que d'insérer la totalité des composants sur la carte (figure 19), il serait plus sage de procéder par étape.

1°) monter tous les straps.

2°) monter les composants de l'alimentation + 6 V et d'oscillateur (IC₁ et composants périphériques, T₅ et ses composants et la fiche DIN femelle).

Réglage

Mettre RV₁ à mi-course. Brancher l'alimentation +9 volts. Régler RV₁ pour avoir + 6 volts aux bornes de C₁.

Brancher la tête sans les récepteurs. Mettre RV₂ à mi-course. Alimenter. S'assurer à l'oscilloscope que l'oscillateur fonctionne en mettant la sonde aux bornes de R_s.

Lorsque RV₂ est à sa valeur minimum, l'amplitude est maximale. En augmentant la valeur de RV₂, l'amplitude diminue. Sur une certaine plage, l'amplitude varie très peu puis elle diminue rapidement jusqu'au décrochage (si la tension de pincement est très faible, il arrive que l'oscillation ne décroche pas). Revenir en arrière et régler à mi-course

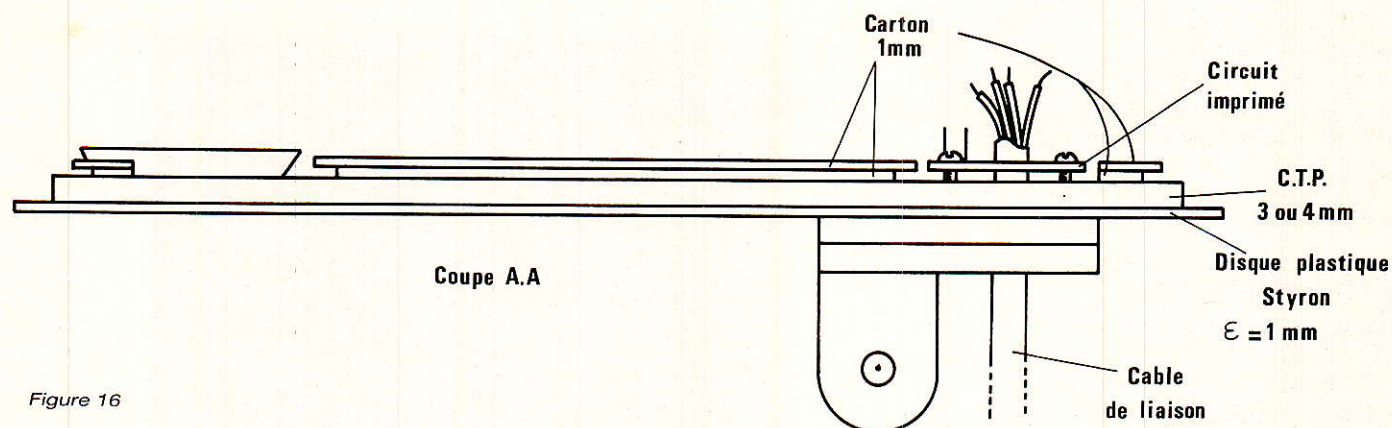


Figure 16

entre les positions où l'amplitude commence à descendre rapidement et celle où les oscillations cessent. Rappelons que RV₂ sert à compenser T₅ en température. Un réglage de RV₂ à mi-course convient dans 95 % des cas.

3° Monter IC₄ et les composants relatifs à IC_{4/4} (figure 3). S'assurer que l'on a bien + 3 volts aux bornes de C4 et + 3 volts aux bornes de C3.

4° Monter IC₂ et IC₃ et les composants relatifs au récepteur 1 entrée D. Ne pas oublier R₂₆ qui est à placer côté cuivre entre IC₃ borne 8 marquée sur le plan d'interconnexion des composants et la borne de T₉ marquée aussi.

Réglage

Ne pas brancher la tête. Régler RV₄ pour avoir + 0,4 volts entre masse et R₃₁ côté borne 8 de IC₃.

5° Monter les composants relatifs à la voie 2 entrée E. Ne pas oublier R₁₄ entre la borne 7 de IC₃ et la base de T₈, marquées côté de cuivre. Régler RV₃ pour avoir + de 0,4 volts entre masse et R₁₉ côté borne 7 de IC₃.

6° Monter le reste des composants sauf IC₆ et IC₇ et les composants associés (partie sonore). Mettre un strap entre 3 et 4. Monter une résistance de 100 kΩ entre 1 et 2. Ne pas brancher la tête.

Réglage

Mesurer la tension aux bornes de R₄₁. On doit lire + 0,8 volts par rapport à la masse. Court-circuiter la résistance de 100 kΩ mise entre les picots 1 et 2. On doit toujours lire 0,8 volt. Brancher votre contrôleur entre - V et la borne 1 de IC₅. Tourner RV₅ jusqu'à obtention de + 6 volts,

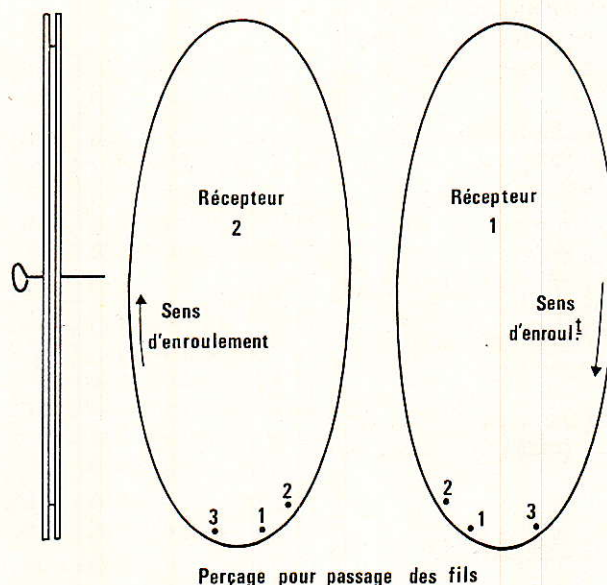
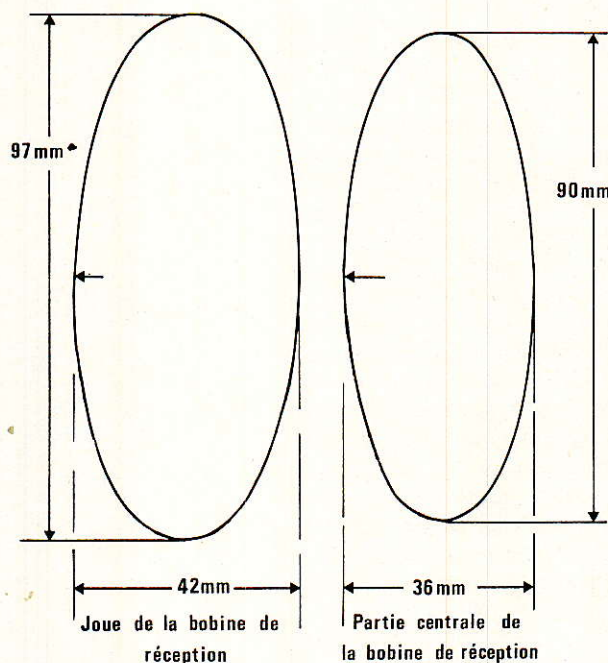


Figure 17

revenir en arrière jusqu'au moment où la tension tombe à 0 volt. Continuer de tourner de 1 tour dans le même sens. S'assurer que la borne 7 est aussi à zéro volt. Ce réglage sera parfait lorsque la partie sonore sera branchée.

7° Monter IC₆ et IC₇ et leurs composants.

Réglage 1.

Le milieu de fenêtre.

Relier ensemble les picots 9-12-13. Insérer une résistance de 47 k Ω entre 10 et 13 à la place du potentiomètre de volume. Monter un HP ou casque entre + HP et - V. Ne pas brancher la tête. Faire la liaison P1 + P2.

Si le réglage précédant avec RV₅ est correct, vous ne devez entendre aucun son. La tension d'entrée du discriminateur à fenêtre est à l'intérieur de la fenêtre d'où AA = 0 et BB = 0. Tourner RV₅ pour entendre un son aigu ou grave. Régler alors RV₇ pour un son minimum. Refaire le réglage de RV₅. Pour ceci tourner la vis de réglage jusqu'à obtention du silence. Continuer dans le même sens pour obtenir un son différent du précédent. Repérer la position de passage silence-son. Revenir en arrière en comptant le nombre de tours, (au 1/4 de tour près) jusqu'à l'obtention à nouveau, d'un son. Diviser le nombre par 2 et repartir dans l'autre sens du résultat obtenu. L'entrée est ainsi parfaitement centrée dans la fenêtre. Ce réglage sera refait après 48 heures de fonctionnement : il restera ensuite stable durant de nombreuses années.

Réglage 2.

Test sonore de l'alimentation.

Faire la liaison P1-8. Régler l'alimentation de P1 à 8 volts. Régler RV₆ à la limite de silence-grave. Ainsi, lorsque la tension de l'alimentation approchera les 8 volts, l'appareil restera silencieux, dès que le son reviendra, la tension deviendra très rapidement insuffisante. Dès 7, 9 volts, la régulation ne fonctionne plus et l'appareil devient instable.

La carte est terminée et réglée.

La mise en place des récepteurs.

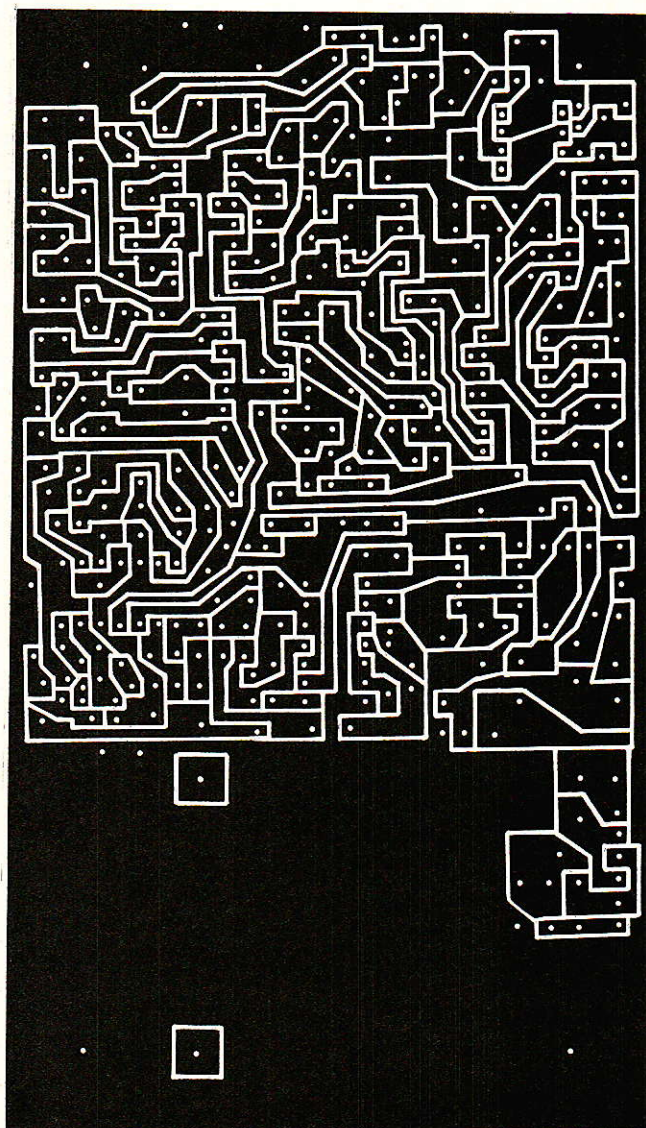


Figure 18

L'utilisation d'un oscilloscope double trace est indispensable pour la mise en place des récepteurs. L'amplitude et la phase des signaux issus des récepteurs sont à contrôler simultanément.

Monter les deux récepteurs ainsi que les composants R₈, R₂₀, C₉, C₁₈, C₁₀ et C₁₉ conformément à la figure 20. Faire bien attention à ne pas intervertir les fils. Laisser plus de mou dans les fils de liaison qu'indiqué à la figure 20.

Brancher la tête. Mettre une résistance de 100 k Ω entre 1 et 2. Placer les sondes aux bornes de D₂ et D₄. Mettre un multimètre aux bornes de R₄₁. Supprimer la liaison P1-P2 pour la tranquillité

des oreilles. Positionner les récepteurs sur l'émetteur pour avoir IMPÉRATIVEMENT :

— deux signaux d'amplitude égale : environ 2,5 volts crête à crête ;

— deux signaux en opposition de phase parfaite ;

— un clou en fer de 4 à 5 cm de long, présenté dans l'axe du récepteur E fait augmenter l'amplitude du signal aux bornes de D₄ et diminuer la tension présente aux bornes de R₄₁ ;

— le même clou, présenté dans l'axe du récepteur D fait diminuer l'amplitude du signal aux bornes de D₄ et augmenter la tension présente aux bornes de R₄₁ ;

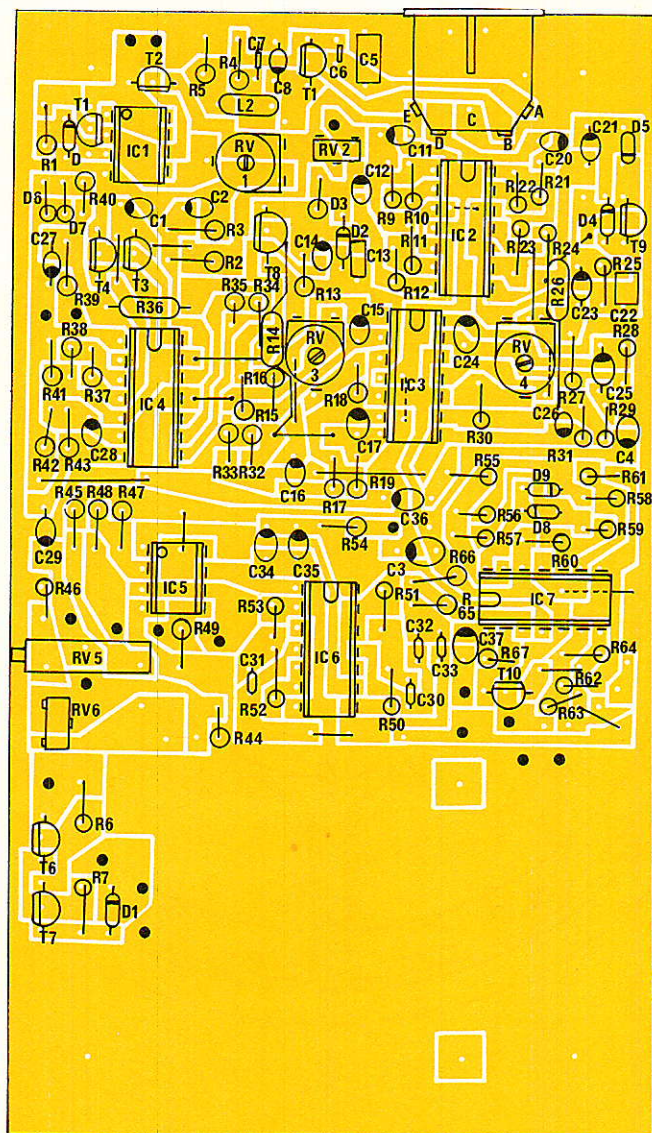


Figure 19

— la position des récepteurs doit rester symétrique par rapport à l'axe AB, **figure 20**.

Le résultat obtenu, marquer au crayon la position des récepteurs. Essayer une nouvelle fois de trouver la bonne position des récepteurs après les avoir bouger. Enduire alors de colle les récepteurs et la petite bobine de l'émetteur et retrouver la bonne position des récepteurs pour le collage définitif.

Il faudra surveiller les signaux pendant une bonne vingtaine de minutes pour qu'en fin de séchage les signaux soient bien conformes aux directives données. La colle en séchant, les

déformations engendrées par la pression exercée sur la tête pour bien faire adhérer les récepteurs, entraînent un déplacement de bobinage. Le délai passé, les risques de déformation sont minimes.

• La finition de la tête

Après un séchage de 24 heures du collage des récepteurs, la finition de la tête peut être entreprise conformément à la description du précédent appareil.

• La face Avant.

La **figure 21** indique des perçages à effectuer sur la face supérieure en aluminium d'un boîtier TEKOP3.

• La liaison Face Avant-circuit imprimé.

La **figure 22** indique les liaisons à effectuer. La confection d'un peigne similaire au premier appareil est souhaitable pour des réalisations soignées.

Conclusion

Réglé avec soin conformément à ce qui est décrit précédemment, l'utilisation de cet appareil ne pose aucun problème particulier. Il peut être mis entre toutes les mains. Le bouton de sensibilité est le seul réglage externe à effectuer. Il sera le plus souvent dans la position maximum.

Seul l'usage de la discrimination demande un peu d'habitude. Par suite du principe du système de compensation de l'effet de Sol, un récepteur qui « voit » un métal ferreux déclenche un son grave tandis qu'un autre déclenche un son aigu. Pour identifier la nature du métal, fiez-vous soit au premier son, soit au second en effectuant le balayage d'identification toujours par le même côté de la tête.

Sachez en outre que l'appareil ne détecte les objets qu'en mouvement. La présence des nombreux condensateurs de liaison entre les étages d'amplification en est la cause.

Certains regretteront que l'appareil soit silencieux en l'absence de métal. C'est un choix volontaire. Nous ne supportons pas d'entendre un son permanent autre que la gazouillis d'un ruisseau ou celui des petits oiseaux.

Votre appareil identifie la nature des objets ; il serait intéressant s'il pouvait rester silencieux ou ignorer certains objets prédéterminés : capsules de bouteilles, tirettes de boîte de conserve, papier d'aluminium... etc. Retournons donc à notre table de travail et courage.

Comme pour le précédent appareil, de principe de la compensation de l'effet de Sol sur le mode discriminatoire a fait l'objet de la délivrance d'un brevet. Il permet aux lecteurs de Radio Plans Electronique Loisirs d'en fabriquer pour eux et leurs amis. Toute commercialisation ne pourrait être entreprise qu'après un accord de l'auteur, conformément à la législation en matière industrielle.

Bonne chasse.

J.LASSUS

Nomenclature

Résistances

R₁ : 22 kΩ
 R₂, R₃ : 10 kΩ à 50 kΩ
 R₄ : 12 kΩ
 R₅ : 100 kΩ
 R₆ : 12 kΩ
 R₇ : 33 Ω
 R₂₀, R₈ : 22 kΩ
 R₂₁, R₉ : 10 kΩ
 R₂₂, R₁₀ : 120 kΩ
 R₂₃, R₁₁ : 10 kΩ
 R₂₄, R₁₈ : 120 kΩ
 R₂₅, R₁₃ : 100 kΩ
 R₂₆, R₁₄ : 10 kΩ
 R₂₇, R₁₅ : 1 kΩ
 R₂₈, R₁₆ : 22 kΩ
 R₂₉, R₁₇ : 1 kΩ
 R₃₀, R₁₈ : 150 kΩ
 R₃₁, R₁₉ : 100 kΩ
 R₃₂ à R₃₅ : 12 kΩ
 R₃₆ : 3,9 kΩ
 R₃₇ : 27 kΩ
 R₃₈ : 27 kΩ
 R₃₉ : 12 kΩ
 R₄₀ : 1 kΩ
 R₄₁ : 27 kΩ
 R₄₂ : 100 kΩ
 R₄₃ : 100 kΩ
 R₄₄ : 6,8 kΩ
 R₄₅ à R₄₉ : 82 kΩ
 R₄₈ : 1,5 kΩ
 R₅₀, R₅₃ : 2,2 MΩ
 R₅₁ : 27 kΩ
 R₅₂ : 8,2 kΩ
 R₅₄ : 1 kΩ
 R₅₅ à R₆₅ : 100 kΩ
 R₆₆ : 820 Ω
 R₆₇ : 6,8 kΩ

Diodes

D₂₁ : 2 V 4 ou 2 V 7
 D₁ à D₉ : 1 N 4148

Transistors

T₁ : BF245 B
 T₂ : BC 549 C
 T₃ : BC 549 C
 T₄ : BC 559 C
 T₅ : BF 245 B
 T₆ : BC 549 C
 T₇ : BC 549 C
 T₈, T₉ : BC 549 C
 T₁₀ : BF 245 B avec VP < 3 V

Condensateurs

C₁ : 47 μF Tantale 6 V 3

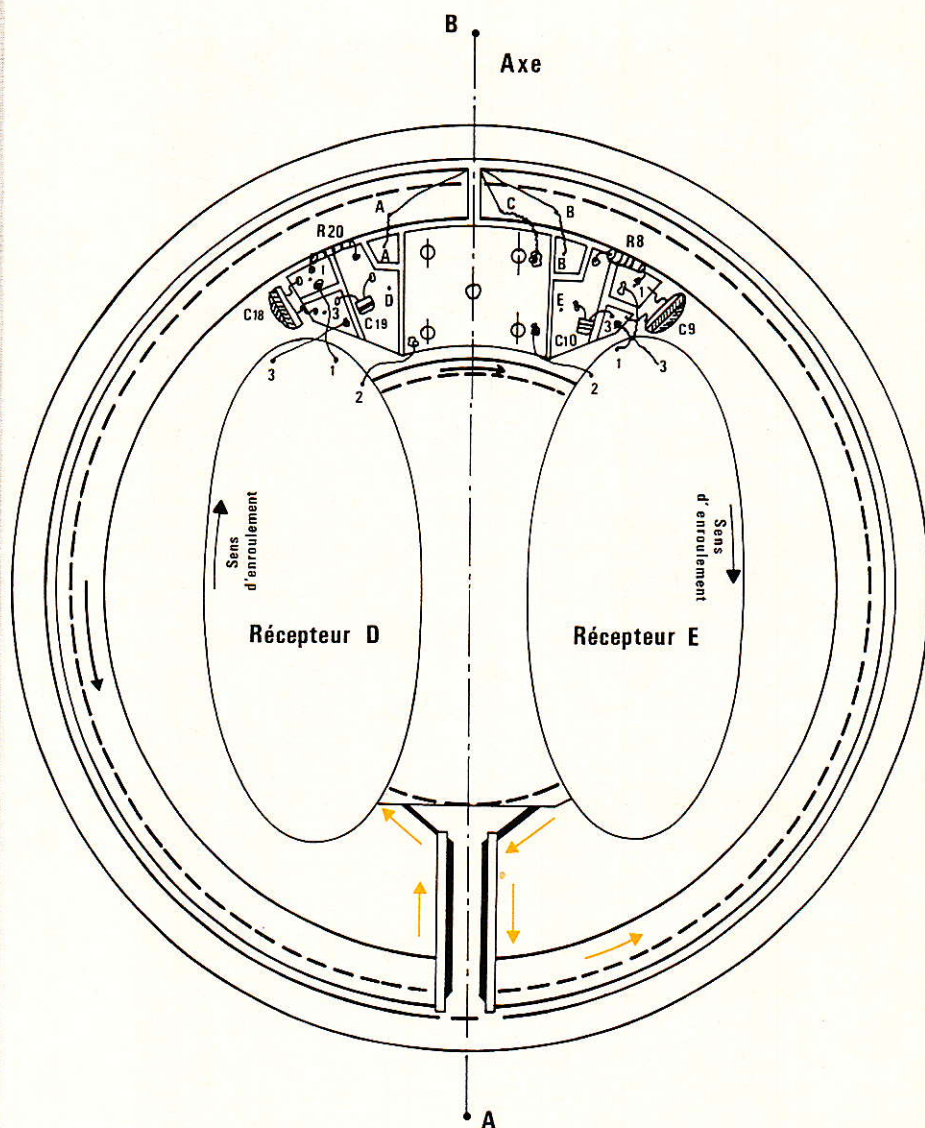


Figure 20

C₂ : 0,22 μF Tantale 6 V 3
 C₃, C₄ : 47 μF Tantale 6 V 3
 C₅ : 6800 pF MYLAR.
 C₆ : 680 pF Céramique 63 V
 C₇ : 680 pF
 C₈ : 6,8 μF Tantale 6,3 V
 C₁₈, C₉ : 6 800 pF Mylar
 C₁₉, C₁₀ : 1nF Céramique 63
 C₂₀, C₁₁ : 0,22 μF Tantale 6 V 3
 C₂₁, C₁₂ : 0,22 μF
 C₂₂, C₁₃ : 10 nF Céramique 63 V
 C₂₃, C₁₄ : 6,8 μF Tantale 6 V 3
 C₂₄, C₁₅ : 6,8 μF Tantale 6 V 3
 C₂₅, C₁₆ : 6,8 μF Tantale 6 V 3
 C₂₆, C₁₇ : 1 μF Tantale 6 V 3
 C₂₇, C₂₈ : 1 μF
 C₂₉ : 6,8 μF
 C₃₀, C₃₁ : 0,1 μF
 C₃₂, C₃₃ : 10 nF Céramique 63 V
 C₃₄, 47 μF Tantale 6 V 3
 C₃₅, 0,22 μF Tantale 6 V 3

C₃₆, 1 μF Tantale 6 V 3
 C₃₇, 47 μF Tantale 6 V 3.

Circuits intégrés

IC₁ : TL 081 CP
 IC₂ : TL 064 C
 IC₃ : TL 064 C
 IC₄ : TL 064 C
 IC₅ : TL 062 CP
 IC₆ : CD 4011
 IC₇ : TL064 C

Résistances ajustables

RV₁ : 47 kΩ horizontal
 RV₂ : 1kΩ vertical
 RV₃ : 47 kΩ horizontal
 RV₄ : 47 kΩ horizontal
 RV₅ : 4,7 kΩ 10 tours
 RV₆ : 22 kΩ 10 tours
 RV₇ : 47 kΩ vertical

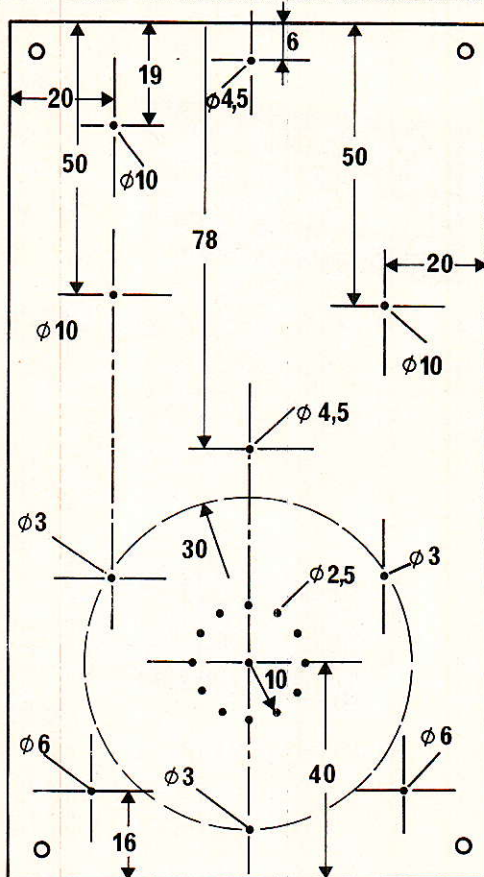


Figure 21

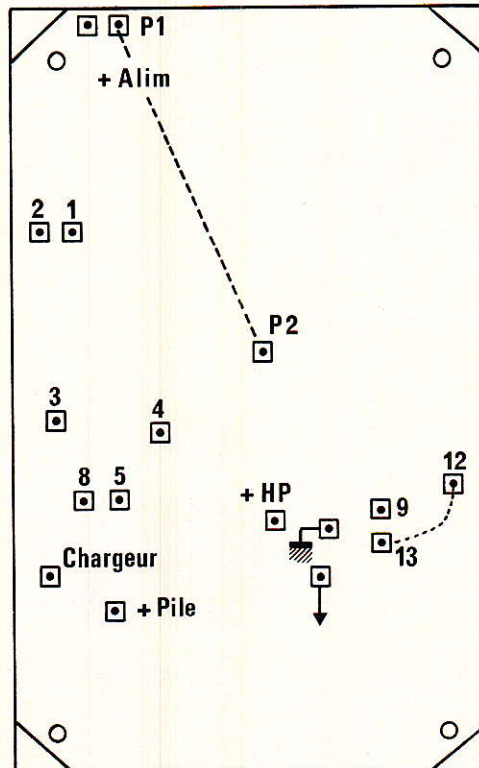
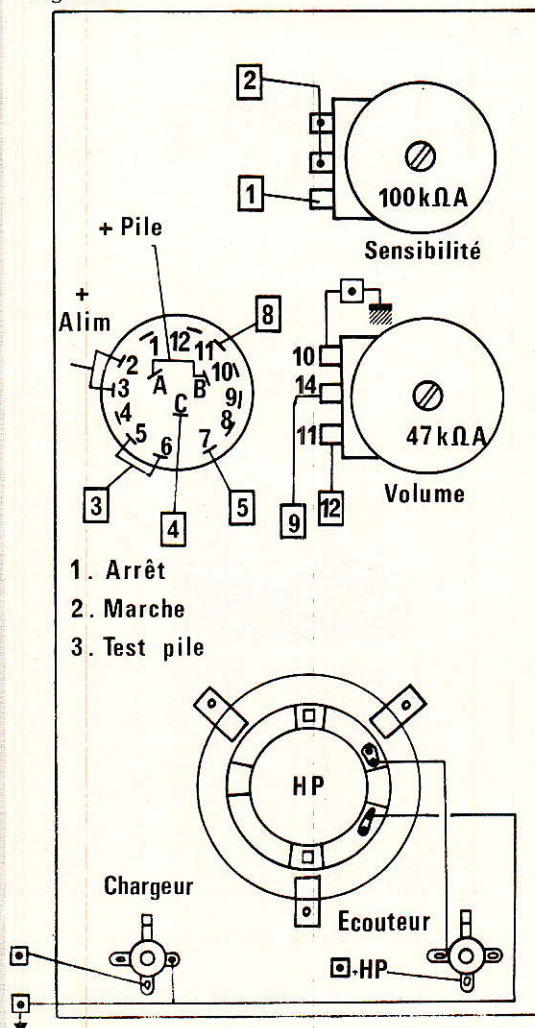


Figure 22

Potentiomètres

P₁ : 100 kΩ A

P₂ : 47 kΩ A.

Divers

L₁ : Voir texte (Self d'émission)

L₂ : 10 μH Type Toko ou 50 spiers
fils 1/10 mm bobinées sur 1 résistance de 1 M Ω

CTN : 82 Ω à 20° (voir texte)

L₃-L₄ : voir texte (Selfs de réception)

1 HP 8 ou 16 ou 25 Ω Ø 5 cm OU transducteur

Piezzo TOKO PB 2720

1 jack femelle 3,5 mm mono

1 jack femelle 3,5 mm stéréo (si, casque stéréo).

2 boutons de potentiomètre

1 bouton pression

1 boîtier TEKOP3

1 casque monophonique ou stéréophonique

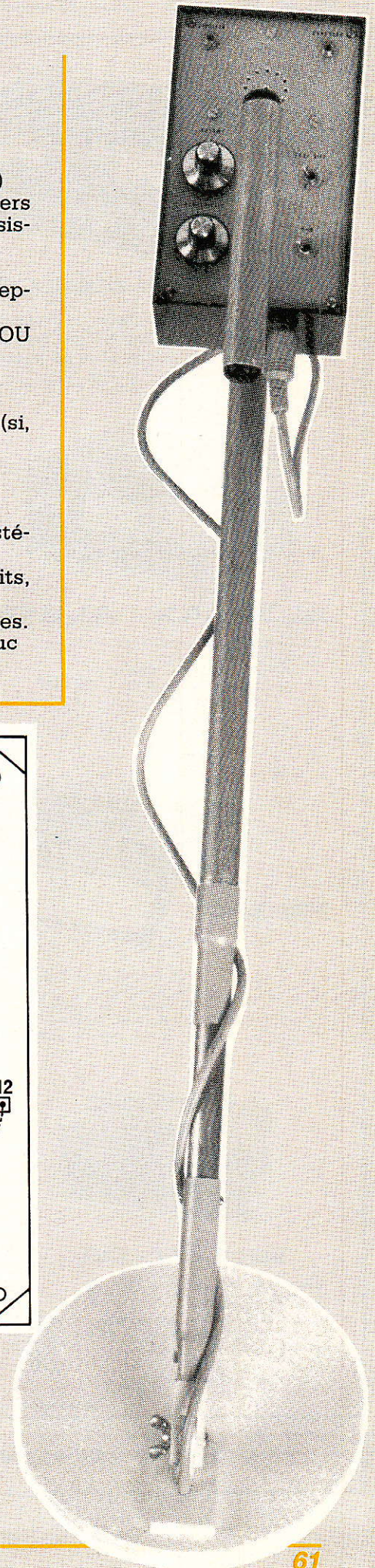
1 rotacteur, 1 galette, 3 circuits, 4 positions.

1 embase DIN femelle, 5 broches.

4 pieds de chaise en caoutchouc

1 grenouillère

fil émaillé de 1/10 mm.



2x0-30V 5A
0-60V 5A



LES PERFORMANTES

3200F

ALIMENTATION DOUBLE AL 823

A caractéristique rectangulaire
Fonctionnement à U ou I constant
Possibilité de mise en parallèle
pour obtenir 0-30V 10A

0-30V 0-5A

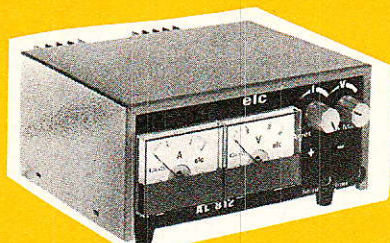


1900F

ALIMENTATION DIGITALE AL 781N

A caractéristique rectangulaire
Fonctionnement à U ou I constant
Réglage fin de la tension par
Vernier

LES ECONOMIQUES



AL 745AX - AL 812

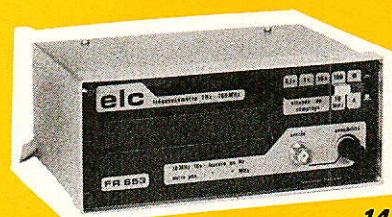
Alimentations stabilisées en tension
Limitées en courant
Contrôle de U et I simultané
1 à 15V 3A AL 745AX 650F
1 à 30V 2A AL 812 725F



1000F

BF 791S

Générateur BF à Pont de WIEN
1Hz à 1MHz
Signal sinusoïdal ou carré
Sortie 600 Ohms

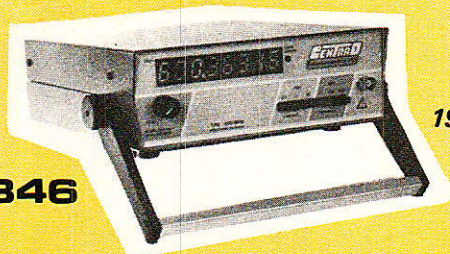


1425F

FR 853

Fréquence-mètre à 8 digits de 13mm
1Hz à 100MHz
3 cadences de comptage
2 gammes de lecture
Excellente sensibilité

LES TECHNIQUES



1995F

FR 346

Fréquence-mètre à 8 digits de 13mm
1Hz à 600MHz
3 cadences de comptage
3 gammes de lecture
1 entrée commune commutable

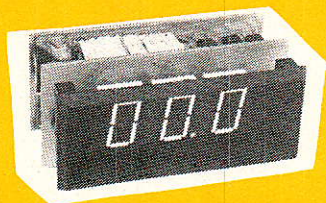


1425F

GF 368

Générateur de fonctions $\square$ Δ $\sim$
Réglage fin de la fréquence
Sortie 600 Ohms 0 à 10V c à c à vide
OFFSET réglable - Sortie T.T.L.
Entrée modulation externe

LES INDUSTRIELS



SERIE DV - DA

Numériques 1000 points à LED
Calibre à préciser :
DV 862 : 1V - 10V - 100V - 500V=
DA 863 : 100mV-1mA-10mA-0,1A-1A-10A=
DV 864 : 500V alternatif
DA 865 : 10A alternatif
Dimensions fenêtre : 28x70mm

235F
240F
245F
245F

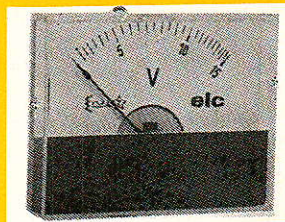
NOUVEAU



SERIE DM

Numériques 2000 points à LCD - Réf. DM 871
Calibre à préciser :
200mV - 2V - 20V - 200V - 500V
2mA - 20mA - 200mA - 2A - 20A
Dimensions fenêtre : 28x69mm

250F



MOD. 55

Ferromagnétiques - Continu et Alternatif
Réf. MOD. 55
Calibre à préciser :
100mA-500mA-1A-3A-6A-10A-15A-30A
10V-15V-30V-60V-250V-400V
Dimensions : 55x44mm

55F

Documentation complète contre 5 timbres à 2F20 en précisant "SERVICE 102"

En vente chez votre fournisseur de composants électroniques ou les spécialistes en appareils de mesure.

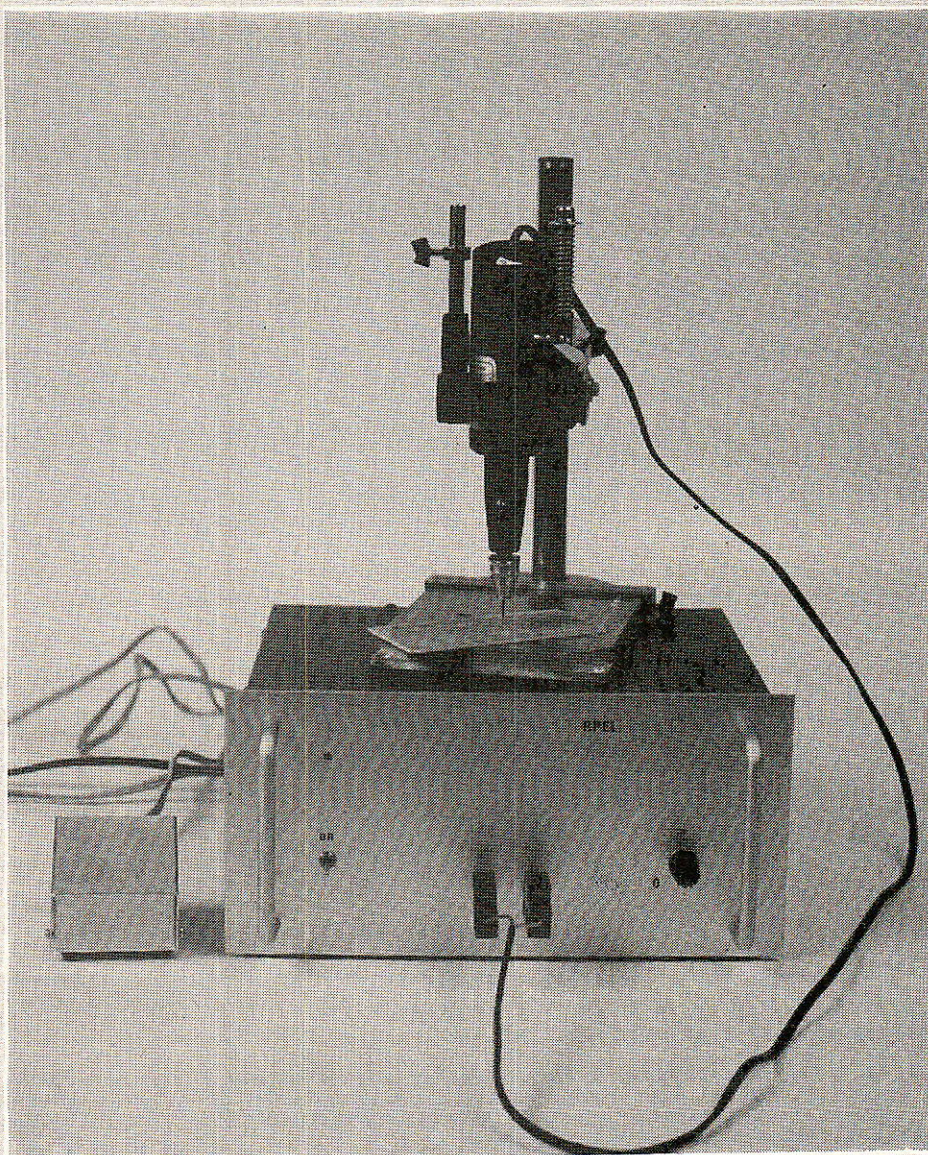
Commande de vitesse pour moteur à courant continu

Il est toujours intéressant de disposer d'un variateur de vitesse pour moteur à courant continu. Ce sont en effet ces moteurs, à excitation statorique par aimant permanent, qui équipe la plupart des outils « miniatures » : mini-perceuses, mini-tours voire les asservissements en robotique et la propulsion des modèles réduits radio-commandés.

Le but de cet article est plus de vous donner un ensemble de variation simple en PWM, que vous pourrez adapter à vos moteurs, que de fournir une solution définitive pour un moteur donné.

Malgré tout, nous nous sommes servis de la mini-perceuse Applicraft modèle 50100 des Applications Rationnelles, équipée d'un moteur MABUCHI RS 555, comme base d'étude.

Il existe en fait quatre sortes de moteurs à courant continu qui diffèrent uniquement par le mode de génération du champ statorique, l'induit étant toujours le rotor.



On distingue :

- Le moteur à excitation série, le bobinage inducteur venant en série avec l'induit.
- Le moteur shunt, où le bobinage inducteur est en parallèle sur l'induit.
- Le moteur compound ou série-parallèle, combinaison des deux cas précédent.
- Le moteur à aimant permanent pour lequel l'inducteur (stator) est un aimant (à base de ferrites) magnétisé lors de la construction.

C'est ce dernier type qui nous préoccupe ici.

Ses principaux avantages résident dans un encombrement réduit, un rendement en puissance supérieur et surtout dans ses caractéristiques vitesse-couple-courant comme en témoigne la **figure 1** où sont comparées les courbes d'un moteur série en b, quelconque et celle du MABUCHI RS 555 à aimant permanent, en a.

On constate que les courbes vitesse en fonction du couple et courant en fonction du couple sont des droites (fonctions linéaires) pour le moteur à aimant permanent et des portions d'hyperbole pour le moteur à excitation série.

Il est beaucoup plus facile de commander le type a.

Il suffit de faire varier la tension d'induit pour obtenir une variation de vitesse proportionnelle.

Plusieurs procédés s'offre à nous :

- Utiliser un régulateur série variable. Cette solution n'est pas valable au plan du rendement car

une puissance inutile est dissipée dans le ballast.

- Utiliser un hacheur à fréquence fixe dont on fait varier le rapport cyclique des impulsions et par conséquent la valeur moyenne de la tension appliquée à l'induit.
- Utiliser un hacheur à impulsions de largeur fixe, en faisant varier la fréquence de récurrence, ce qui revient au même.

Nous avons choisi la deuxième solution, hacheur PWM (Pulse Width Modulation) pour sa facilité de mise en œuvre et son bon rendement. L'élément de commutation idéal pour ce genre de circuit reste le transistor MOS de puissance et nous employons le désormais célèbre IRF 530 (ou IRF 130 en version TO 3).

Le moteur série présente quant à lui un avantage pour l'outillage électroportatif fonctionnant sur le secteur (avec un redressement). C'est son couple élevé au démarrage. Par contre il s'emballe à vide et par conséquent doit toujours être chargé.

Les trois procédés évoqués plus haut pour un moteur à aimant permanent correspondent à un fonctionnement en boucle ouverte. Aucune information de vitesse n'est envoyée en rétroaction. Cela peut se concevoir si les variations de charge mécaniques ne sont pas trop importantes. Sinon il faut asservir en vitesse à l'aide d'une dynamo tachymétrique, qui peut-être un moteur à aimant permanent utilisé en générateur et accouplé à l'arbre du moteur, ou à l'aide d'un

codeur incrémental. Dans ce dernier cas, l'asservissement peut aussi se réaliser en position angulaire.

Nous n'avons pas voulu alourdir inutilement cette étude et nous nous contenterons de prendre une information de tension entre le moteur et la masse pour réaliser une rétroaction sommaire.

Lorsque le couple augmente ou diminue, l'intensité et par conséquent la chute de tension aux bornes du moteur varient. A la coupure la FCEM du moteur est aussi fonction de la vitesse.

En intégrant la tension prise aux bornes de l'élément de découpage on a donc une image (non linéaire) des variations de vitesse.

Cette tension est comparée au point de consigne fixé par R_{15} dans le schéma de principe de la **figure 2**.

Cette façon de faire n'est pas la meilleure mais permet de pallier les variations de couple en ne nécessitant pas une prise d'information vitesse trop lourde à mettre en œuvre.

Le schéma retenu

Il s'appuie sur deux doubles comparateurs, LM 319. Les deux premiers comparateurs contenus dans le boîtier U_1 élaborent une rampe de tension. U_{2A} compare cette rampe à une tension continue réglable fournie par U_{2B} qui est monté en ampli opérationnel soustracteur. En sortie de U_{2A} , on

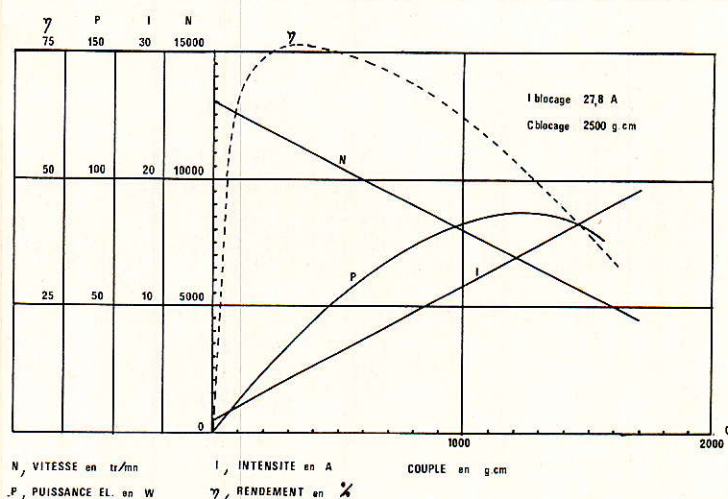


Figure 1 a - Caractéristiques d'un moteur à courant continu à excitation statorique par aimant permanent. Cas particulier du RS 555 de MABUCHI qui équipe la perceuse 50100 de APPLICRAFT ayant servi de base à cette étude.

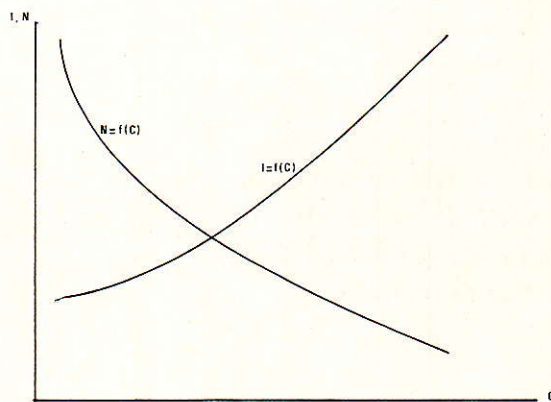


Figure 1 b - Aspect des caractéristiques couple/vitesse/courant d'un moteur courant continu à excitation série.

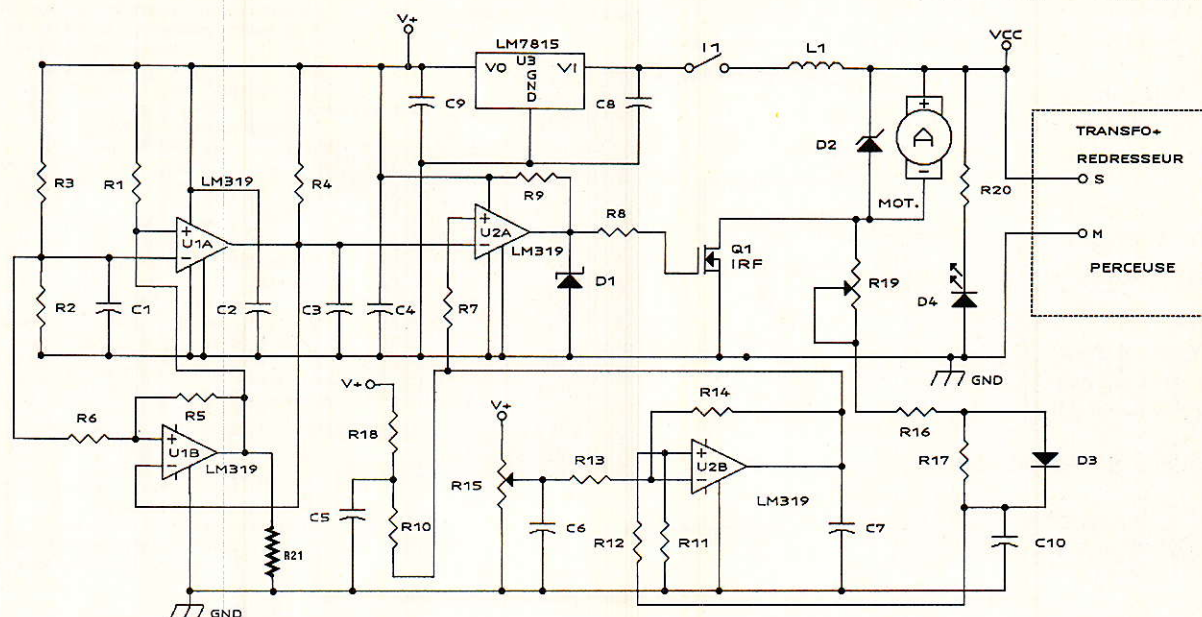


Figure 2 - Schéma du variateur PWM proposé.

obtient donc des impulsions à fréquence fixe dont la largeur dépend de la tension de consigne et de l'information de vitesse, tension ramenée par le réseau de contre-réaction intégrateur.

La génération des rampes

U_{1A} compare une tension de référence réalisée par le diviseur de tension R_2, R_3 :
 $(V^+ \times R_3 / (R_2 + R_3) = V_{REF})$
à un front de tension issu de U_{2B} , monté en trigger. Lorsque la charge de C_3 (par R_4) atteint V_{REF} , U_{1B} bascule de :
 $(R_{21} / (R_1 + R_{21})) \times V^+$ à V_{SAT}^+ .

Lors de cette transition, U_{1A} bascule lui aussi puisque le potentiel de son entrée non inverseuse passe au dessous de celui de son entrée inverseuse. U_{1A} décharge le condensateur C_3 , U_{1B} repasse à l'état haut et un nouveau cycle de charge redemarre.

Si l'on se place dans une région où la charge de C_3 peut-être assimilée à la tangente à l'origine de $f(t) = V^+ (1 - e^{-t/\tau})$ où $\tau = R_4 C_3$, les rampes sont linéaires par rapport au temps. Ceci est vrai si V_{REF} ne dépasse pas $0,3 V^+$ environ.

La période des rampes est déterminée par la relation :

$$V_{REF} - V_{SAT} = V^+ (1 - e^{-\tau/t}).$$

Si on néglige les temps de commutation des comparateurs et la décharge de C_3 où :

V_{SAT} est la tension de saturation du transistor à collecteur ouvert de sortie d'un LM 319 ($\approx 0,6 V$) et V^+ , la tension d'alimentation.

On obtient donc :

$$T = \tau \ln (V^+ - V_{REF} + V_{SAT}) / V^+$$

Attention, le LM 319 est limité à une tension différentielle d'entrée maximum (entre l'entrée inverseuse et non inverseuse) de $5 V$. Par conséquent il ne faudra pas dépasser sur l'entrée (+) de U_{1A} : $V_{REF} + 5 V$. C'est le rôle dévolu à R_{21} de limiter cette tension à $R_{21} / (R_{21} + R_1) \times V^+$.

Enfin, nous avons ajouté une légère hystérésis à U_{1B} avec R_5 ($2,2 M \Omega$) afin d'améliorer la commutation. Ceci permettra éventuellement d'employer des comparateurs moins rapides que le LM 319 (attention toutefois au brochage).

Avec ce schéma, on peut utiliser une tension d'alimentation allant de $10 V$ à $15 V$, seule changera la fréquence de récurrence des impulsions que l'on recalculera à l'aide de la formule donnée plus haut en changeant V_{REF} .

De la sorte, on pourra commander les moteurs les plus courants ou d'autres charges, pourvu que le bloc continu dont on dispose délivre en charge une tension supérieure de $2 V$ environ à celle du régulateur de tension utilisé (U_3).

La commutation de la charge

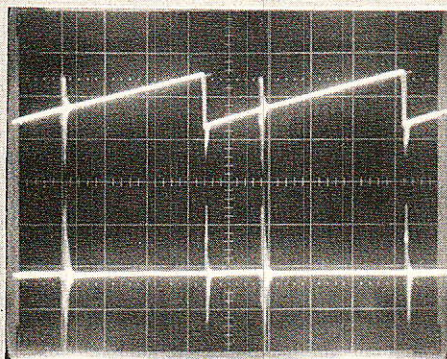
Nous employons un MOS de puissance qui ne nécessite qu'une faible puissance de commande. Toutefois, pour obtenir des commutations franche, le courant de charge de la capacité d'entrée doit être supérieur à $10 mA$. La zener $15 V$ évite de dépasser la tension max grille-source. Cela pourrait arriver avec une charge inductive. En effet, une fois le seuil de conduction dépassé, la capacité grille-drain du MOS intervient et ramène les surtensions transitoires dues à l'établissement et à la rupture du courant dans la charge. On limitera les surtensions aux bornes du moteur par un écrêteur rapide du type TRANSIL.

Il est conseillé par ailleurs de scinder la résistance. R_8 (100Ω) en deux 47Ω série dont l'une sera soudée directement sur la grille de Q_1 .

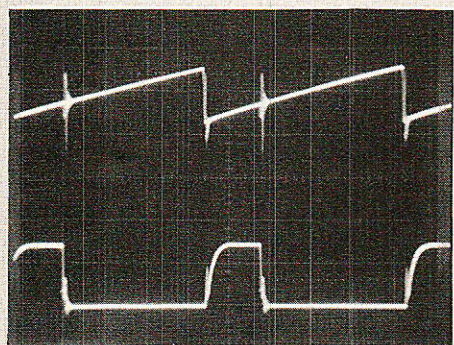
La puissance maximum dissipée dans Q_1 ne dépassera jamais $R_{DS ON} I_D^2$. Si on limite le courant max à $10 A$ à l'aide d'un disjoncteur, ce qui est conseillé lors du blocage du moteur, cette puissance avec $R_{DS ON} = 0,25 \Omega$ (à $40^\circ C$ environ) ne dépassera par $25 W$. Vous avez donc tous les éléments pour calibrer un radiateur selon votre application. De

même vous pourrez choisir le type de boîtier approprié (TO 3 ou TO 220).

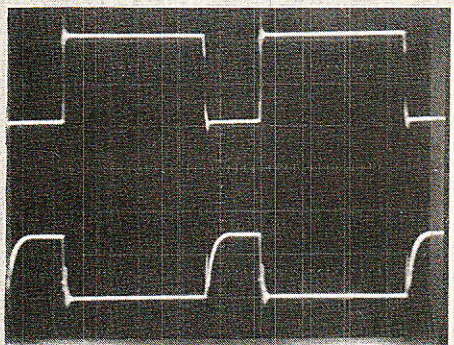
L_1 limite les remontées de surtensions de commutation aux bornes du régulateur.



1. HAUT : la rampe de commande (2 V/div. et 10 μs/div) à 20 kHz.
BAS : la tension de contre-réaction. L'oscillation parasite sur la rampe provient de la coupure du MOS de puissance (ramenée par C grille-drain) (5 V/div.).



2. HAUT : rampe de commande (10 μs/div, 2 V/div.).
BAS : tension de grille du MOS de puissance (5 V/div.).



3. HAUT : tension drain-source du MOS (10 V/div. - 10 μs/div.).
BAS : tension de grille (10 V/div.).

Réalisation pratique

Le circuit imprimé et son implantation sont fournis aux figures 3 et 4. Pas de commentaires particuliers si ce n'est de res-

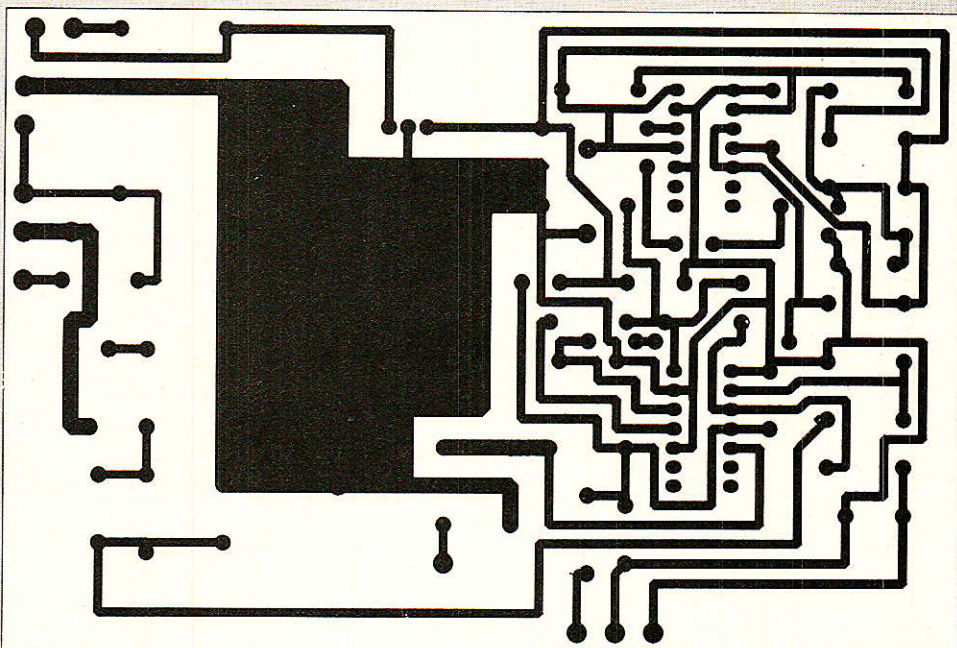


Figure 3 - Circuit imprimé.

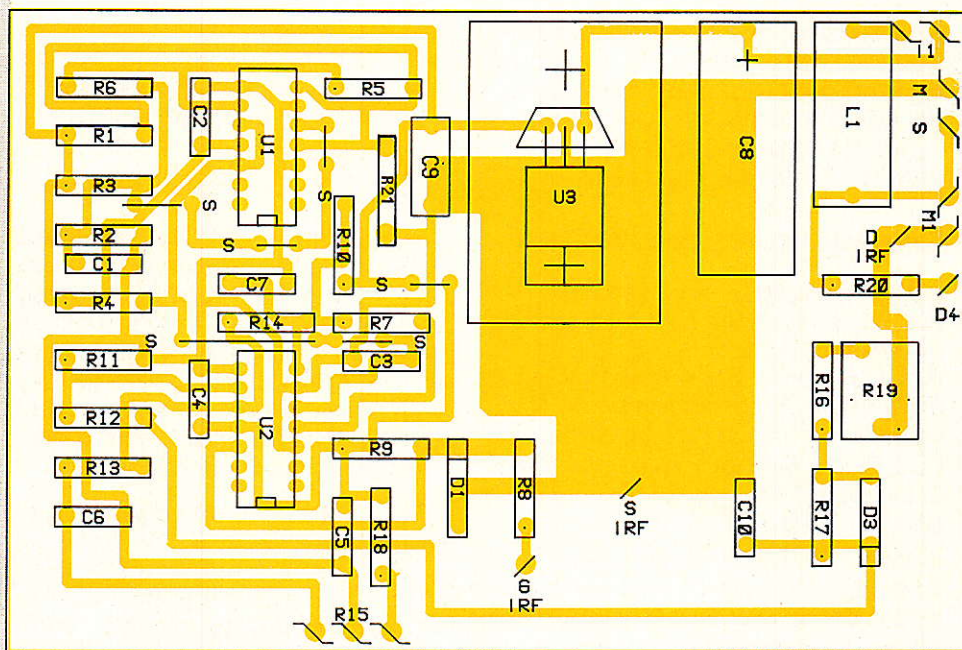
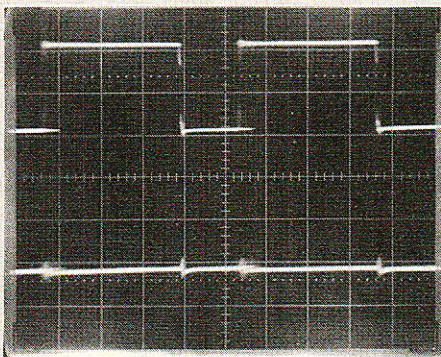


Figure 4 - Implantation.



4. HAUT : tension drain-source du MOS (10 V/div. - 10 μs/div.).
BAS : tension de contre-réaction (5 V/div.).

pecter les polarisations des éléments là où il se doit.

Le TRANSIL sera de préférence soudé directement sur le bornier moteur et dans le bon sens, cathode vers + V_{cc} (il s'agit d'un dispositif unidirectionnel ici).

Nous avons, les photos en témoignent, ajouté dans un même coffret, le bloc continu de puissance : transformateur 100 VA, pont 25 A et filtrage énergétique. Ce n'est pas une obligation, vous pouvez utiliser celui dont vous disposez à condition

Suite page 102

Un « mouchard » téléphonique à micro-ordinateur

Devant l'accroissement préoccupant des abus dans l'usage du téléphone et du

MINITEL, les chefs d'entreprise sont de plus en plus nombreux à équiper leur installation de systèmes d'enregistrement du trafic, autrement dit de « mouchards ».

Les autocommutateurs privés modernes offrent presque tous cette possibilité en tant qu'option relativement peu coûteuse.

Nous allons montrer ici comment le simple particulier ou le petit entrepreneur (commerçant, artisan, etc.) peut aussi mettre en place un système similaire, à très peu de frais.

Il s'agit d'une solution « clé en main » basée sur l'emploi d'un micro-ordinateur familial facile à acquérir d'occasion, et d'un petit montage électronique ultra-simple.

Les deux logiciels publiés résoudront la majorité des cas pratiques, mais pourront éventuellement être enrichis de fonctions supplémentaires.



Principe de l'installation

La fonction principale de tout « mouchard » téléphonique est d'enregistrer ou tout au moins de visualiser en clair, les numéros appelés (et donc taxés !) sur la ligne surveillée.

Des possibilités annexes peuvent être définies, telles qu'indication de l'heure et de la durée de l'appel, éventuellement son coût en taxes de base en en

francs, tandis qu'il peut être intéressant que les appels reçus laissent également une trace.

Tout cela est largement à la portée de l'ordinateur familial le plus simple, pourvu qu'il soit programmé et interfacé de façon appropriée.

Côté matériel, il s'agira de prélever sur la ligne téléphonique les signaux électriques représentatifs du trafic écoulé, tout en n'introduisant aucune perturbation dans son exploitation.

Côté **logiciel**, le programme devra analyser ces signaux **en temps réel**, et rendre compte de ses observations par un rapport écrit, soit sur papier (imprimante) soit sur écran.

En plus de la liste pure et simple des numéros appelés, l'ordinateur pourrait sans grande difficulté établir des statistiques de trafic (numéros locaux et interurbains, communications téléphoniques et consultations sur MINITEL), donner l'alarme immédiatement lors de l'appel de certains numéros « sensibles » comme le 3615, ou couper carrément les communications abusives, soit dès la fin de la composition du numéro, soit après un délai imposé. La principale difficulté de l'étude consiste à fixer la limite entre les tâches dévolues au matériel et au logiciel : L'électronique traditionnelle (logique câblée) offre des solutions satisfaisantes en matière de comptage d'impulsions, voire même de pilotage d'imprimante. La prise en charge des fonctions précédemment définies exige cependant des circuits relativement complexes, que l'on songe volontiers à remplacer par un microprocesseur.

Qui dit microprocesseur dit programmation de mémoires mortes en langage machine, ce qui n'est pas à la portée de tous nos lecteurs.

Certains micro-ordinateurs sont cependant assez rapides pour pouvoir s'acquitter des tâches nécessaires en BASIC, faciles à entrer au clavier et à sauvegarder sur cassette : c'est précisément le cas des machines ORIC 1 et ATMOS, très répandues chez nos lecteurs et sur le marché de l'occasion.

A partir du moment où la décision est prise d'utiliser un micro-ordinateur, il faut mettre à profit sa grande puissance de calcul pour réduire la partie matérielle à sa plus simple expression. C'est là que réside tout le secret d'un système économique !

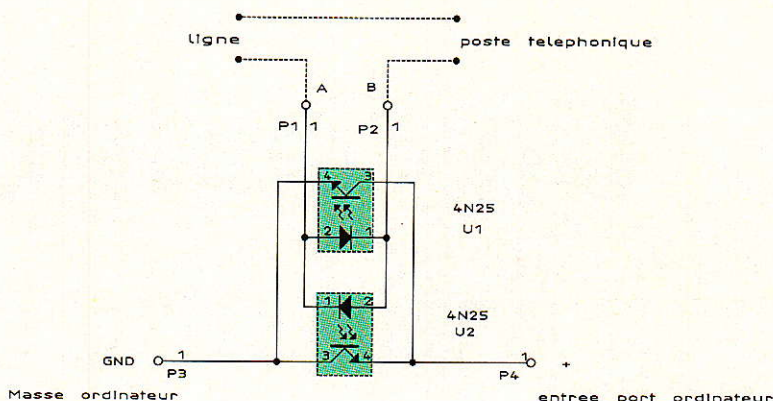


Figure 1

Là encore, les machines ORIC conviennent particulièrement bien...

La partie matérielle

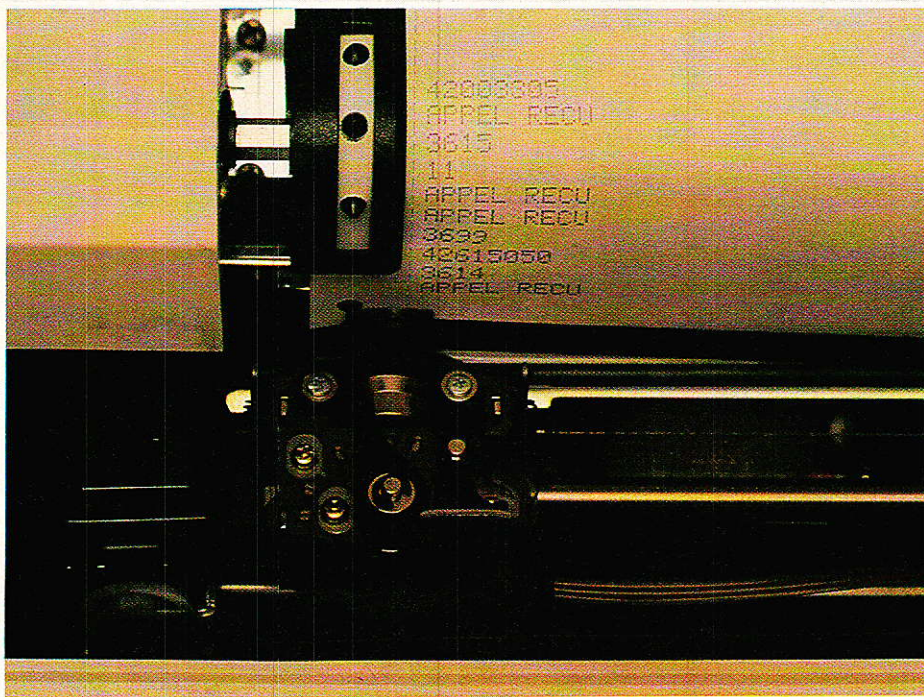
La figure 1 permet de constater que l'objectif de simplicité est bien atteint : la partie matérielle se limite à une « sonde de courant » à isolation galvanique, placée en série dans la ligne téléphonique.

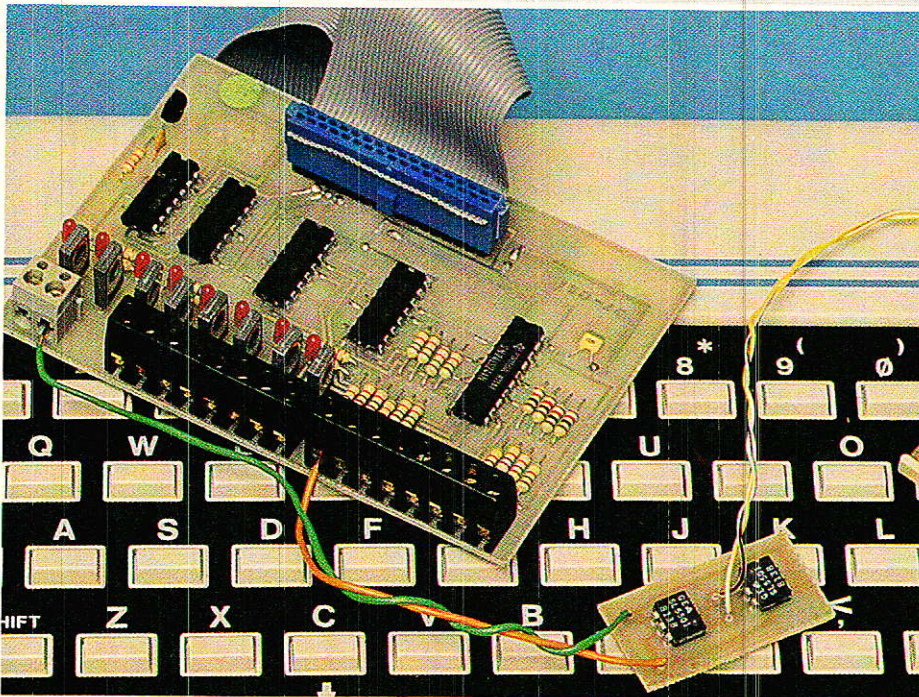
Il s'agit de deux photocoupleurs dont les diodes sont réunies tête-bêche, afin de permettre au courant de circuler dans les deux sens. Les transistors sont pour leur part couplés en parallèle, réalisant la fonction logique « OU câblé ».

Cette sonde se comporte donc comme un transistor unique, passant en conduction dès qu'un courant circule en ligne, mais un isolement de sécurité est respecté vis-à-vis du réseau téléphonique. Il reste à interfacer ce transistor avec l'ordinateur chargé de traiter les signaux prélevés en ligne.

Une solution élégante consiste à transformer, par logiciel, le port de sortie « imprimante » de l'ORIC en un port d'entrée (ce qui revient à reconfigurer le « VIA » 6502 interne) : l'adaptation se réduit donc à un POKE 771, 0, et au branchement de deux fils sur la prise ou le cordon d'imprimante.

L'inconvénient est que l'imprimante devient indisponible, ce qui oblige à visualiser le trafic sur écran, sauf artifice de gestion





du port, qui dépend de la configuration exacte du système (réservez aux lecteurs avertis !)

Si l'enregistrement « papier », évidemment plus confortable, est nécessaire, il est facile de créer une entrée en installant une **carte d'entrée-sortie** de type quelconque, par exemple le modèle ORES de SIDENA, bien connu de nos lecteurs.

Nos logiciels sont prévus pour fonctionner avec n'importe quelle ligne d'entrée de la carte ou du port d'imprimante : seule l'adresse du périphérique (769 ou 785 dans nos exemples) est à adapter selon le matériel choisi.

La partie logicielle

Le programme de la **figure 2** est prévu pour afficher sur l'écran, selon le format compact de la **figure 3**, les numéros composés sur le(s) poste(s) à cadran ou à clavier **décimal** de l'installation. Il est possible de tromper le système en utilisant un poste « fréquences vocales DTMF », à moins qu'un décodeur approprié ne soit ajouté (voir notre n° 467).

La ligne 5 programme le registre « directionnel » du VIA 6502 pour que la prise d'imprimante soit convertie en entrée dont toutes les lignes rejoignent le + 5 V par des résistances de « tirage ». L'adresse utilisée... dans la ligne

20 est celle du port A du VIA, qui dessert (entre autres choses...) la prise d'imprimante.

Le traitement des signaux prélevés en ligne ne débute réellement qu'un peu après que le décrochage du poste soit détecté : en effet certains centraux introduisent des coupures parasites de courant avant d'envoyer la tonalité, et il ne faut pas les enregistrer. La boucle des lignes 20 et 30 est décrite tant que le poste est au repos (raccroché), tandis que la temporisation en question est introduite par la ligne 35. Un « réglage » pourra être effectué en fonction des conditions locales, ou si les coups de sonnerie se trouvent enregistrés sous la forme de numéros parasites. Plusieurs boucles chronomètrent ensuite les impulsions de courant, afin de décider s'il s'agit bien de signaux de numérotation, ou d'intervalles entre chiffres.

Les chiffres identifiés sont accumulés dans une chaîne A\$, et ne sont affichés, en bloc, que lorsque le raccrochage du poste est constaté. Les attentes de tonalités intermédiaires (extérieur, 16, 19) ne perturbent donc pas l'enregistrement.

Le logiciel de la **figure 4** suppose la présence d'une **carte d'entrée-sortie** accessible par l'adresse mémoire 785 (décimal), et d'une imprimante quelconque. La présentation en colonne, selon

la **figure 5**, des numéros appelés permet l'emploi d'imprimantes de bas de gamme à largeur de papier réduite.

Le traitement des impulsions est identique au précédent.

```
5 POKE 771,0
10 N=0 : A$=""
20 A=PEEK(769)
30 IF A=255 THEN 20
35 WAIT 50
40 N=N+1 : A$=""
50 A=PEEK(769)
60 X=X+1:IF X>3 THEN 150
70 IF A<>255 THEN 50
80 X=0
90 N=N+1
100 A=PEEK(769)
110 Y=Y+1:IF Y>10 THEN 190
120 IF A=255 THEN 100
130 Y=0
140 GOTO 50
150 IF N=0 THEN X=0:GOTO 50
160 IF N=10 THEN N=0
170 A$=A$+STR$(N)
180 N=0:X=0:GOTO 50
190 IF A$<>"" THEN LPRINT A$,"/";
490 RUN
500 REM (c) 1987 PATRICK GUEULLE
```

Figure 2 : Attention, ce logiciel ne peut être arrêté que par un RESET, car le clavier se trouve neutralisé.

```
42003305/3615/42615050/
11/3699/55111111/
```

Figure 3

```
10 N=0 : A$=""
20 A=PEEK(785)
30 IF A=255 THEN 20
35 WAIT 50
40 N=N+1 : A$=""
50 A=PEEK(785)
60 X=X+1:IF X>3 THEN 150
70 IF A<>255 THEN 50
80 X=0
90 N=N+1
100 A=PEEK(785)
110 Y=Y+1:IF Y>10 THEN 190
120 IF A=255 THEN 100
130 Y=0
140 GOTO 50
150 IF N=0 THEN X=0:GOTO 50
160 IF N=10 THEN N=0
170 A$=A$+STR$(N)
180 N=0:X=0:GOTO 50
190 IF A$<>"" THEN LPRINT A$
490 RUN
500 REM (c) 1987 PATRICK GUEULLE
```

Figure 4 : Ce programme se laisse arrêter par CTRL-C : ne disposez l'ordinateur qu'en lieu sûr...

```
42003305
3615
42615050
11
3699
55111111
```

Figure 5

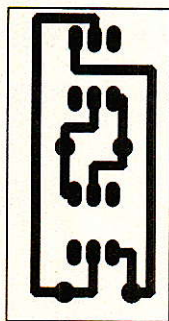


Figure 6

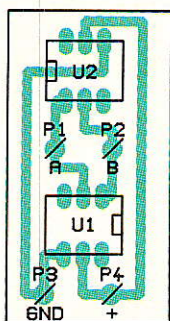


Figure 7

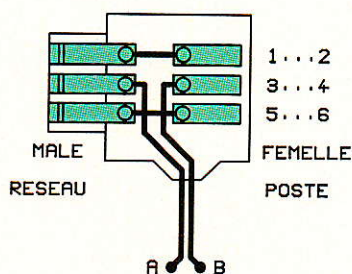


Figure 8

Réalisation pratique

Compte tenu de leur longueur réduite, les logiciels peuvent être saisis au clavier en quelques minutes, puis sauves sur cassette ou disquette pour les utilisations futures.

Côté matériel, il faut graver le circuit imprimé de la **figure 6**, dont le dessin des pistes garantit un isolement correct de la ligne téléphonique. Une modification de tracé, ou un câblage « en l'air » risqueraient de faire perdre cette qualité au montage. Le câblage se réduit à l'installation de deux photocoupleurs selon l'implantation de la **figure 7**, en veillant à leur bonne orientation. Les références recommandées sont le 4N25, le CNY 17 ou le SL 5501, mais le choix n'est guère critique.

On pourra câbler un conjoncteur gigogne selon les indications de la **figure 8** pour faciliter la mise en série de la sonde dans un des fils de ligne. Tous les postes de l'installation devront évidemment être branchés derrière cette sonde, faute de quoi leurs appels ne pourraient être enregistrés.

Dans les cas plus difficiles, et notamment lorsque l'on soupçonne un branchement parasite sur la ligne, le montage série n'est plus possible : il faut alors utiliser une sonde « parallèle », réagissant aux baisses de la tension en ligne. Notre « détecteur d'écoutes téléphoniques » du n° 477 convient à merveille, mais il est à conseiller d'intercaler un photocoupleur avant l'ordinateur pour des raisons de sécurité.

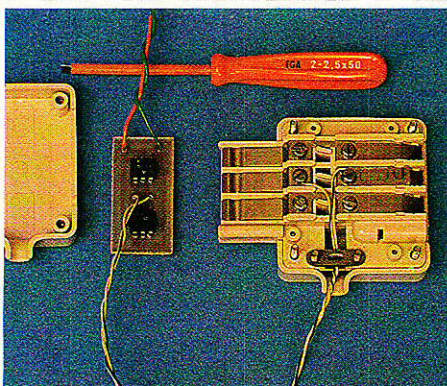
Conclusion

Cette étude montre comment des résultats significatifs peuvent être facilement obtenus avec très peu de matériel, et quelques lignes de BASIC bien choisies. Ces logiciels de base pourraient être très facilement étoffés, notamment par traitement des numéros avant leur impression : le décodage des premiers chiffres permet facilement de discerner les appels locaux, interurbains, gratuits, ou « télématiques ». Un « filtrage » pourrait facilement être mis en place, afin que seuls les appels abusifs soient enregistrés.

Une autre approche pourrait consister à accumuler les numéros en mémoire (elle est vaste !), et à éditer la liste sur papier en fin de journée, à moins qu'on ne préfère un archivage sur cassette ou disquette !

Nos lecteurs ne manquent donc pas d'idées à creuser à partir du point de départ que nous leur offrons ici...

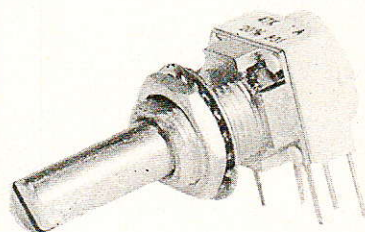
Patrick GUEULLE



SONEREL

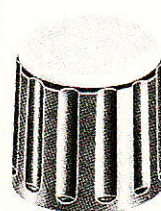
33, rue de la Colonie 75013 PARIS

45.80.10.21



SFERNICE

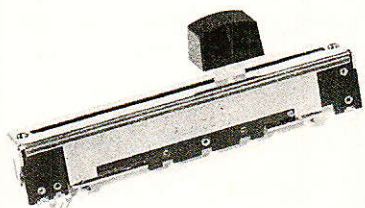
PIV Versions mono, duo, lin, log, log + antilog.
Cranté ou non
QUALITÉ AUDIO.



ritel

Boutons à serrage à pince

LE CHOIX, LA QUALITÉ



Potentiomètres rectilignes
QUALITÉ PROFESSIONNELLE

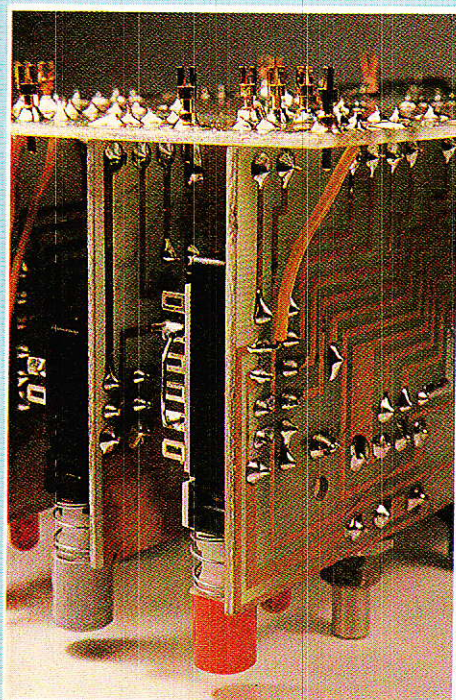
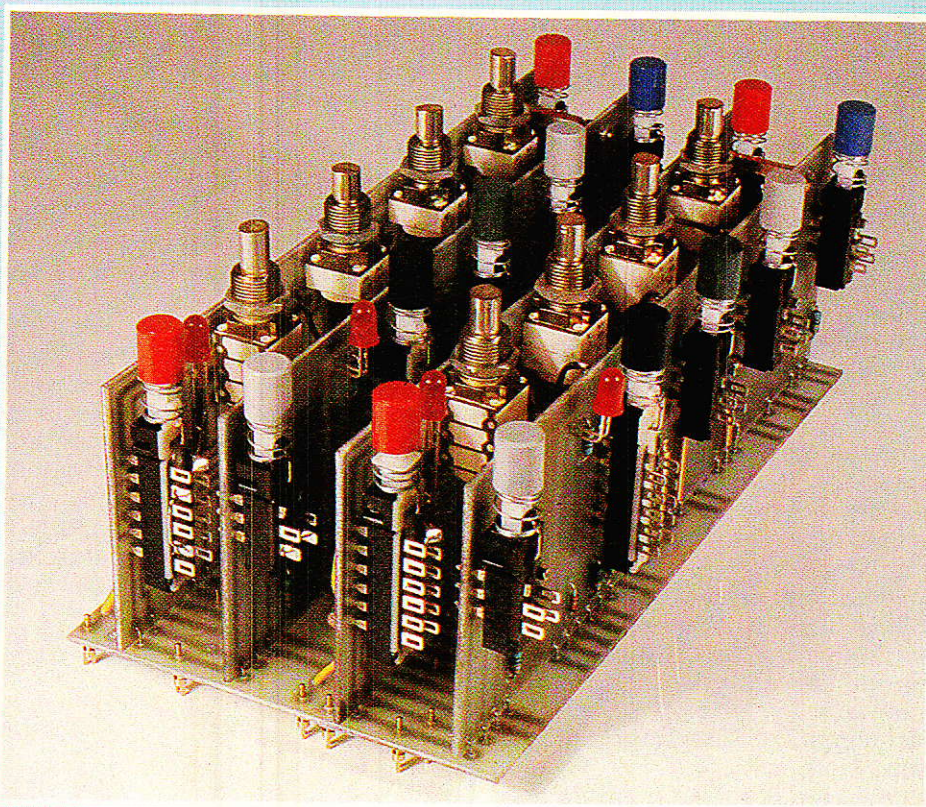
BRADY

Dessin de Circuit Imprimés
Assessoires de Câblage

Documentation sur demande

Tél. 45.80.10.21

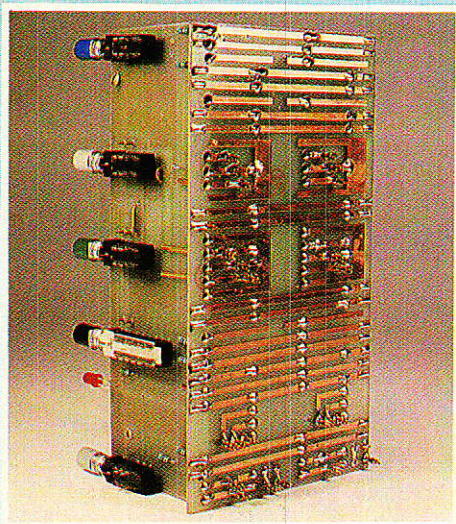
Mise à jour AC Oddy



Une fois de plus, nous allons faire un intermède « mise à jour », afin de répondre à un grand nombre de lecteurs qui réclament depuis déjà longtemps la version new du module départs auxiliaires de Oddy, et profiterons de ces pages pour signaler quelques coquilles non encore corrigées.

Introduction

Au moment où vous lisez ces pages, aurait dû paraître le numéro hors-série compilant l'intégralité de ODDY. Malheureusement, pour des raisons techniques, il a fallu reporter au 14 janvier cette disponibilité. La rédaction et l'auteur vous prient d'accepter leurs sincères excuses, mais le travail considérable de refonte a fait déborder la mar-



mite... et comme il s'agit d'un numéro unique à un tirage limité, il se doit de tendre vers la perfection. Pas question de foncer sans vérifier soigneusement chaque ligne, chaque figure, et il y en a quelques unes !

D'autre part, certains d'entre-vous s'étonnent de la formule « souscription », et se plaignent de ne pouvoir acheter chez leur revendeur habituel, ce numéro hors-série. La raison est simple : le tirage étant limité, et le coût de fabrication considérable (196 pages, tout en couleur, pages cousues, papier de grande qualité, etc...), il serait impossible de mettre ne serait-ce qu'un seul exemplaire dans tous les kiosques de France.

Enfin, (et ce dernier point est très important), il n'est pas question de vous IMPOSER ce numéro hors-série, afin de corriger uniquement les erreurs ! Ce serait mal connaître la rédaction et l'auteur. Non, cette refonte possède en soi bien d'autres qualités pour n'être point réduite à cette sordide et seule fonction.

Donc à la question : « Alors, pour construire les nouveaux DEP.AUX, et connaître les erreurs non-corrigées, il faudra impérativement acheter le numéro hors-série ? », nous prouvons dans ces pages que NON, et ce sans plus tarder.

DEP. AUX. « NEW »

Ce module indispensable souffrait de quelques infirmités : tout d'abord l'utilisation de potentiomètres devenus désormais introuvables (et de qualité

très ordinaire), d'une construction délicate (utilisation des deux faces du CI principal), et de l'usage d'un SHADOW particulier, qui en a fait hurler plus d'un...

Il a donc été entièrement redessiné, et les améliorations suivantes (autres que mécaniques), ont été apportées :

— Le panoramique est désormais un modèle SERNICE à cran central, 47 K log + 47 K F

— Toutes les implantations de potentiomètres acceptent normalement les P11.

— Une commutation MASTER, existe enfin (comme sur SONDY). La **figure 1** est destinée à attirer votre attention sur les trois points touchant au schéma :

1° I7, semblable à I6, mais débouchant sur les bus MASTER 1, a été ajouté.

Dans la première version, seul MASTER 2 était commutable, MASTER 1 restant fixe. Cette formule permettait déjà de faire par exemple pendant un mixage, une bande totale, et une bande musicale.

Toutefois l'auteur a souffert cent fois de ne pouvoir commuter MASTER 1. Cette fonction est donc maintenant disponible, sur le nouveau module décrit ici, au point que l'auteur ronchonne autour de Son ODDY, et envisage un échange des départs auxiliaires, (ainsi que des correcteurs version sélectivité variable en continu)...

2° L'interrupteur I1 qui posait bien des problèmes d'approvisionnement, est redevenu ici un modèle standard (SHADOW F4), et quatre cellules suffisent.

3° Le panoramique aussi a changé : il ne s'agit plus d'un double potentiomètre linéaire et de deux résistances, mais d'un 47 K log, 47 K F, à cran central s'il vous plaît ! Cette pièce est tenue en stock au CLUB A & C, ne vous faites aucun souci (de même, si d'aventure vous cherchiez un 10 K F, ils existent).

Cette dernière disposition impose un léger changement de nomenclature (plus de R17-R18, et déplacement de R1-R2). Pour éviter toute confusion, nous donnerons la nouvelle nomenclature.

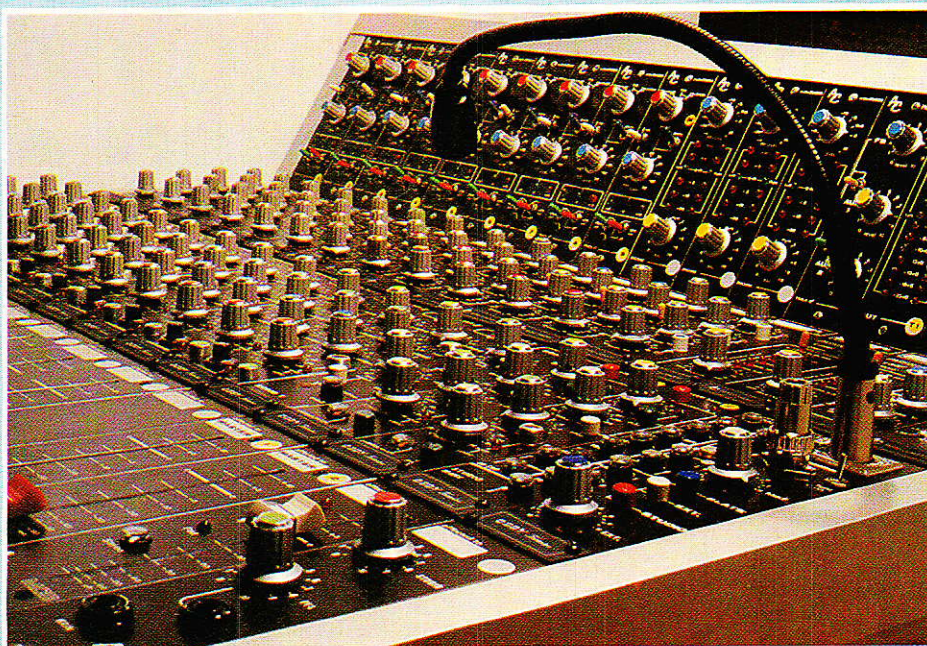
Réalisation

Deux versions sont proposées : MONO et STEREO. Voyons la première, dont la seconde découlera directement.

DEP. AUX. MONO

La réalisation de ce module est répartie sur trois circuits imprimés : carte dite principale, carte des commutations, et carte mère. L'ancienne formule aussi comportait 3 cartes (dont une petite) mais était délicate à câbler, et le passage en stéréo n'était pas d'une clarté éblouissante.

Le circuit imprimé de la première carte et son implantation



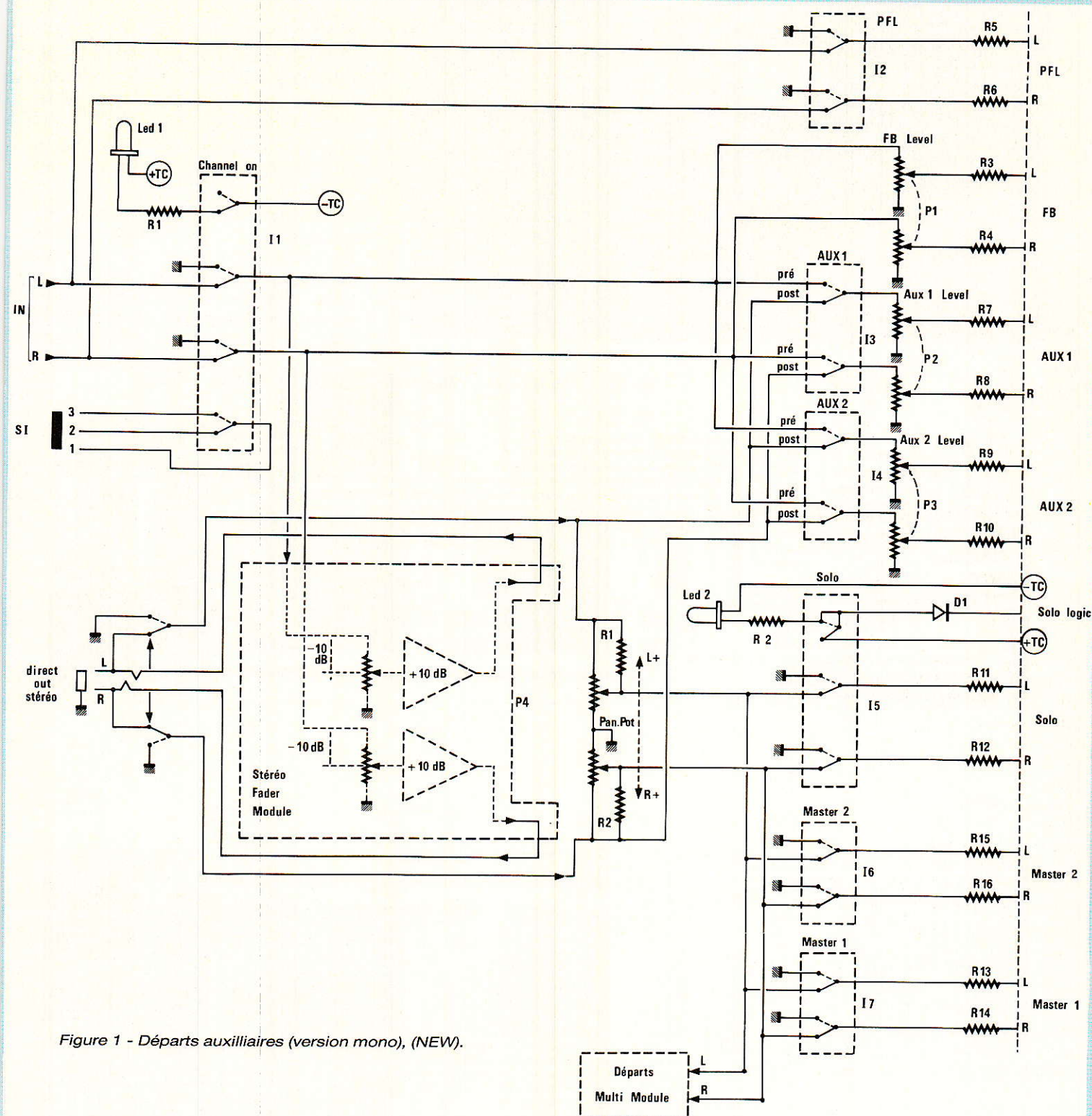


Figure 1 - Départs auxilliaires (version mono), (NEW).

sont donnés à la **figure 2**. Le nom de « principale » est dû essentiellement au fait que ce seront les canons des potentiomètres qui lieront le module à la face avant.

Un premier point à noter : les broches centrales de P1, P2 et P3, seront repliées de telle sorte

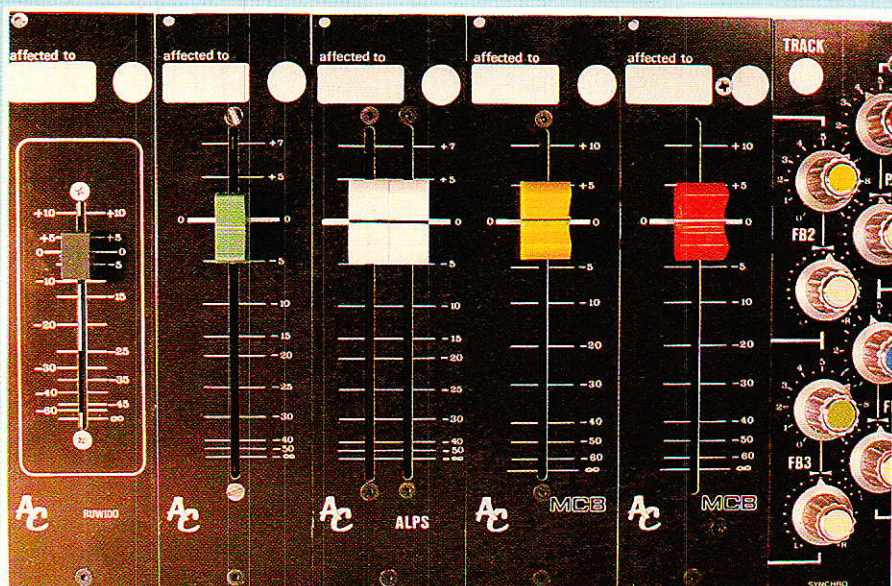
qu'elle rejoindront le plot de la seconde rangée, comme cherchant à le matérialiser les pointillés.

A gauche de chacun sera soudé un picot PF29120, ainsi qu'à côté de R1. On n'oubliera pas les trois straps, et l'on attendra d'avoir

pris connaissance des détails complémentaires illustrés plus loin.

Les éléments essentiels de la carte des commutations, sont visibles à la **figure 3**. Elle reste pourtant incomplète car :

1° il faudra couper la première rangée de cosses de tous les



SHADOW, afin que les ailes du « U » de la face avant, ne viennent pas s'y frotter.

2° les trois picots PF29120 situés à droite de I3, I4, et I5, seront soudés COTE CUIVRE.

3° il faudra strapper les dernières cosses de I2 et I4, comme l'indiquent les traits (une patte de résistance et deux soudures).

4° six straps, et une diode seront à mettre dans le bon sens...

La carte mère surprendra les « anciens » ! En effet, deux modules complets (4 cartes), viendront y prendre place. De plus, elle sera compatible mono et stéréo. Ainsi les liaisons entre les bus seront tous simplement

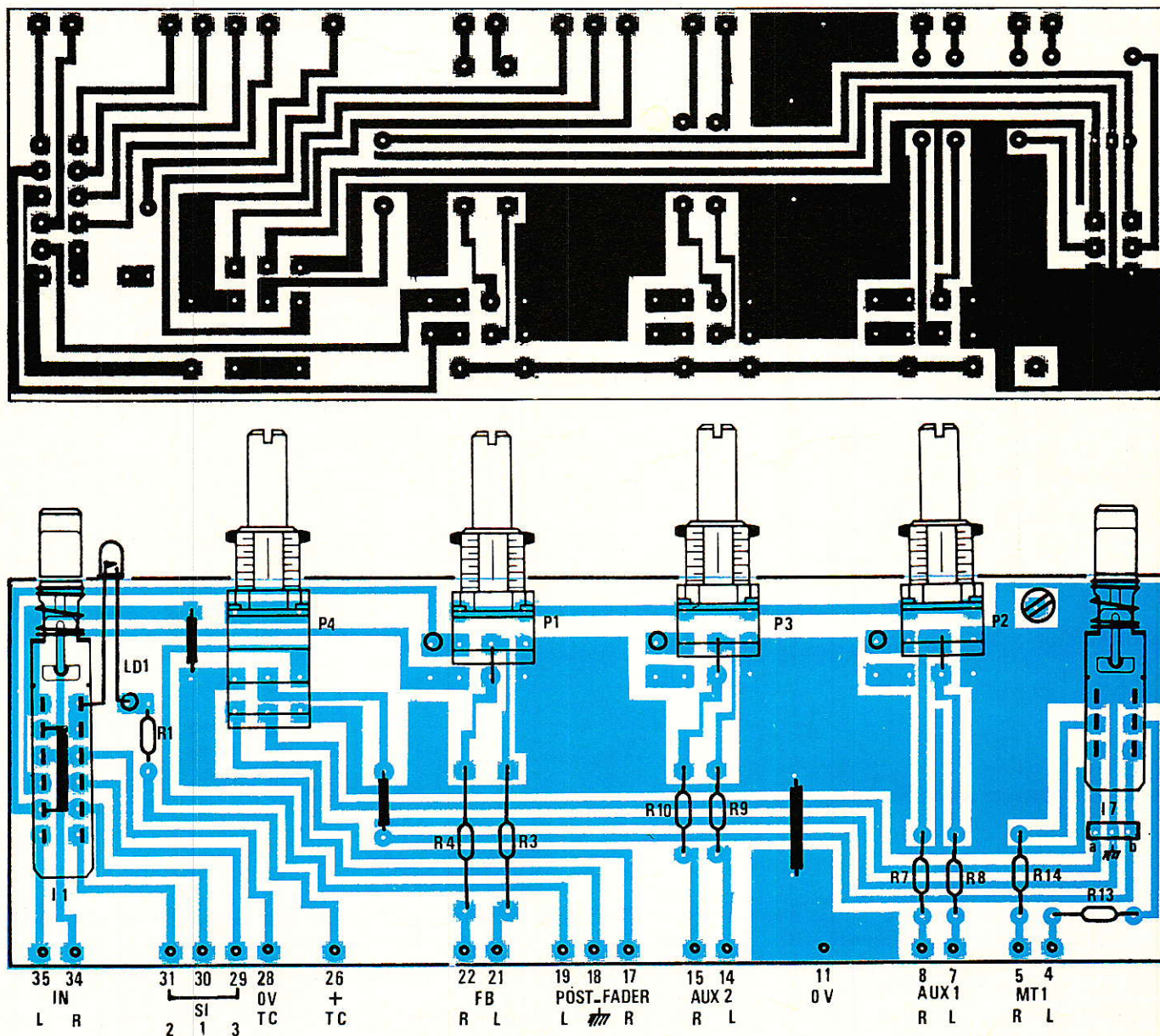


Figure 2 - Tracé et implantation. Mono.

La mesure en kit c'est SELECTRONIC

Nous vous proposons une gamme homogène d'appareils de mesure, de très belle présentation dans une ligne de boîtiers de même encombrement et superposables (excepté Alimentation de laboratoire et Analyseur logique). Tous ces kits sont fournis avec boîtier, face-avant alu anodisé, percée et sérigraphiée, boutons et accessoires. Caractéristiques détaillées sur simple demande en précisant la référence voulue.

1 - GENERATEUR D'IMPULSIONS (84037)

- Temps de montée : 10 ns environ.
- Largeur : 7 gammes de 1 μ s à 1 s, rapport cyclique réglable jusqu'à 100%.
- Période : 7 gammes de 1 μ s à 1 s + déclenchement externe en manuel.
- Tension de sortie : variable de 1 à 15 V, sortie TTL, impédance de sortie 50 Ω , signal normal ou inverse.
- Divers : sortie synchro, indication de fausse manœuvre, etc.

Le Kit Générateur d'Impulsions

111.1516

840,00 F

2 - EXTENSION MEMOIRE UNIVERSELLE POUR OSCILLOSCOPE (86135) (E 104)

- Pour tout oscilloscope équipé des calibres 0,2 V/div. et 0,5 ms/div.
- Vitesse de balayage de l'écran de 5 à 250 s. en 6 gammes (extensible).
- Alimentation 5 V régulée intégrée.

Le Kit Mémoire pour Oscilloscope

111.6710

475,00 F

3 - WOBULATEUR AUDIO (85103) (E 89)

- Permet de transformer tout générateur BF équipé d'une entrée VCO en générateur wobulé (à alimenter à partir du générateur de fonctions).

Le Kit Wobulateur Audio

111.6429

545,00 F

4 - GENERATEUR DE FONCTIONS (84111)

- Gamme de fréquences : de 1 Hz à 100 kHz en 5 gammes.
- Signaux délivrés : sinus, carré, triangle.

Le Kit Générateur de Fonctions

111.1530

649,00 F

5 - DOUBLE ALIMENTATION DE LABORATOIRE "SUPER COMPACTE" (86018) (E 93)

- 2 sections indépendantes réglables : de 0 à 20 V / de 0 à 1,25 A.
- Totalement protégée contre les court-circuits.
- Affichage digital LED sur chaque voie de la tension ou du courant de sortie.
- Le kit est fourni avec transfo torique spécial.

Le Kit Alimentation "Super Compacte"

111.6455

1.695,00 F

Nouveauté
KIT DETECTEUR I.R. PASSIF
A MODULE - PID 11 (87067)
LE KIT COMPLET (avec boîtier)
435,00 F
111.6984

6 - ALIMENTATION DE LABORATOIRE (82178) (E 54)

- Alimentation de laboratoire à affichage digital LCD (3 1/2 digits). - Tension ajustable de 0 à 30 V.
- Courant limitable de 0 à 3 A. - Protection totale contre les court-circuits. - Dimensions : 300 x 120 x 260 mm avec radiateurs. - Poids : 7 kg.

Le Kit Alimentation de Laboratoire Numérique **SERNAM**

111.1474

1.450,00 F

9 - GENERATEUR DE SALVES "SPOT-SINUS" (87036) (E 106/107)

- Générateur SINUS à très faible taux de distorsion (< 0,008%) couplé à un générateur de salves. - 5 fréquences fixes stabilisées par quartz.
- Paramètres des salves réglables séparément. (Fourni avec face autocollante gravée).

Le Kit Générateur de Salves "SPOT-SINUS"

111.6795

1.130,00 F

MODULE VOLTMETRE NUMERIQUE UNIVERSEL

LCD

EN KIT

LED



(Décrit dans E.P. n° 99).

Alimentation à prévoir : 5 à 15 V / 3 mA (symétrique ou asymétrique). Dim. : 96 x 44 mm

Le Kit Module LCD

111.6550

199,00 F



Alimentation à prévoir : 8 à 20 V / 220 mA.

Le Kit Module LED Dim. : 80 x 40 mm

111.6920

185,00 F

Prix de lancement : **165,00 F**

L'embaras du choix !

Caractéristiques communes aux deux modèles :

- Remplace tout galvanomètre continu, analogique de tableau.
- Affichage : 2000 points (3 1/2 digits).
- Calibre de base : 200,0 mV (autres calibres par simple changement d'une résistance).
- Calibres "Ampèremètre" obtenus par

adjonction d'un shunt (en principe : 0,1 Ω).

- Zéro automatique. - Polarité automatique.
- Régulation incorporée.
- Précision : $\pm 1\%$.
- Fourni avec fenêtre enjoliveur.
- Découpe à prévoir dans la face-avant : 23 x 67,5 mm.

7 - CHRONOPROCESSEUR

Horloge programmable automatique par réception de signaux codés "FRANCE-INTER" REÇEPTEUR SANS MISE AU POINT. Accordé sur la nouvelle fréquence (162 KHz). Totalement compatible avec le nouveau système de codage.

- Mise à l'heure automatique toute l'année.
- Réception garantie sur tout le territoire métropolitain et les pays limitrophes. - 4 sorties programmables avec sauvegarde (voir description détaillée dans notre catalogue général).

LE KIT : Il est fourni avec tout le matériel nécessaire à la réalisation complète : circuits imprimés (dont 1 à double face à trous métallisés), mémoires programmées, le jeu d'ACCUS DE SAUVEGARDE pour la programmation, accessoires, etc. ainsi que la tôle avec face avant percée et sérigraphiée.

Le Kit Chronoprocasseur Professionnel

111.6469

1.995,00 F

8 - CAPACIMETRE DIGITAL (EPS 84012)

- Gamme de mesures : de 0,5 pF à 20 000 μ F en 6 gammes.
- Précision : 1% de la valeur mesurée ± 1 digit ; 10% sur le calibre 20 000 μ F.
- Affichage : Cristaux liquides.
- Divers : Courant de fuite sans effet sur la mesure ; - Permet de mesurer les diodes varicap.

Le Kit Capacimètre Digital

111.1514

750,00 F

10 - FREQUENCEMETRE 1,2 GHz A MICROPROCESSEUR (85013 - 85014 - 85006) (E 78/79)

- Fréquence-mètre professionnel de 0,01 Hz à 1,2 GHz. - Impulsiomètre - Périodomètre
- Compteur. - Changement automatique de gammes. - Affichage fluo 16 digits alphanumériques. - Base de temps de précision par oscillateur hybride haute stabilité. - Face-avant avec clavier de commande intégré.

Le Kit complet 1,2 GHz

111.6349

2.750,00 F

EN OPTION Oscillateur ultra-stable

TXCO 10,000 MHz 114.5520

699,00 F

11 - HORLOGE ETALON "DCF 77" (86124) (E 105/106)

- Horloge à signaux horaires codés. - Affichage simultané de toutes les informations. - Carillon programmable. - Interface compatible RS 232.
- Fréquence étalon de 10 MHz en sortie, etc. (cette horloge ne possède pas de sortie programmable et n'est utilisable que dans la moitié Nord de la FRANCE). - Le kit est fourni avec face-avant à clavier intégré et cadre fermeté bobiné.

Le Kit Horloge DCF 77

111.6714

2.300,00 F

12 - L'ANALYSEUR LOGIQUE (81094 - 81141 - 81577)

- Caractéristiques générales : - Permet l'échantillonnage de 8 lignes de données de 256 états logiques - Horloge interne 4 MHz - Un curseur permet de pointer sur l'écran un mot logique de 8 bits - L'extension mémoire permet de mémoriser des signaux analogiques - Compatible TTL, TTL-LS, C-MOS. LE KIT. Il comprend : - l'analyseur logique - l'extension mémoire - les tampons d'entrée pour circuits C-MOS.

Le Kit Analyseur Logique

111.0097

2.900,00 F

Selectronic
NOUVEAU MAGASIN

86, rue de Cambrai
59000 LILLE



TARIF AU 1^{er} 09/87

Correspondance : BP 513 - 59022 LILLE Cedex - Tél. : 20.52.98.52

Selectronic

IL EST PARU, ET NE COÛTE QUE 12 F !



256 pages de composants,
de matériels électroniques
et d'informations techniques.

COUPON A RETOURNER D'URGENCE A :
SELECTRONIC - BP 513 - 59022 LILLE CEDEX

Je désire recevoir le catalogue 87/88 de SELECTRONIC
(joindre 12,00 F en timbres-poste pour frais d'expédition)

RP

SOCIÉTÉ (facultatif) :

NOM :

PRÉNOM :

ADRESSE :

LOCALITÉ : CODE POSTAL :

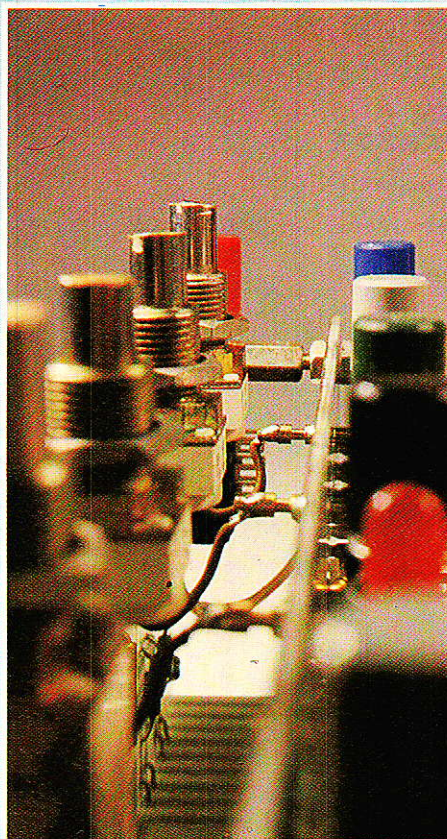
BUREAU DISTRIBUTEUR :

REALISATION

deux fois moins importantes, ce qui ne devrait déplaire à personne ! Si vous observez bien les photographies, vous constaterez que le prototype comporte d'ailleurs une voie mono et une stéréo sur la même carte.

La **figure 4** en donne le dessin du circuit imprimé et son implantation. Celle-ci se résume à engager les deux cartes précédemment construites et équipées de broches constituées de pattes de résistances, et à souder côté cuivre 9 picots PF29120 qui seront utiles au moment du câblage.

L'aspect définitif et monobloc de l'ensemble peut abuser : il est en effet tout à fait possible d'accéder à TOUS les composants en retirant une ou au pire deux faces avant contigües.



L'outil idéal pour la maintenance en site, est ici la tresse à dessouder, malgré son défaut qui consiste à brunir le vernis protecteur.

La **figure 5** donne des renseignements utiles, sous forme de dessins de détails :

— En 5 a, on peut voir une liaison entre les broches 2 et 5 de I1, ainsi qu'une liaison par fil reliant la broche 5 (côté cuivre), à la

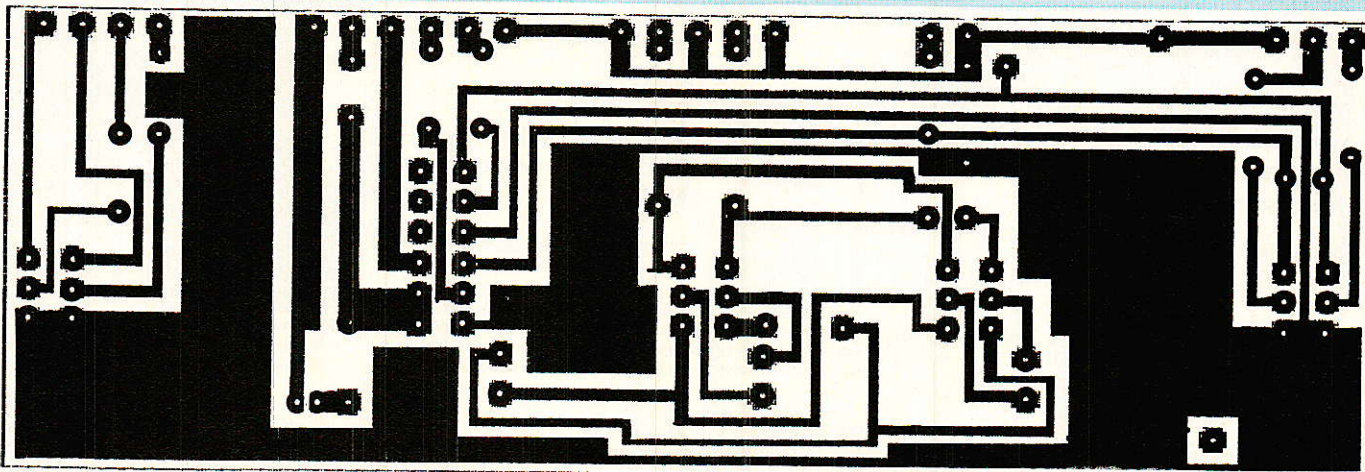


Figure 3 - Tracé et implantation carte commutation.

pastille IN qui n'attend qu'elle.

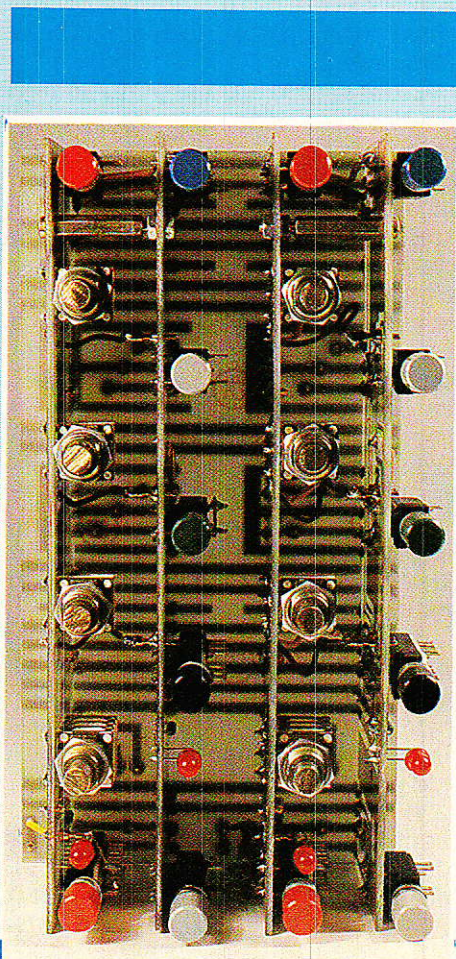
D'autre part, on peut voir aussi le montage de Ld1, dont les pattes ne seront pas coupées et qui seront soudées l'une au picot situé à côté de R1, l'autre sur une des broches supérieures de I1.

— En 5 b, est illustré le fait de couper les cosses supérieures de I2 à I6. Puis l'on voit une nappe

de trois fils partant de la carte principale (a, masse, b), et rejoignant la carte des commutateurs soit sous I6 aux emplacements prévus, soit plus simplement encore, sur les dernières pattes de I6. Cette nappe voit son fil central coupé à environ 1 cm de son extrémité, et se termine donc bien en 2 fils seulement.

La troisième information est purement mécanique : il s'agit de la mise en place de la colonnette reliant les deux cartes, et maintenant l'espacement déterminé par les trous de la carte mère.

Une MF3/20 est utilisée ici, et se trouve allongée par un contre écrou, afin de porter à 23.5 mm sa longueur utile. Un écrou vien-

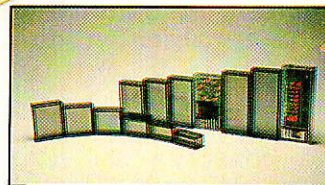
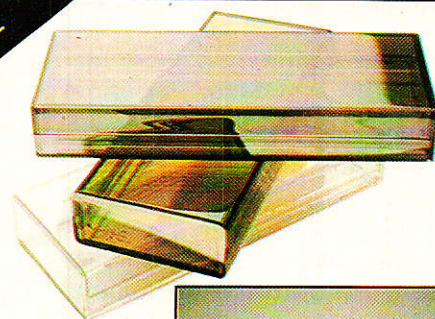


Selectronic

BP 513 59022 LILLE Tél. : 20.52.98.52

coffrets HEILAND

HE 222



IMPORTATEUR

Distributeur

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

Documentation couleur sur simple demande
Revendeurs nous consulter.

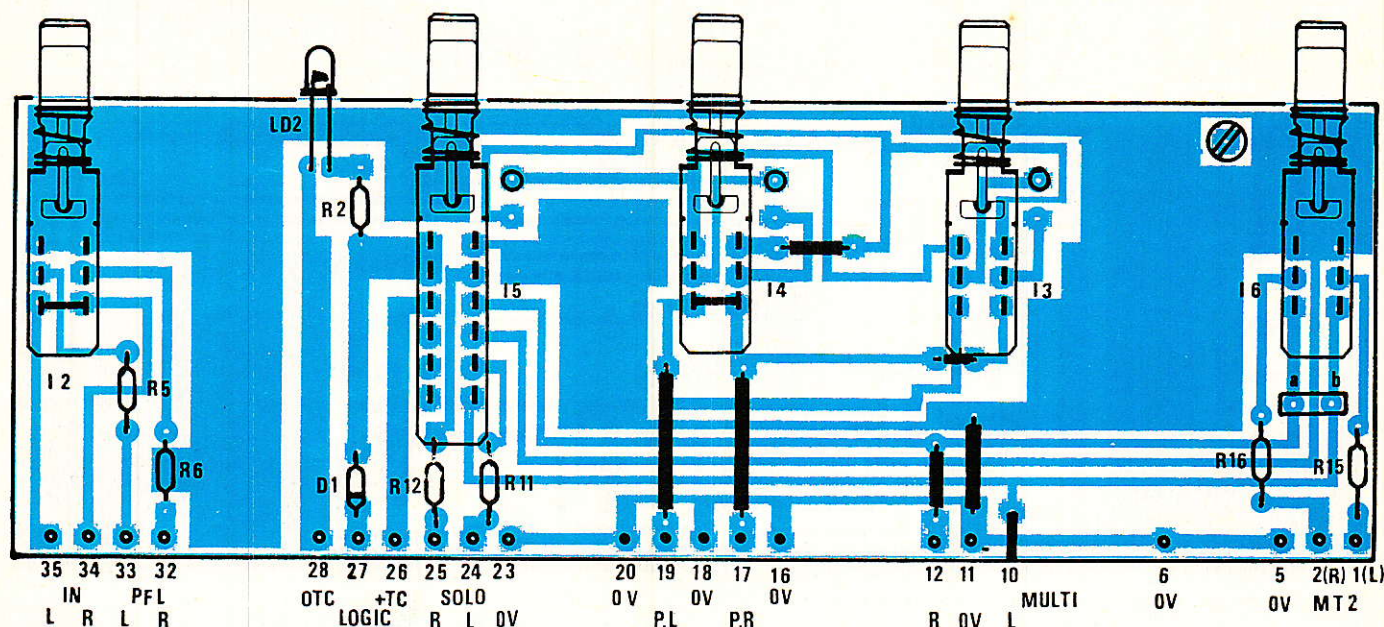


Figure 3

dra immobiliser ce réglage, et une vis permettra l'ouverture des cartes. Il faudra noter toutefois que les écrous seront placés au centre de la carte mère, c'est-à-dire qu'ils se trouveront (avec le second module) face à face. Il s'ensuivra que le montage de l'entretoise du deuxième module sera inversé par rapport au dessin, afin que les vis de démontage soient placées chacune sur un côté du bloc complet (voir photos).

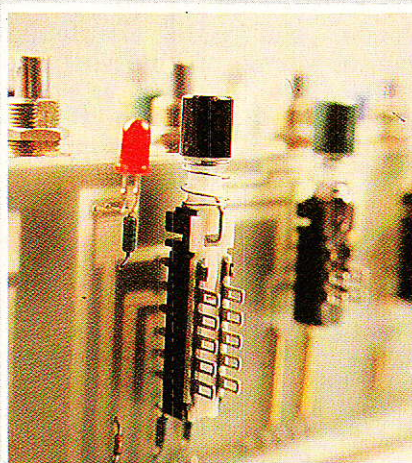
Il ne restera plus qu'à relier les picots qui se font face, par trois petits fils d'environ 3 cm, afin d'autoriser un écartement suffisant pour passer un fer à souder au plus bas des cartes.

Tout ceci peut paraître obscur lors d'une lecture « passive », mais sera bien utile au moment de la construction du premier bloc.

Astuces

Une astuce pour enfileur un peigne constitué de nombreuses pattes de résistances : une fois soudées sur la carte, les couper à l'aide d'une VIEILLE paire de ciseaux et les tailler en biais, de sorte que la première fasse environ 2.5 mm et la dernière 1 cm. Il suffira d'engager dans la carte mère la plus longue et de finir par la plus courte. Vous verrez, c'est très facile.

Autre astuce pour cette manipulation : si vous achetez vos résistances en bandes ou en rou-



leaux, coupez-les à la file avec les mêmes vieux ciseaux, et conservez les pattes liées aux bandes en papier. Vous disposerez ainsi de « broches » au pas de 5.08, et les bandes en papier protégeront vos doigts au moment de la soudure.

Assemblage mécanique

Il ne manque qu'une paire de faces avant pour donner à ces blocs un aspect fini.

A vouloir respecter l'ancienne version et proposer la nouvelle, il a fallu bricoler la face avant originale et trouver une solution commune qui semblait au départ (auxiliaire !) bien compromise.

Nous y sommes pourtant arrivé, à la condition de vous demander un petit effort.

Le nouvel aspect est visible à la figure 6, ainsi que les options.

La sérigraphie va nous permettre de repérer les endroits où il faudra effectuer les usinages, les deux points sensibles étant situés aux extrémités.

A la partie supérieure, le graphisme consiste en un « 1 » suivi d'un grand trait, d'un espace, d'un petit trait, et d'un « 2 ». Pour l'ancienne version, il faudra percer un seul trou, en plein milieu de l'espace vide. Pour la réalisation actuelle, deux trous sont nécessaires. Le premier sera situé à 2.5 mm de la fin du grand trait, et le second à 9 mm du début du petit. A la partie inférieure, un trait est tracé au-dessus de CHANNEL ON et il va nous servir de repère. Pour l'ancienne version, le passage de I1 se situera à l'extrême gauche de cette marque, et la position du trou de 5 mm pour Ld1 respectera les reports indiqués sur le dessin. La nouvelle version exploitera l'extrémité droite du trait, et Ld1 se placera 12 mm au-dessus.

En fait, il sera facile de retenir que la formule récente décrite ici, voit un alignement sur deux droites parallèles : l'une passe par les axes des potentiomètres, l'autre par celui des commutateurs.

Il ne reste plus qu'à lier l'ensemble aux faces avant (bloc de deux modules) et à les immobiliser au moyen des écrous de P1 à P4, SANS CREER DE CONTRAINTES.

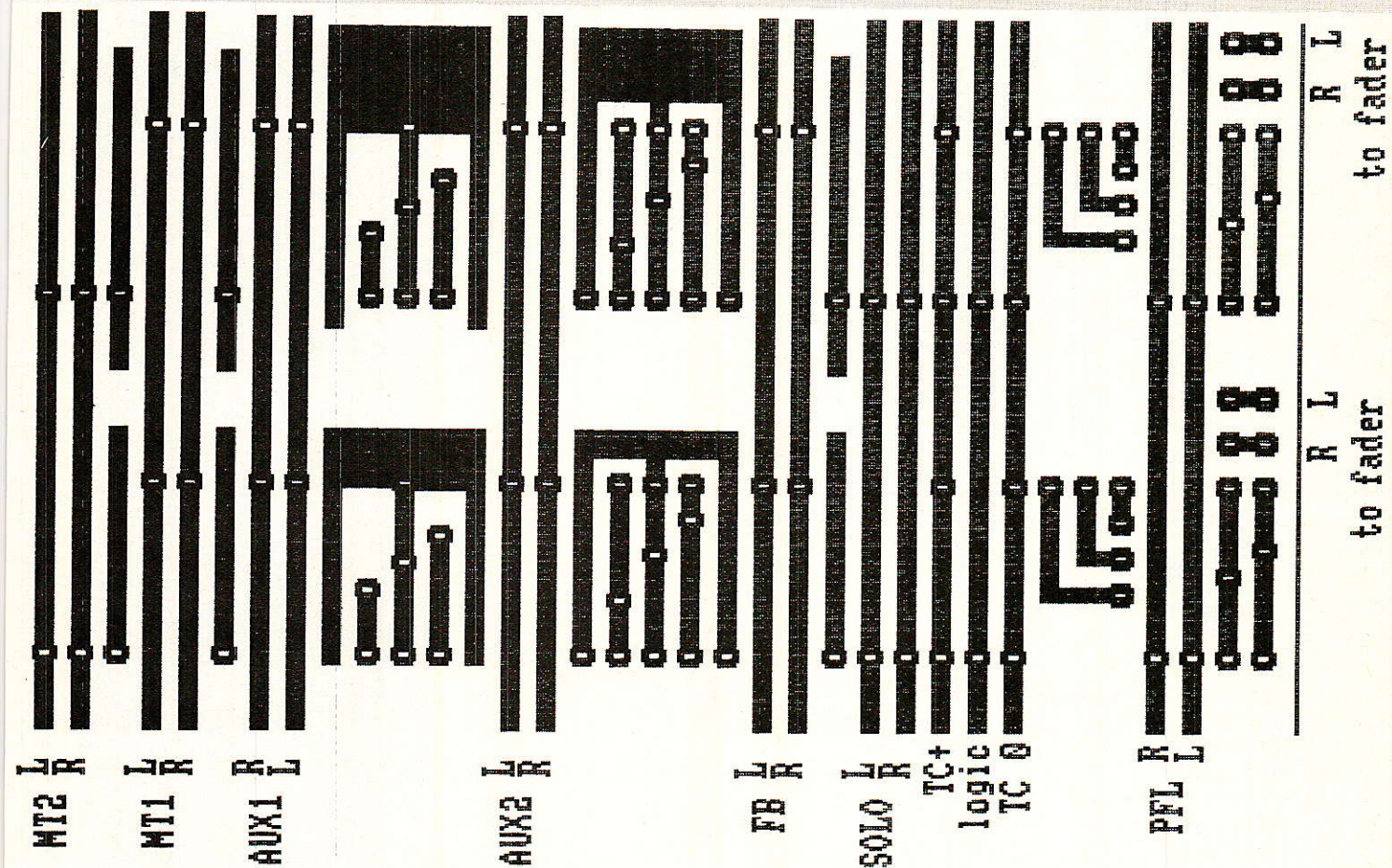
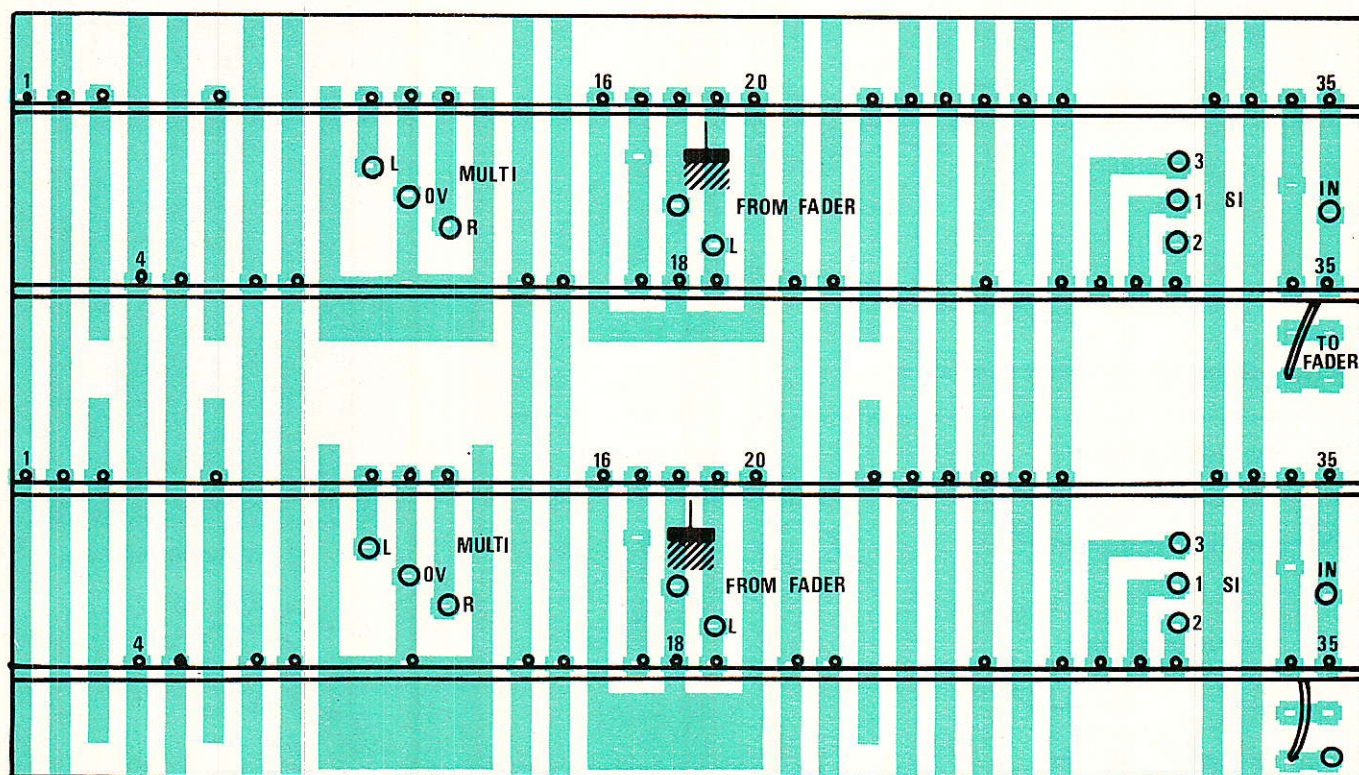


Figure 4 - Tracé de la carte mère et implantation des quatre cartes.



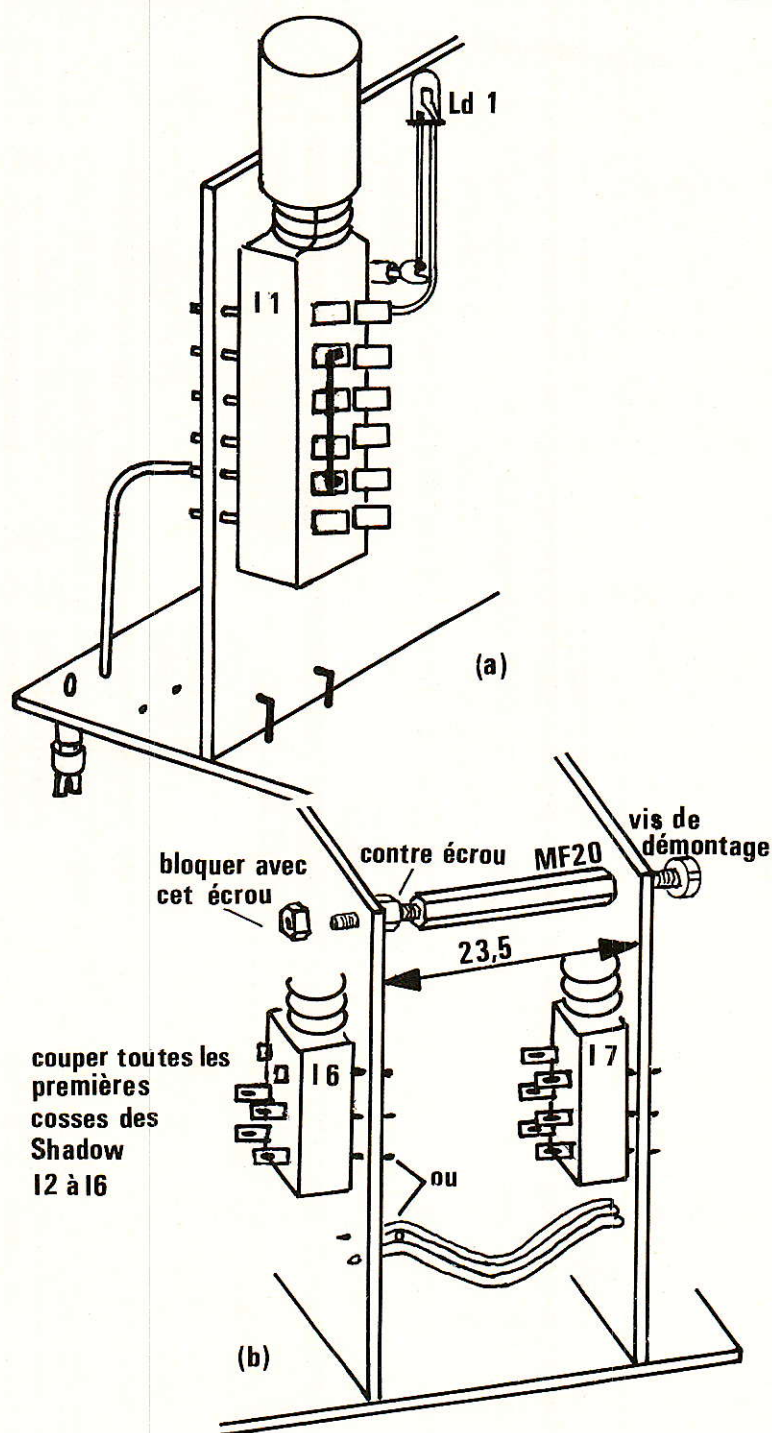


Figure 5 - Détails de branchements entre cartes.

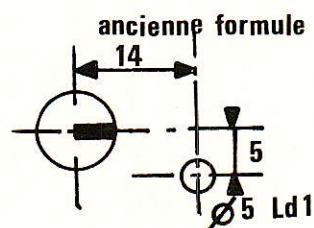
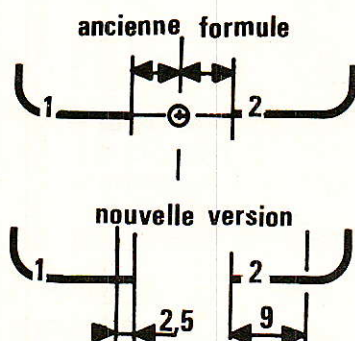
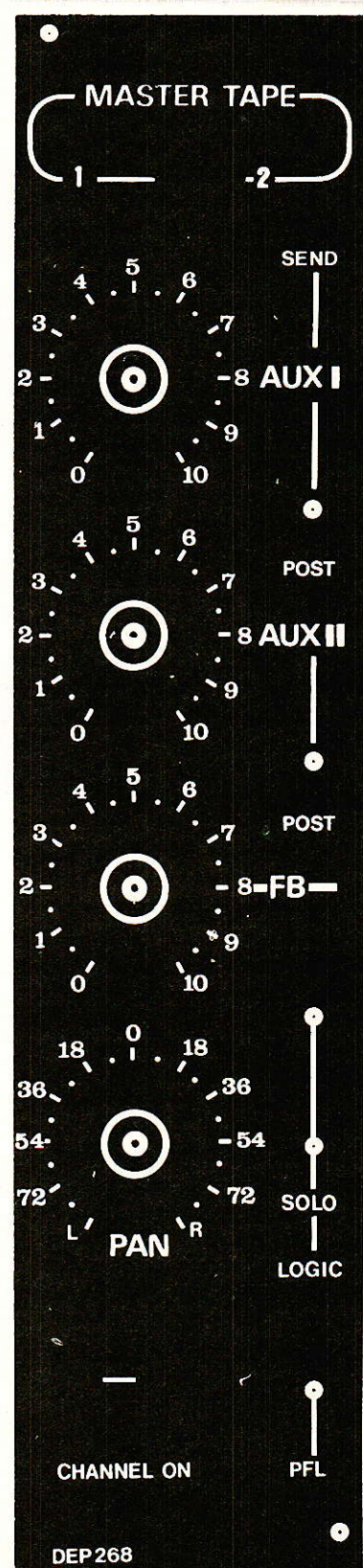


Figure 6 - Nouvelle sérigraphie et compatibilité.



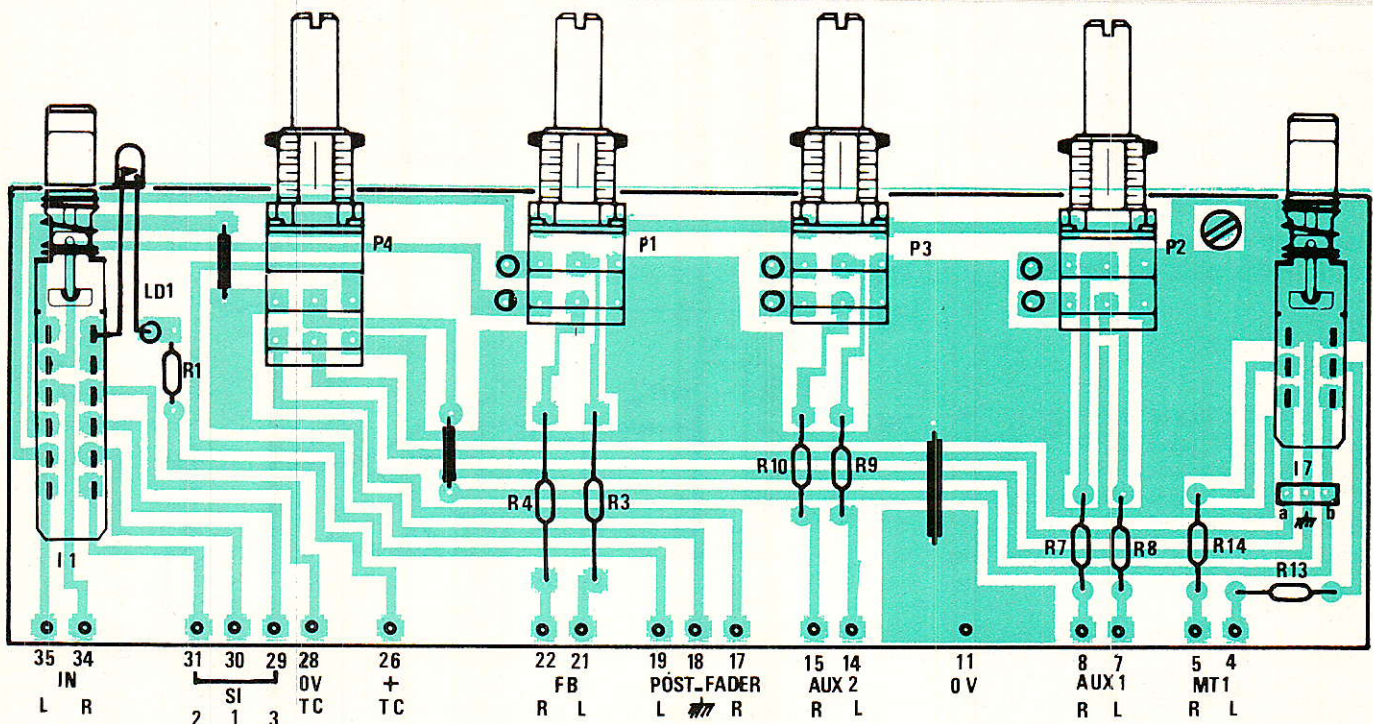


Figure 7 - Implantation DEP. AUX. STEREO.

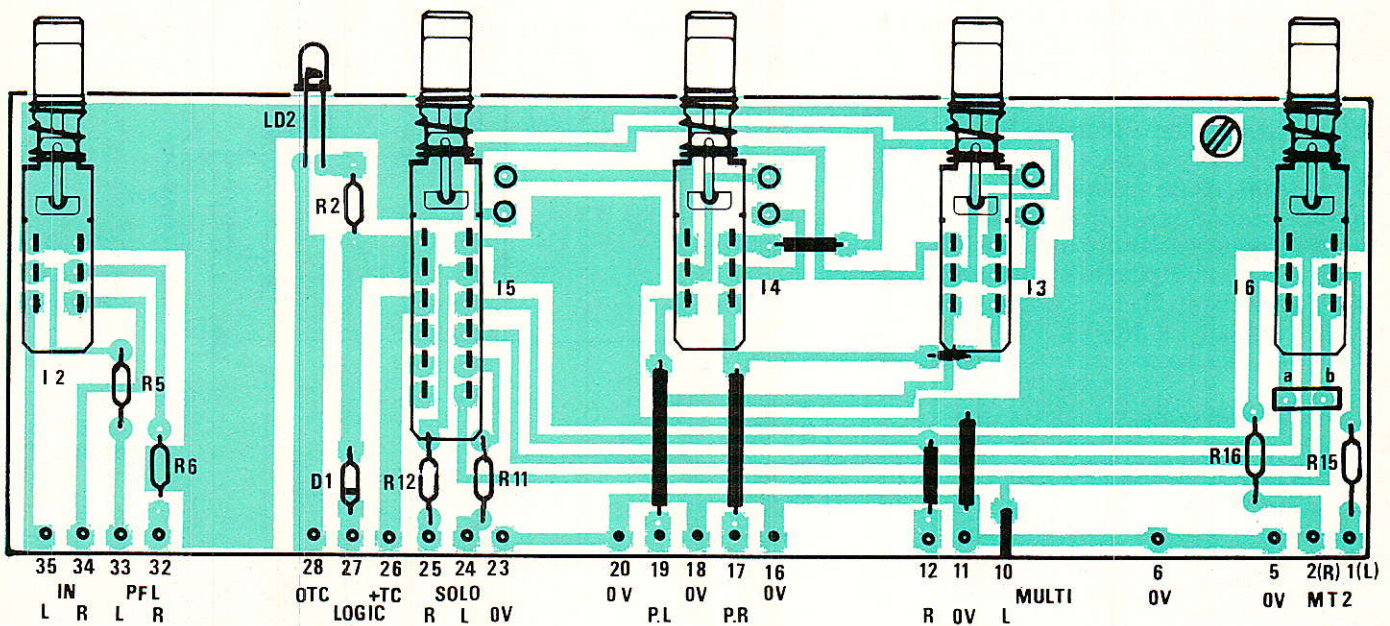


Figure 8 - Implantation carte commutations.

Deux solutions s'offrent à vous :

1° soit jongler pendant un temps variable... avec les quarts de tour des contre écrous.

2° soit vous procurer au CLUB A&C huit cales SPS. Dans ce cas, vous les engagez autour des 8 canons, et les bloquez avec un con-

tre écrou (fin). Tout est parfaitement aligné, et les faces avant s'aplatissent de plaisir.

Passons maintenant au module stéréo.

DEP. AUX. STEREO

Le schéma suit les mêmes lois que pour la version MONO, aussi

ne le reproduirons-nous pas.

Le parallèle se continuera d'ailleurs jusqu'à la réalisation pratique, pour le plus grand bonheur de tous.

La seule différence importante, est que les voies sont doubles, des entrées à toutes les sorties, et le panoramique devient cette

fois balance, même si les gravures de façades continuent à l'identifier sous le nom de PAN. C'est toujours un 47 Klog 47 KF à cran central de SFERNICE, qui remplit la fonction avec compétence.

Il est évident que tout ce qui est post-panoramique ne change absolument pas : Départs SOLO, MASTER 1, MASTER 2, et MULTI.

Tout est doublé avant P4, sauf la signalisation. C'est simple !

Réalisation

Le circuit imprimé de la carte principale est identique à celui que nous avons donné à la figure 2. Aussi ne proposons-nous à la figure 7 que l'implantation car cette fois les possibilités offertes par le tracé côté cuivre vont être exploitées.

Ainsi, si vos finances n'étaient pas là pour vous rappeler à l'ordre, pourriez-vous envisager de câbler TOUS les départs auxiliaires STEREO, et relier ensemble les entrées des modules MONO.

Les économies que nous vous proposons avec l'implantation mono portaient essentiellement sur les potentiomètres. Trois sur quatre exactement (car le PAN POT) est identique, plus le fader.

Il faudra donc observer les mêmes procédures que celles que vous connaissez déjà ; SAUF pour I₁ qui ne comportera plus de strap. Bien entendu les potentiomètres seront « duo », et les picots de liaisons inter-cartes doublés.

La carte des commutations utilise elle aussi le même circuit imprimé que celui nécessaire à la version MONO :

Seuls les straps qui étaient montés sur I2 et I4 ont disparu et les picots sont doublés ; comme l'indique la figure 8.

Idem pour la carte mère compatible : les seuls ajouts s'appliquent aux points d'accès, ce qui confirme la figure 9.

L'assemblage mécanique suit très exactement les mêmes lois que la version mono, sauf pour les liaisons suivantes :

— De la carte principale à celle des commutations, les fils reliant les picots sont au nombre de 6 au lieu de 3. Le passage de I₆ à I₇ reste identique.

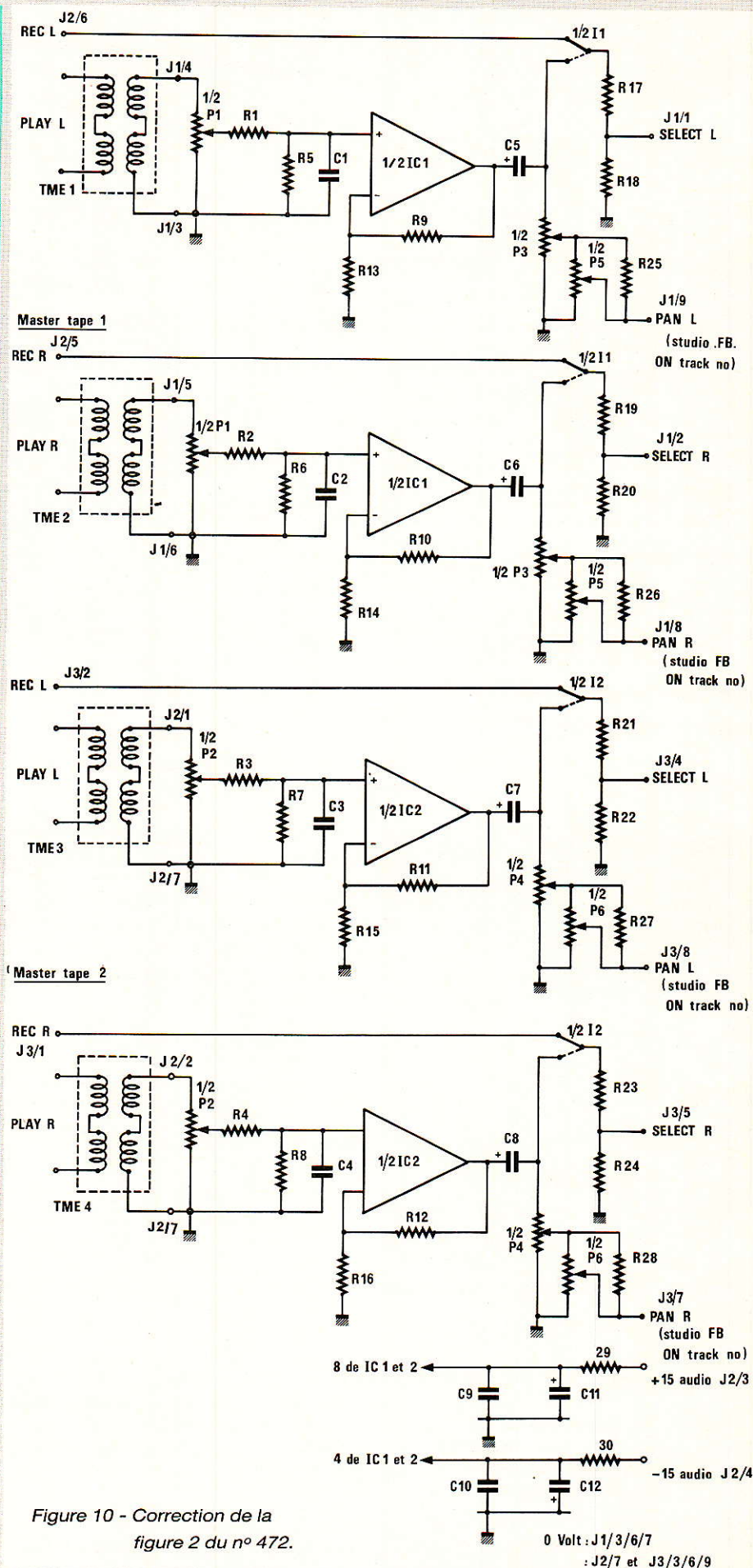


Figure 10 - Correction de la figure 2 du n° 472.

— De la carte principale à la carte mère ; le transfert de I₁ aux pistes d'entrées est doublé (raison de la disparition du strap visible à la figure 5). Les précautions prises pour la pose des faces avant MONO s'appliquent à nouveau intégralement.

Voilà, tout ou presque est dit concernant ce module particulièrement important ; et la compatibilité étant assurée, nous pouvons aborder la conscience tranquille les corrections.

rectes, et la **figure 11** rétablit la vérité.

N° 471 * Cette fois, il faut bien reconnaître que c'était le délire ! Le dessinateur était soit amoureux, soit en guerre contre les SHADOW (et les SHADOW pompaient...), enfin toujours est-il que les figures 4, 6, 7 et 9 étaient irrecevables.

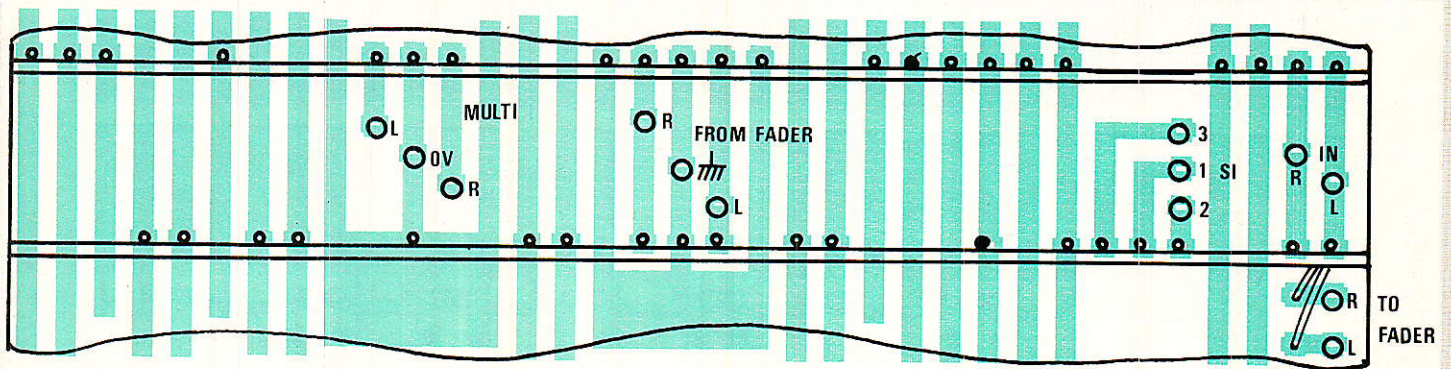


Figure 9 - Implantation sur la carte mère.

Errata

Au fil des pages se glissent surnoisement des erreurs, plus ou moins lourdes de conséquences, et que nous déplorons tous. Vous demander d'accepter nos excuses est nécessaire mais bien insuffisant, et la rédaction met en place une structure nouvelle afin de tendre vers l'erreur zéro.

Il arrive parfois que la partie « texte » de nos pagés, file vers l'incompréhensible, par suite d'un « un » transformé en « en », ou du saut pur (et dur) d'une ligne. Mais il arrive aussi que votre serviteur se disperse : Ainsi, dans le numéro 469 page 46, on pouvait lire « ... Seul l'ampli de PFL sera opérationnel. Il suit le mélange établi le mois dernier (sorties de IC4)... ». Ce n'est pas IC4 mais IC6, IC4 étant attaché au SOLO.

N° 472 * Figure 5 page 52, « vers Asym. Out, MC01 (2) » lire ML01 (2) bien sûr.

N° 472 * Figure 2 page 49, c'est le schéma qui est imparfait. La **figure 10** en redonne l'original.

N° 472 * Figure 6 page 52, les indications J1/9 et 8 sont incor-

rectes, et la **figure 11** rétablit la vérité.

Si les photographies permettaient aisément de sortir des problèmes engendrés par la figure 7 (I₁ et I₄ de 2 inverseurs plus demi-inverseurs ??), le défaut commun aux figures 4 et 6 était plus sordide :

Le clavier est placé 4 mm plus bas que sur l'autre carte !

Bien entendu, les lecteurs qui se sont procuré les CI à la rubrique SERVICES n'ont rien vu de parti-

culier. Par contre, ceux qui ont recopié les dessins de la revue ont eu une fâcheuse surprise.

Pour ne pas être en reste, l'auteur aussi avait apporté sa petite erreur personnelle. Elle est corrigée figure 13 et confirmée **figure 14**.

N° 463 * A la figure 5, une liaison manquait au dessin du CI. La correction est faite **figure 15**.

N° 469 * Figure 3, les condensateurs C₃ et C₁₆ étaient dessinés

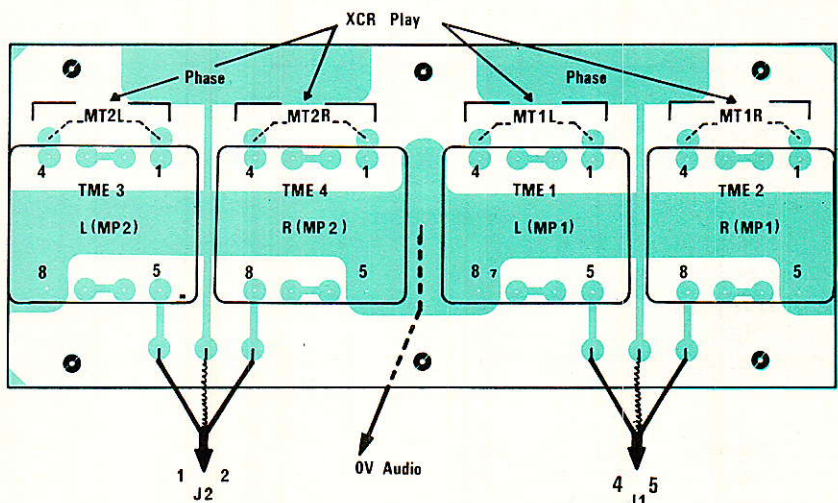


Figure 11 - Correction de la figure 6 du n° 472.

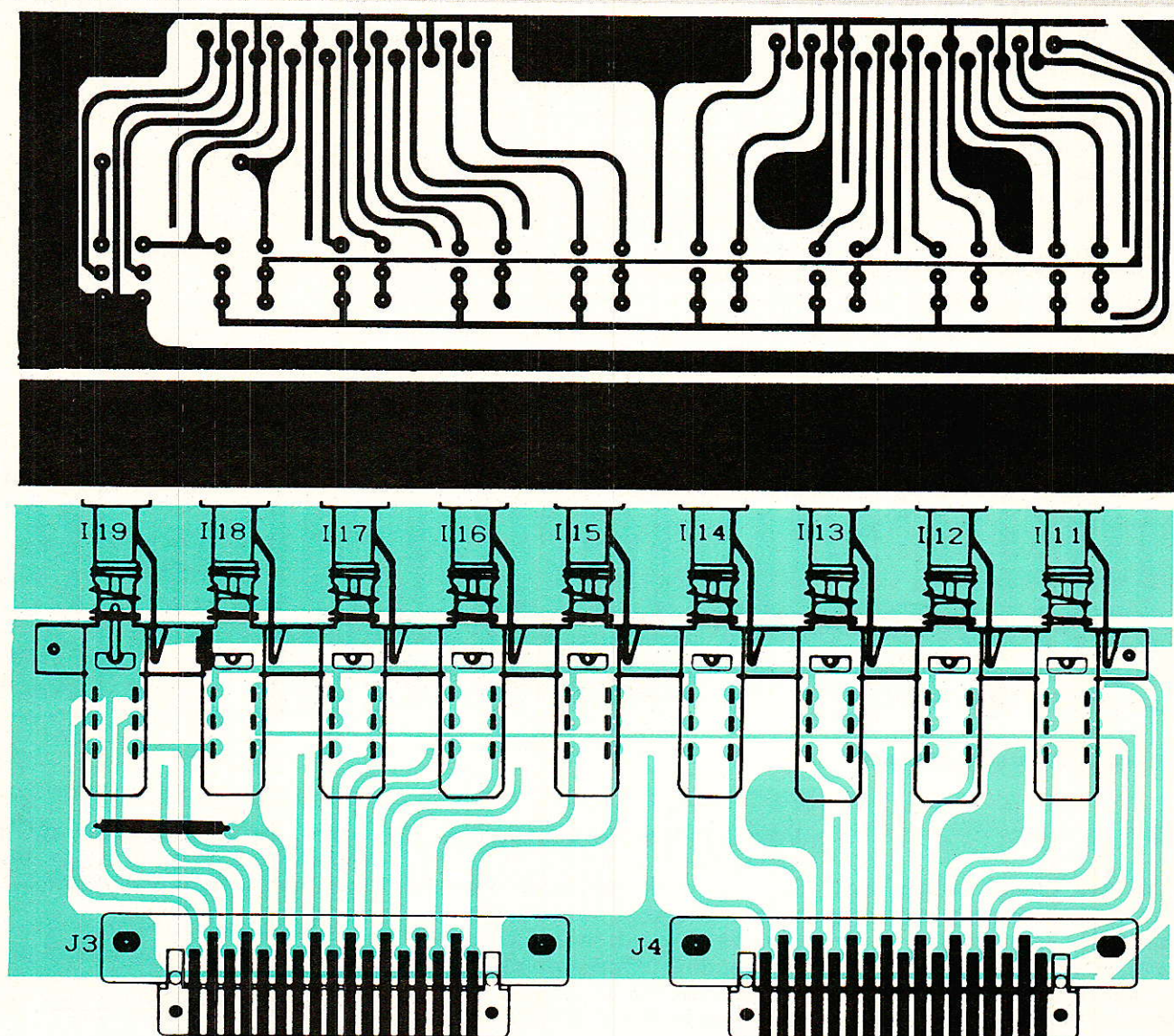


Figure 12 - Corrections des figures 4, 6, 7 et 9 du n° 471.

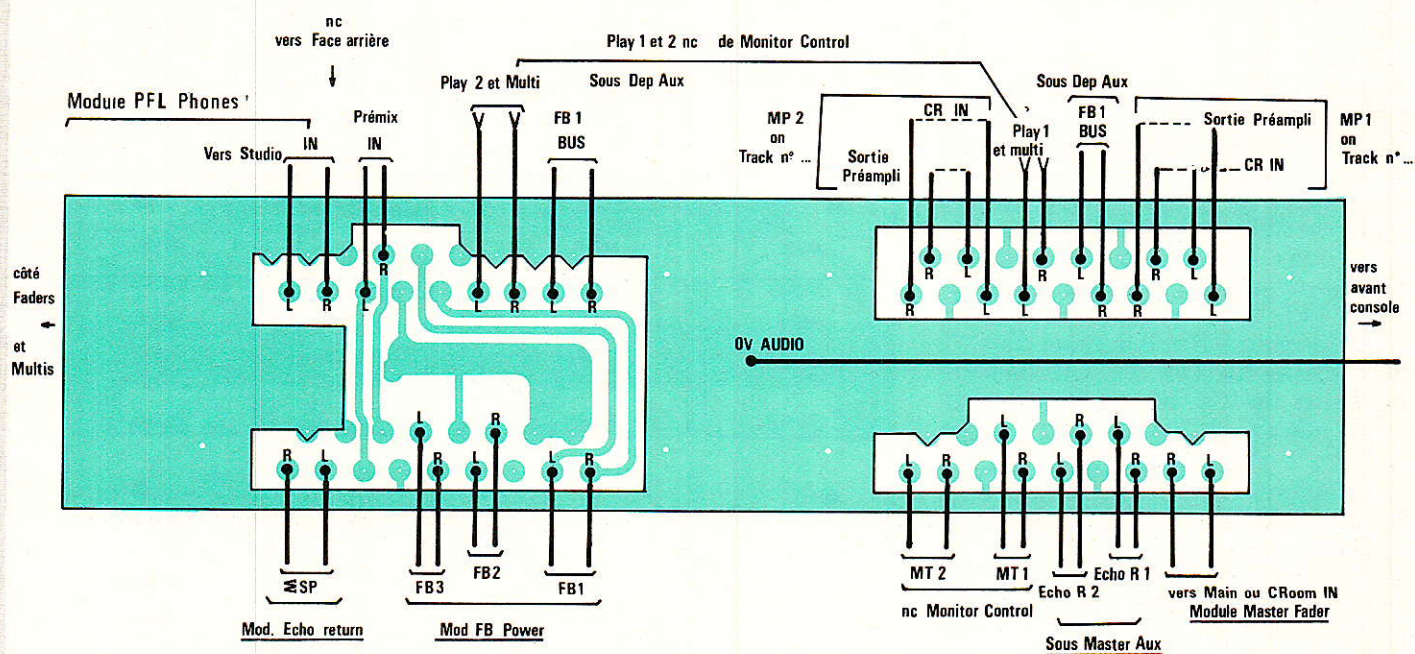


Figure 14 - Confirmation des corrections de la figure 13.

à l'envers. La **figure 16** donne la bonne implantation.

N° 473 * Dans la nomenclature, il faut lire RL₁ : HB₁ DC₁₂ et non HB₂ DC₁₂.

Modifications et oublis

Au chapitre des modifications, signalons page 26 du N° 476, l'ajout d'une résistance de 180 Ω entre la liaison R₂₅-C₂₃-C₇ de IC₃ et AJ₂-D₄ ainsi qu'un condensa-

teur de 10 μ F 63 V entre AJ₄-D₄-180 Ω et le - TC.

Ainsi paré, ce module est prêt à accepter une alimentation + TC et + AUDIO commune, et permettre la mise en place d'un OP₂₇ en IC₁.

A ce sujet, l'auteur s'associe à ses confrères outre-atlantique pour reconnaître que le rapport qualité-prix de l'OP 27 est très décevant en audio et que le NE 5534 reste « l'ami sincère », même si les mesures (essentiellement de bruit) lui sont moins

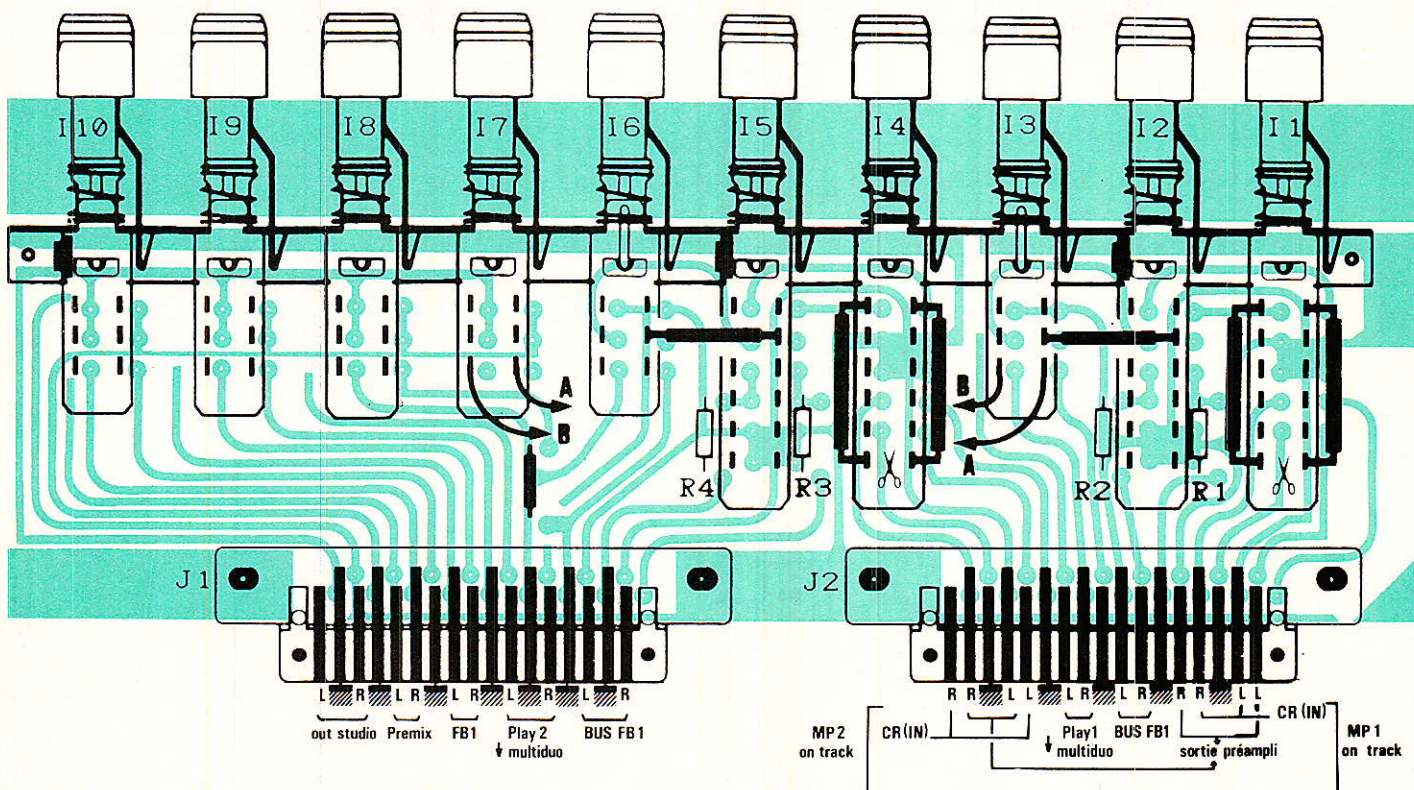
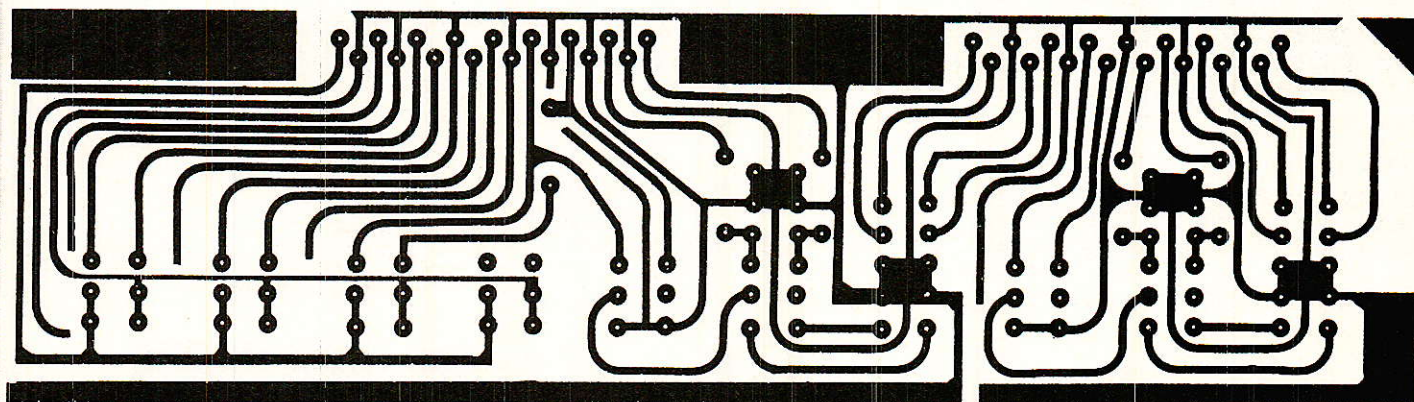


Figure 13 - Corrections des figures 4, 6, 7 et 9 du n° 471.

REALISATION

favorables à l'œil... Si seulement on pouvait disposer au moins d'un 1028 de LTC ou d'un MAP 362 de AS !! Juges plutôt :

la nature comme elle tente de le faire : on en a besoin !

En ce qui concerne les oublis ; il manquait au numéro 479 trai-

mais avouez que cette mise à jour n'était pas sans intérêt. En tout cas, elle s'avérait indispensable.

TYPE	CONSTR.	ALIM (max)	NOISE	SLEW (V/μs)	CHARGE MIN.
NE 5534	SIG	+/- 22 V	3.5 dB	6	600 Ohms
OP27	PLI	+/- 22 V	3.2 dB	2.8	2 kOhms
OP37	PMI	+/- 22 V	3.5 dB	17	2 kOhms
1028	LTC	+/- 22 V	0.9 !!	15	600 Ohms
MA 362	AS	+/- 26 V	2.5 dB.	17	600 Ohms

Mais on ne rêve pas : on n'est pas aux US. Merci quand même messieurs Pennington et Winter de ces informations (Recording Engineer/Producer 03/87).

Revenons au N° 476 page 26 : La broche 9 du connecteur correspond au zéro Volt audio. Empêchez-là de s'évanouir dans

tant du module FADER ALEXANDRA... la photo des 5 faces avant FADER disponibles. Vous la trouverez dans ces pages.

Conclusion

Rassurez-vous, nous reprendrons la construction d'ALEXANDRA le mois prochain,

Bien sûr, toutes les informations qui font partie du numéro hors-série, ne peuvent être toutes données ici : par exemple la réorganisation complète du câblage, à elle seule, occuperait un numéro entier de RADIO-PLANS !

A bientôt.

Jean ALARY.

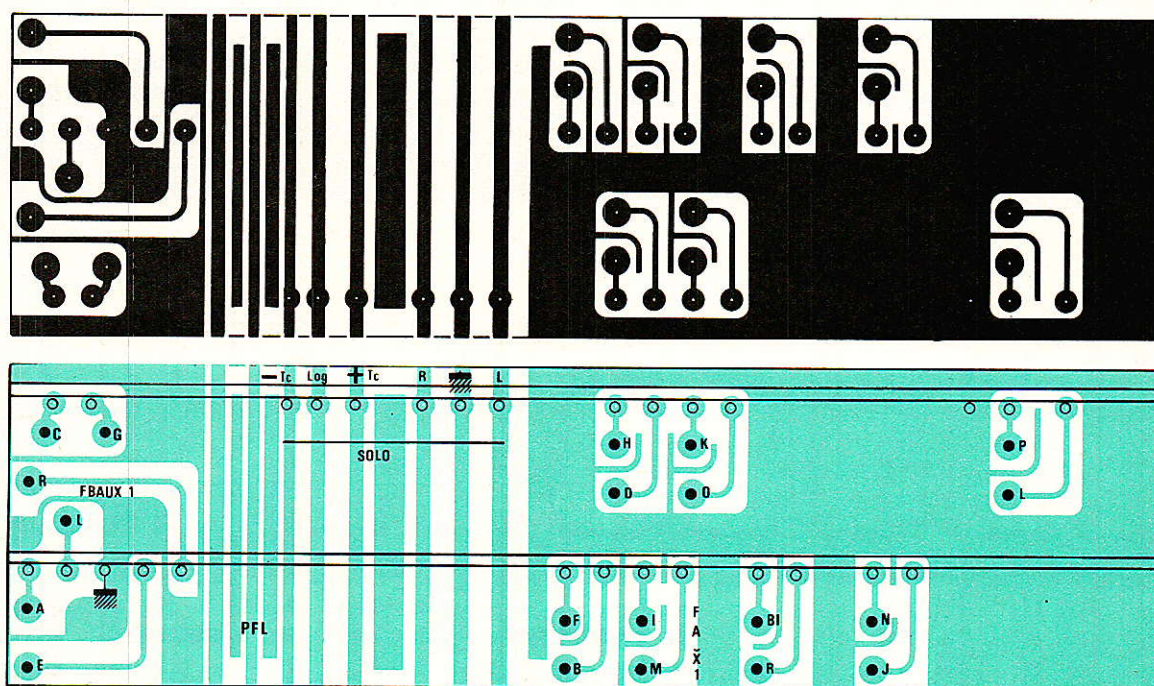


Figure 15 - Correction du CI de la figure 5 du n° 463.

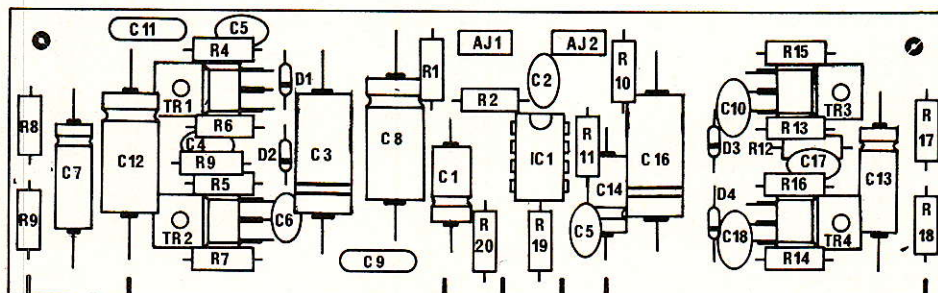


Figure 16 - Correction de l'implantation des condensateurs C3 et C16 de la figure 3 du n° 469.

Nomenclature

Départs aux. mono (new)

Résistances

R₁ : 1 kΩ
R₂ : 1 kΩ
R₃ : 22 kΩ
R₄ : 22 kΩ
R₅ : 10 kΩ
R₆ : 10 kΩ
R₇ : 22 kΩ
R₈ : 22 kΩ
R₉ : 22 kΩ
R₁₀ : 22 kΩ
R₁₁ : 10 kΩ
R₁₂ : 10 kΩ
R₁₃ : 10 kΩ
R₁₄ : 10 kΩ
R₁₅ : 10 kΩ
R₁₆ : 10 kΩ

Commutateurs

I₁ : SHADOW F4
I₂ : SHADOW F2
I₃ : SHADOW F2
I₄ : SHADOW F2
I₅ : SHADOW F4
I₆ : SHADOW F2
I₇ : SHADOW F2

Potentiomètres

P₁ : 10 kΩ log
P₂ : 10 kΩ log
P₃ : 10 kΩ log
P₄ : 47 kΩ log + 47 kΩ F
(+ cran central)

Version stéréo

Idem, sauf : P₁ : P₂ : P₃ : duo
10 kΩ log

Diodes

D₁ : 1N4148
Ld₁ : led 5mm rouge
Ld₂ : led 5mm rouge

Divers

7 boutons FA pour SHADOW
Cavaliers de 5 : 1, 10 : 3, 15 : 1,
20 : 2
Colonnnette MF20 : 1 + vis de 3 et
2 écrous.
Picots PF29120 13
Boutons axe de 6 4
Face avant + CI

INFOS

Les systèmes de réception TV par satellite de la firme danoise TRIAX sont enfin disponibles en France.

Ils sont importés et distribués par la société MAT SAT TV.

Les fleurons de la marque sont plus particulièrement :

- Le Démodulateur/Positionneur TRIASAT 2000, avec télécommande infra-rouge, PAL/C/D2 MAC PAQUETS dont l'esthétique scandinave, la technologie, la compatibilité satellite de télécommunications/DBS sont sans précédent.

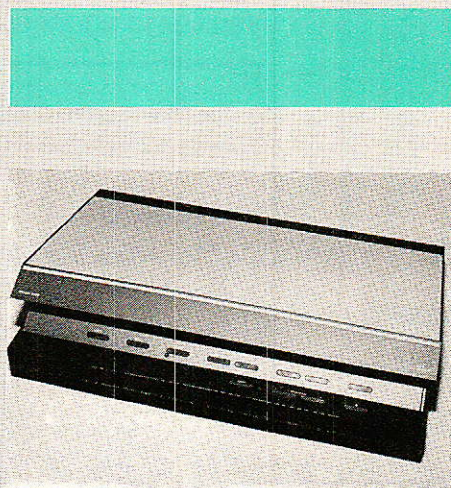
Quelques chiffres : 100 canaux, 30 programmes mémorisables, bande passante audio 20 à 15000, 2 sorties péritel.

- Le LNB TRIAX 2515 H bande 11 GHz, qui grâce à son faible bruit de fond (1,35 à 1,45 dB) va compenser les pertes d'efficacité occasionnées par l'utilisation de paraboles de faible diamètre.

La gamme TRIAX se complète d'un démodulateur TRIASAT 1000, ainsi que de paraboles Prime Focus de diamètres variés, LNB 1, actuators et accessoires divers.

Pour de plus amples renseignements, contacter :

MAT SAT
37, rue Barthélemy
13001 MARSEILLE
Tél. : 91.92.06.19



OFFRE SPÉCIALE ABONNEMENT

L'ABONNEMENT,

l'autre façon de voir les prix !

Le prix de votre revue a récemment augmenté, nous laissons cependant l'opportunité à nos fidèles lecteurs de continuer, pour 12 nouveaux numéros, à la recevoir à l'ancien prix.

N'hésitez plus, abonnez-vous !

Offre valable jusqu'au 31/1/1988

Abonnement France



1 an : 12 numéros
152 F au lieu de 216 F

Soit une économie
de presque 30 %

2 ans : 24 numéros
294 F au lieu de 432 F

Soit une économie de 138 F

Tarif étranger

1 an : 257 F

BON D'ABONNEMENT

A retourner accompagné de votre règlement à : **RADIO-PLANS** Service abonnement,
2-12, rue de Bellevue - 75019 PARIS

Veuillez m'abonner à

RADIO-PLANS Électronique Loisirs

Pour une durée de : 1 an - 152 F ☐

2 ans - 294 F ☐

Tarif étranger 1 an - 257 F ☐

à partir de votre numéro du mois de :

Ci-joint mon règlement par :

— Chèque postal ☐

— Chèque bancaire ☐

— Mandat lettre ☐

à l'ordre de : **RADIO-PLANS**

Écrire en CAPITALES. N'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

NOM : _____

Prénom : _____

Adresse : _____

Code Postal : _____

Ville : _____

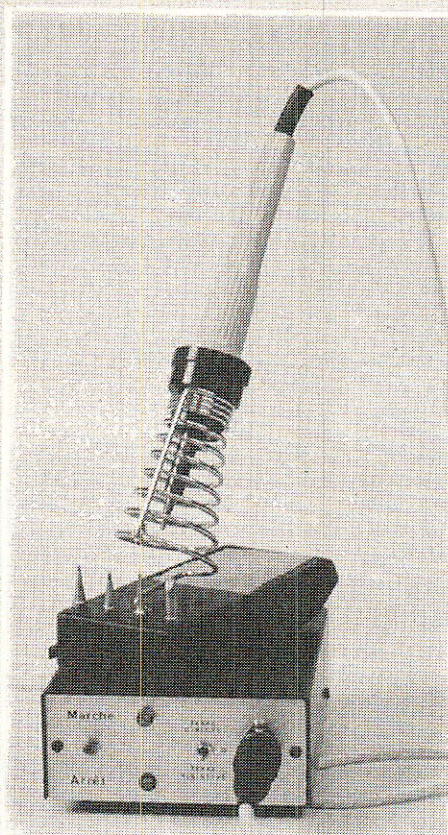
ATTENTION : pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,20 F en timbres-poste et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

R 481

Alimentation antiparasitée pour fer basse tension

I est indispensable de réaliser de bonnes soudures pour obtenir performances et longévité d'un montage quelconque. Un fer à souder de qualité permet d'obtenir ce résultat. Les composants MOS préfèrent un type basse tension 24 V ~ à transformateur, mais ce dernier parasite le 220 V au démarrage en perturbant VHS et μ p avec allégresse...

Cette étude résout le problème en s'appuyant sur le cas le plus répandu du fameux fer Weller TCP-S qui est « le 24 V/50 W thermostaté au manche turquoise » employé depuis une quinzaine d'années dans le monde entier. Cet exemple correspond à une préférence de l'auteur et introduit le modèle 1988...



Préambule

Cet article décrit en premier lieu le circuit de commutation « intelligent » qui permet à un minuscule triac de commander le démarrage et l'arrêt du transformateur 220 V/24 V au bon moment électrique. Il devient

possible de recopier un programme informatique ou d'enregistrer une K7 Vidéo et de réaliser un montage de la Revue en même temps (et sur la même prise de courant au besoin).

En second lieu, nous parlons de l'aspect technique du soudage avec les très simples suggestions tirées des enseignements d'une longue pratique de l'auteur. Certaines croyances ou habitudes néfastes y seront remplacées par des réalités éprouvées qui ont un avantage financier autant que technique.

Le comportement marche/arrêt d'un transfo secteur

On peut-être surpris par la question, mais elle devient importante du fait du nombre élevé de foyers disposant d'équipements « sensibles » reliés au secteur 220 V. Ce sont en gros tous les appareils électroniques

comportant une ou plusieurs bases de temps qui en **synchronisent** le fonctionnement.

Un transformateur est, vu du côté 220 V, un composant inductif (dont réactif) dont la mise en route génère des signaux complexes et « personnalisés » U et I pendant environ 2 secondes.

C'est aussi une mémoire magnétique à fer qui conserve l'empreinte de la dernière polarité l'ayant parcouru avant coupure du secteur. Cette mémorisation dure au moins jusqu'au lendemain (sinon davantage selon le transformateur) et seul de champ magnétique terrestre finit par l'effacer. Dans notre cas, inutile de compter sur lui.

La **figure 1** donne une idée typique de la variation d'induction selon le courant. On note trois grandeurs par polarité :

- * $\pm B$ nominale pour l'induction correspondant au régime de fonctionnement établi de l'inductance à noyau magnétique.

- * $\pm B$ saturation pour le point où cette inductance devient un « quasi-bout de fil » car le noyau subit une overdose magnétique.

- * $\pm B$ rémanente qui est la valeur d'induction qui **subsistera** en positif ou en négatif selon l'hystérésis du matériau employé.

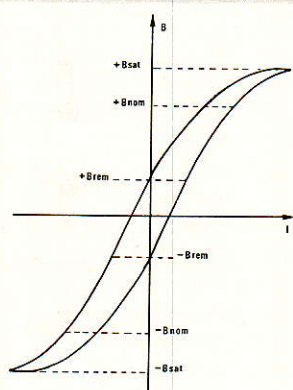


Figure 1 - Courbe d'hystérésis d'un transformateur torique.

La fonction Marche/Arrêt au hasard peut présenter un quasi-court-circuit du secteur si la somme $B_R + B_N$ dépasse la valeur B_s . Ceci étant fonction de la polarité reçue au départ, il y a une chance sur deux d'un fort parasite sur le réseau, et possibilité même de claquer le fusible pour un torique dont l'induction nominale est élevée.

Le courant d'appel peut en transitoire, et selon le transfo employé, atteindre 10 à 20 fois l'intensité nominale soit une crête à 10 ampères par le simple interrupteur mécanique.

Vers le démarrage sans pics de courant

Il existe sur cette question deux écoles de pensée alignées sur les travaux de THOMSON et de MOTOROLA. Nous en préconiserons une troisième après des essais multiples qui nous ont persuadés que chaque transformateur nécessite une commande de triac « personnalisée ».

- * Selon THOMSON qui ne fabrique plus le circuit TEA 1511, il est souhaitable de démarrer au point maximum de la tension secteur qui produit une induction ($B_N + B_R$) plutôt qu'au zéro qui donnerait ($2 B_N \pm B_R$). Le courant crête en est réduit.

- * Selon MOTOROLA, l'impédance au démarrage n'est pas celle du régime établi, et la commutation conseillée est faite au zéro par le biais du coupleur MOC 3041 qui est par ailleurs un fabuleux déclencheur de triac, mais décevant dans notre application.

- * Selon nous, la solution à MOC 3041 n'est pas exempte de parasites au départ parce que le déclenchement du triac s'effectue par demi-périodes, et que **la coupure se fait sur une polarité imprévisible**. Le démarrage au maximum secteur parasite également, car l'amplitude crête de 350 V environ est le point de rayonnement maximum pour l'oscillation transitoire du départ.

Le schéma de principe

Nous déclencherons le triac à un moment ajustable, et pour une durée ajustable correspondant à une conduction par période complète. Ceci donne à l'arrêt une certitude sur la polarité qui est passée la dernière dans le primaire du transformateur. Le meilleur cas est celui où l'induction au départ est ($B_N - B_R$), soit un départ ajusté au déphasage U/I du **transformateur**.

La **figure 2** présente ce schéma qui est universel parce que les réglages prévus couvrent les 360°

d'une période. Une alimentation capacitive (C6) établit environ 5 V aux bornes de C_5 , et le positif sert de commun et de masse lors des mesures.

Le cœur du circuit est un double monostable 4538 (IC₂) synchronisé par la tension secteur (via R_8 et R_{12}) pour déclencher au zéro descendant du 50 Hz présenté. La validation est autorisée ou non par l'entrée « montante » de M_1 (pin 4).

La fonction Marche/Arrêt est confiée à un inverseur mécanique avec anti-rebonds par bascule R-S. La sortie inverse de ce R-S donne au 1 l'état de veille avec une LED témoin que pilote Q_1 . Le 0 actif débloque M_1 qui sort un crêteau réglable de fréquence 50 Hz.

La fin de chaque impulsion M_1 débute une durée M_2 réglable également ; celle-ci correspond à la conduction par Q_2 du courant de gâchette ($I_G \approx 10$ mA) d'un triac « sensible ». Le déclenchement de Q_3 en négatif se fait dans les quadrants II et III qui sont souhaitables en courant continu.

Une limitation du « dV/dt critique à la commutation » de Q_3 est fournie par R_{15} et C_7 . Les essais avec un triac TAG miniature ont montré que ce réseau était **facultatif**. Le triac Z 01 09 DA est un 400 V/0,8 A déclenché par 10 mA dans les quatre quadrants. Son boîtier T0 92 cache une robustesse étonnante de la puce qui tient 3 Ampères (non permanents !).

En sortie, une terre est prévue en 3 options qui correspondent à la pratique de l'intervention, et que sélectionne le SWITCH 2 à repos central :

- * La **Terre directe** met la panne du fer à souder à la Terre sans limitation de courant et concerne les soudures sur **circuit au châssis non relié** au secteur, et débranché de tout point ou prise de courant (à l'exception de la même terre par une pince crocodile).

Cette option correspond au soudage des CMOS et MOSFET, afficheur LCD et autres éléments coûteux et délicats. C'est l'option professionnelle pour câblage séparé des sous-ensembles.

- * La **Terre résistive** glisse 120 k Ω /2 W (R_{17}) entre terre et panne du fer. On peut souder les

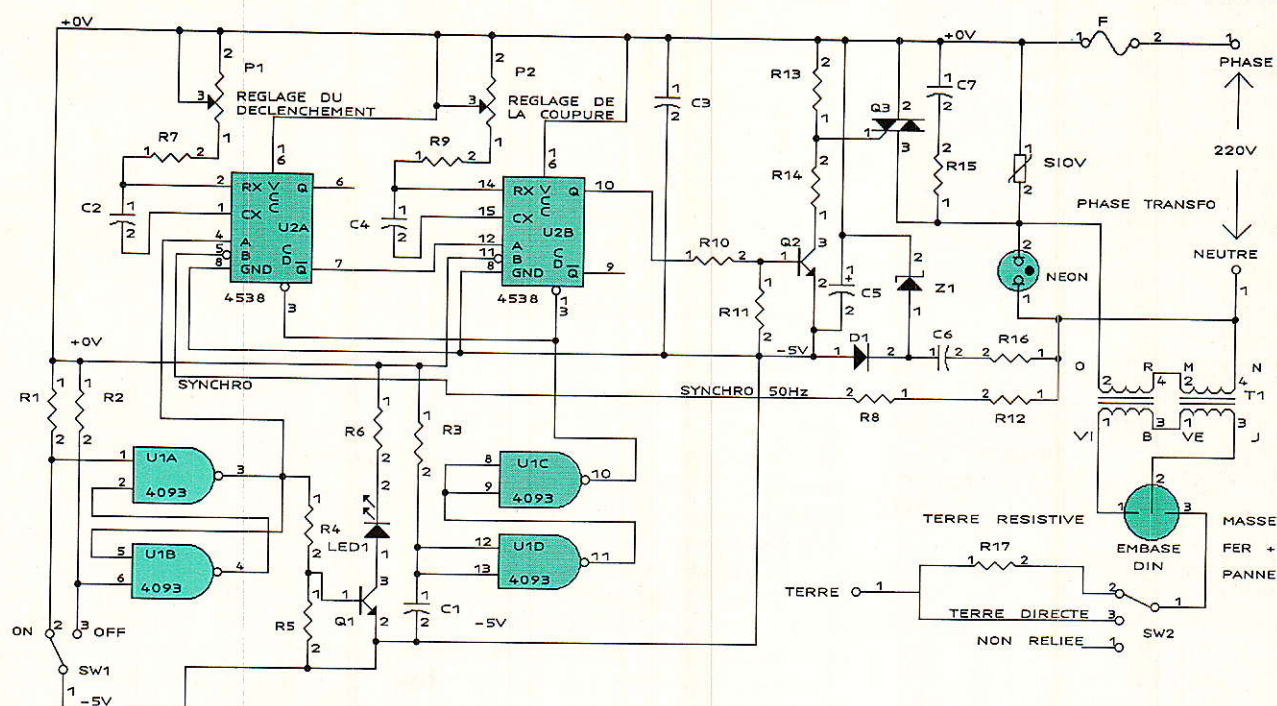


Figure 2 - Schéma de principe de l'alimentation antiparasitée pour fer 24 V/50 W.

composants délicats dans cette position, mais il devient possible d'intervenir sur des châssis raccordés au secteur, ou sur le secteur lui-même par inadverance, sans faire lâcher le disjoncteur différentiel de la maison. Le courant crête accidentel est de 3,3 mA (maxi).

* La position centrale correspond à la panne flottante par rapport à la terre qui peut suffire puisque le fer est un 24 V et que la fuite par capacité entre 220 V et panne est quasiment non mesurable. Il en serait autrement pour un fer 220 V direct...

Le schéma d'ensemble de la figure 2 a été conçu pour fonctionner à coup sûr et ce durablement. Il y parvient par l'emploi de composants appropriés, c'est ainsi que le triac Q3 ne devra pas être de sensibilité standard 50 mA seulement. Un type 5 mA convient aussi mais réduit la marge de dV/dT critique, ce qui impose le réseau R15/C7.

L'écréteur SIOV 250 V efficaces autorise l'emploi d'un triac 400 V au lieu des 600 V rencontrés habituellement pour les charges fortement réactives. Les condensateurs C6 et C7 sont des X de préférence même si les mylar peuvent convenir.

La réalisation pratique

Elle est un peu particulière puisque nous avons adopté le très élégant boîtier ultra-plat EB 11/05 FA de ESM. Avec 5 cm de hauteur, le transformateur

retenu est un torique 68 VA/24 V de IMPHY (68/212) qui tient largement, mais laisse peu de place pour le petit circuit imprimé.

Nous avons étudié une implantation donnée en figure 3 et 4 qui permet le montage vertical de la carte derrière la face avant et

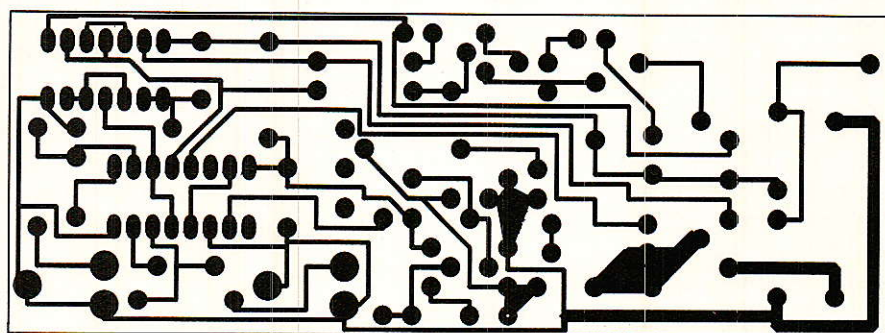


Figure 3 - Circuit imprimé.

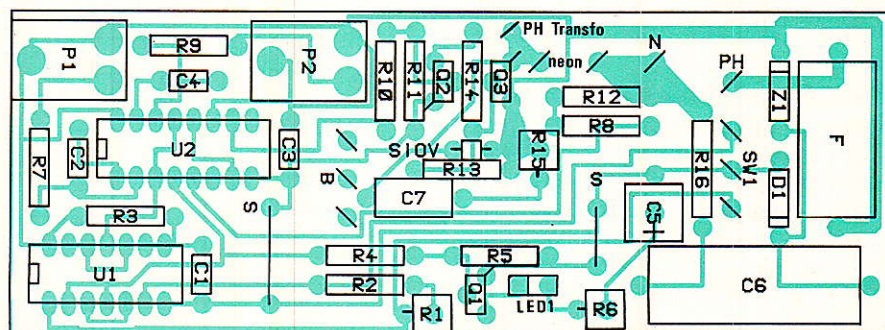


Figure 4 - Implantation.

parallèlement à celle-ci. **Les 2 interrupteurs sont les supports mécaniques du circuit imprimé qui ne doit toucher aucune paroi métallique du coffret relié à la Terre.**

Il est intéressant de commencer par le perçage du coffret qui n'est précis qu'en face avant. La **figure 5** donne le plan mécanique. Pour faciliter le travail, on peut tracer et pointer sur la feuille plastique protégeant la façade ESM. Seule l'embase DIN avec un trou central de 15 mm nécessite une lime d'agrandissement, et le passage de la LED idem au niveau du fond du boîtier relevé.

On conseille de forer en 2,5 mm toute la façade, puis en 4, en 5,5 et ainsi de suite pour éviter les dégâts que provoque une progression trop brusque de diamètre. Le trou central DIN sera percé en 10 mm et terminé à la lime sous étau, mais l'aluminium est tendre et l'opération aisée.

Les inscriptions de façade peuvent être réalisés avec des transferts à gratter si l'on a dégraissé à l'alcool à brûler au préalable. Un vernis incolore tel le V1 de JELT sera pulvérisé à 30 cm sur l'ensemble de la façade qui séchera en 1 heure environ (à l'abri de la poussière et en plein air).

Connecteurs, voyants et interrupteur seront alors montés et serrés avec précautions. Il est alors possible de réaliser le circuit imprimé de la **figure 3** et de l'équiper selon la **figure 4** en commençant par les 2 straps. Attention au sens des deux diodes près du porte-fusible.

Le circuit équipé sera ensuite placé derrière la façade pour juger du mode de fixation. Si les deux inverseurs ont leurs bornes sur un même plan, aucun problème. Si par contre l'un d'entre eux dépasse l'autre, monter des queues de composant sur le switch le plus court.

Le switch 1 (Marche/Arrêt) doit voir ses 3 connexions soudées côté cuivre du circuit imprimé, tandis que le switch 2 peut souvent se contenter d'une soudure centrale. **Monter R17 (120k Ω /2 W) entre les deux bornes extrêmes de ce switch, et vérifier enfin que les 3 connexions de SW2 sont isolées des pistes du circuit imprimé et ne tou-**

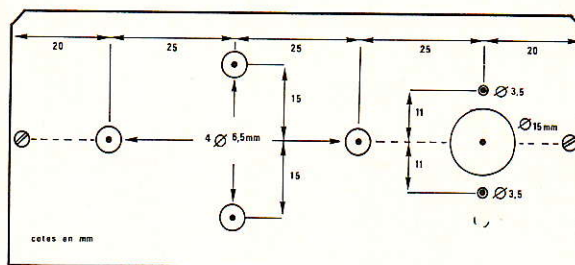


Figure 5 - Plan de perçage de la face avant

chent que leurs pastilles de fixations.

Revoir cet assemblage et le déplacer légèrement au besoin pour qu'une fois en place dans le coffret, aucun contact des bords du circuit imprimé ne soit possible avec le châssis (couvercle inclus). Souder alors les connexions de la LED côté cuivre, et celles du néon avec de petits fils rigides du côté composants.

Terminer le châssis en perçant le fond pour le transfo ($\varnothing$ 5 mm) et l'arrière pour une douille de terre (non isolée) et le passe-fil caoutchouc. Si la terre domestique est bonne, on peut employer un cordon secteur à 3 fils (sans douille) avec fil de terre relié au coffret. **Relier en tous cas la borne du bas de SW2 à cette entrée de Terre pour raccorder ensuite son plot central à la patte n° 3 de l'embase DIN de sortie.**

Les primaires et secondaires du transfo seront en série pour 220 V et 24 V, avec isolement de leur terminaison commune. La torsade jaune/violet aboutit aux points 1 et 2 de la DIN. L'entrée 220 V est entre phase et neutre

sur le circuit imprimé, la sortie 220 V « transfo » aux points voisins (reliés au néon).

Règlage des ajustables

Les placer en premier lieu à mi-course (P_1 et P_2), puis disposer un fusible retardé de 1 A (ou rapide 2,5 A) dans le support sur circuit. Raccorder le fer Weller TCP-S à la DIN et placer SW1 sur Arrêt. La terre et SW2 n'ont pas d'importance à ce stade.

Brancher la fiche secteur au 220 V. Le voyant vert (LED) doit s'allumer et le néon rester éteint. Sinon revoir l'alimentation (5 V environ sur C_5) ou Q_1 et LED (inversee ?). Placer ensuite SW1 sur Marche et l'éteindre si le transfo bourdonne fortement. Retoucher P_1 et recommencer **jusqu'à un fonctionnement silencieux**. (P_2 sera également retouché au besoin).

Ajuster ensuite P_2 pour que chaque opération Arrêt/Marche soit silencieuse. **Tout choc sonore au départ indique un mauvais réglage du point de départ (P_1) ou de coupure (P_2).**

La **figure 6** montre les relevés de l'auteur avec le transfo torique

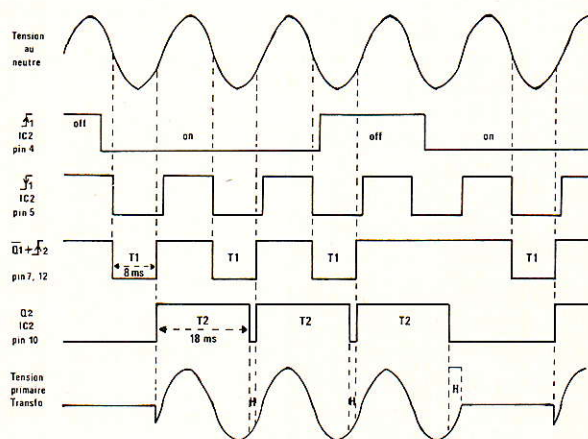


Figure 6 - Chronogramme des signaux clé.

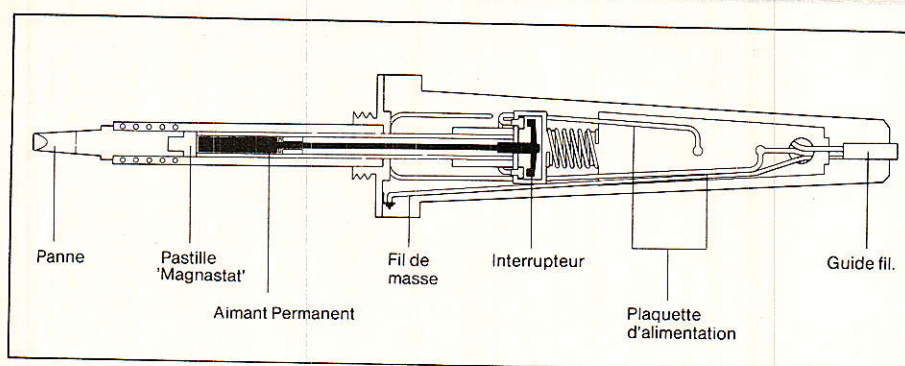


Figure 7 - Conception du fer Weller TC P-S « Magnastat ».

IMPHY. Ils n'ont pas été très différents avec un transfo « carré » ordinaire. Contrairement à la théorie, les meilleurs résultats ont été obtenus avec départ et coupure dans la même alternance (négative), tandis qu'il faudrait démarrer en négatif et couper en positif selon les grands principes.

Le tracé important est celui de Q_2 (pin 10/IC₂) qui correspond à l'excitatin du triac. On voit que le départ (front montant établi par P_1) s'opère à environ 4/5 de la demi-période négative, et que la coupure (front descendant établi par P_2) tombe environ au sommet de la demi-période négative suivante.

Avec $t = R \times C$, on pourrait remplacer P_1 et P_2 par des résistances fixes d'environ 560 k Ω (pour 533 k Ω = P_1) et 390 k Ω (pour 382 k Ω = P_2), **mais rien ne prouve que votre transformateur préfère ces durées d'impulsions.** C'est là l'inconnue.

Lorsque le réglage de P_2 dépasse les 20 ms, la commande de gâchette est permanente, et l'on ne devra pas dépasser ce temps pour éviter de changer la polarité de coupure. Si T_2 ne dure pas assez en revanche, le courant de maintien en conduction du triac n'est plus respecté et l'on conduit 50 % du secteur avec un fort bourdonnement.

Dans un triac, les paramètres I_L et I_H sont souvent négligés et bien à tort sur charge inductive. En les supposant égaux à I_G , soit 10 mA ici, il faut savoir que :

* $I_L = I_{LATCH}$ est le courant principal d'« accrochage » qui permet au triac de rester amorcé à la disparition de l'impulsion de gâchette. Dans notre cas, aucun problème car le signal dure longtemps et le courant a le temps de s'établir.

* $I_H = I_{HOLD}$ est le courant principal de **maintien en conduction du triac quand la commande de gâchette cesse**, même tard. Pour nous, et **parce qu'un triac se bloque normalement au zéro de courant** (donc après le zéro de tension sur charge inductive), il faut régler P_2 pour retomber au minimum à 33 % de l'alternance négative, de préférence à 50 % environ (soit au sommet inférieur).

les possesseurs d'oscilloscope bicourbe pourront relier le commun des sondes au + qui est la phase (prudence !), une soude 1/10^e au neutre pour voir le secteur, et l'autre sonde en pin 10 de IC₂ pour tester différents réglages.

Une bonne oreille suffit toutefois car le bon réglage minimise les 2 secondes de léger bourdonnement (rafraîchissement du noyau) au démarrage. Tout choc (ou pire, fort ronflement) indique

que P_1 et P_2 ne sont pas ajustés correctement. Ce réglage se fait avec le fer relié, parce qu'à vide, il est différent...

Signalons enfin qu'un triac TO 220 peut être monté sur notre circuit imprimé, avec la semelle métallique du côté du SIOV (voir brochages). Avec le limiteur R_{15}/C_7 , la coupure en période de non-chauffe du fer illumine légèrement le néon par voie capacitive ; il s'éteindra automatiquement par le fer lui-même.

Technique du WELLER TCP-S « MAGNASTAT »

Elle fait l'objet d'un brevet international justifié par l'extrême originalité des solutions retenues. Les performances, la fiabilité à très long terme, la stabilité thermique et la renommée du système « Magnastat » sont connues et redoutées par tous les autres fabricants de fers à souder.

L'alimentation 24 V de la résistance chauffante évite la transmission par capacité des parasites véhiculés par le 220 V. La **figure 7** montre la coupe du TCP qui laisse apparaître en noir l'interrupteur bipolaire mobile commutant ou non le 24 V sur la résistance.

Les pannes longue durée du TCP sont équipées d'une pastille magnétique sertie à l'arrière du corps cylindrique. Cette pastille

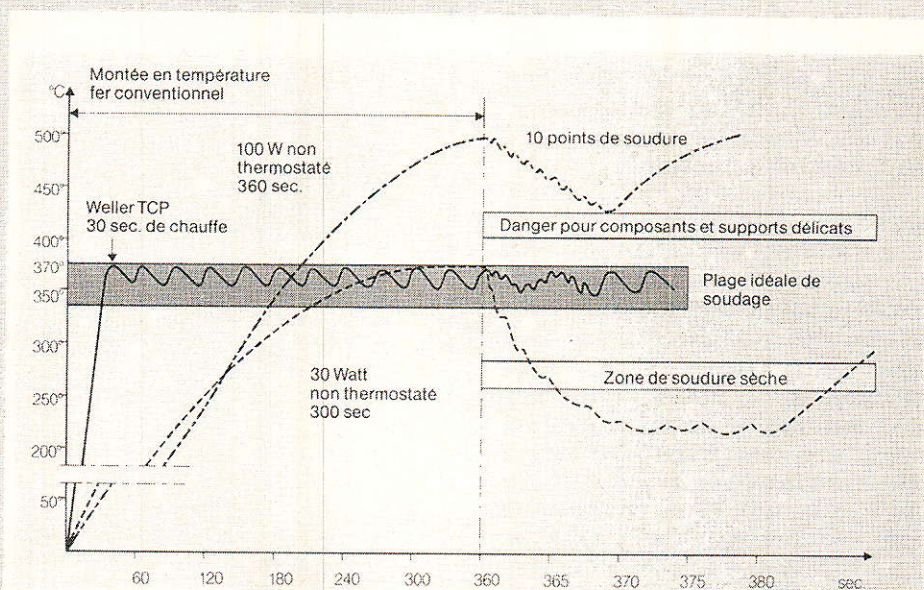
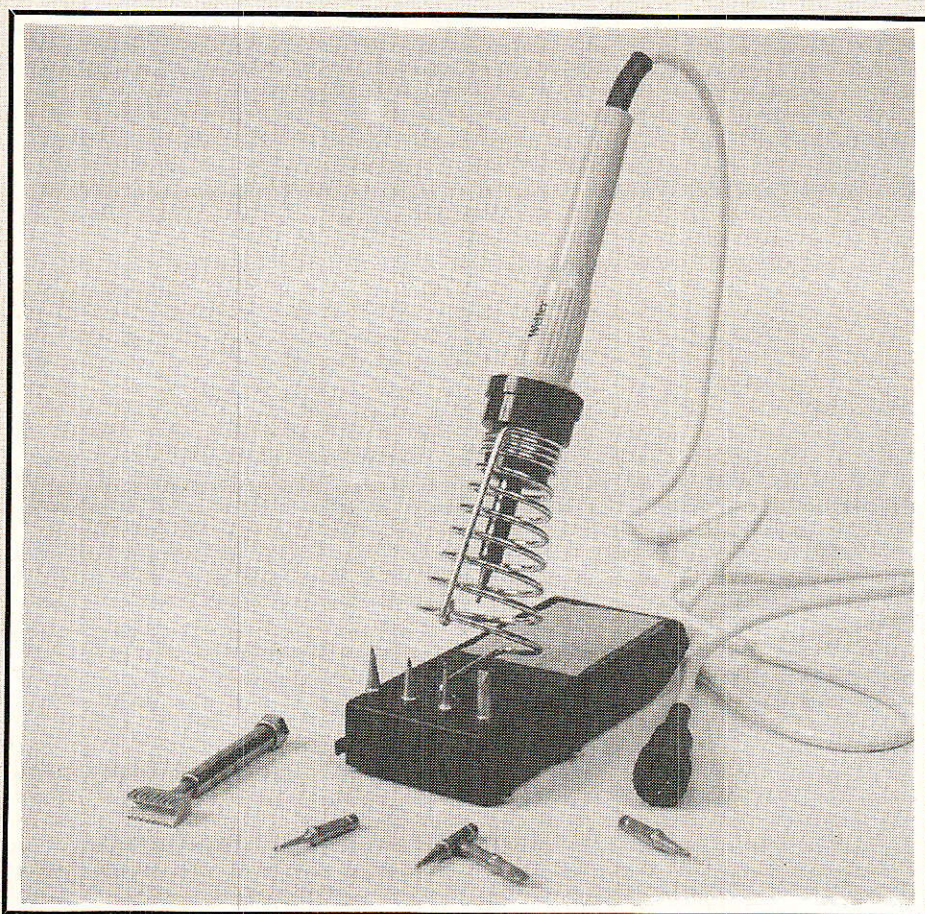


Figure 8 - Courbes temps de chauffe/température de quelques fers et du Weller TCP.



« Magnastat » attire l'aimant permanent, et établit le contact de chauffe tant qu'elle n'a pas atteint sa température nominale.

A l'approche de cette température, la pastille se démagnétise rapidement, puis cesse carrément d'attirer l'aimant mobile qu'un ressort rappelle en arrière, ce qui coupe le chauffage. Un processus inverse s'amorce.

En refroidissant, la pastille descend à son seuil bas de température à partir duquel elle redevient attractive pour l'aimant/interrupteur qui recolte et rétablit le 24 V sur l'élément chauffant.

Ce processus simple (comme beaucoup de grandes idées) à comprendre l'est moins au plan industriel : pour programmer le bon point de Curie d'une pastille, il faut une grande maîtrise dans l'élaboration des métaux ferreux en poudre. A fortiori quand on veut définir une certaine hystérésis (écart des températures) et plusieurs familles de pannes avec pour chacune une température nominale respectée et vérifiable.

La **figure 8** indique le comportement du TCP « Magnastat » comparé à un petit et un gros fer conventionnels selon les paramè-

tres Temps/Température en bout de panne. On note la rapidité de chauffe du TCP (30 secondes) due au rapport de puissance entre transformateur et résistance chauffante (non interrompue, elle peut monter à 600° C).

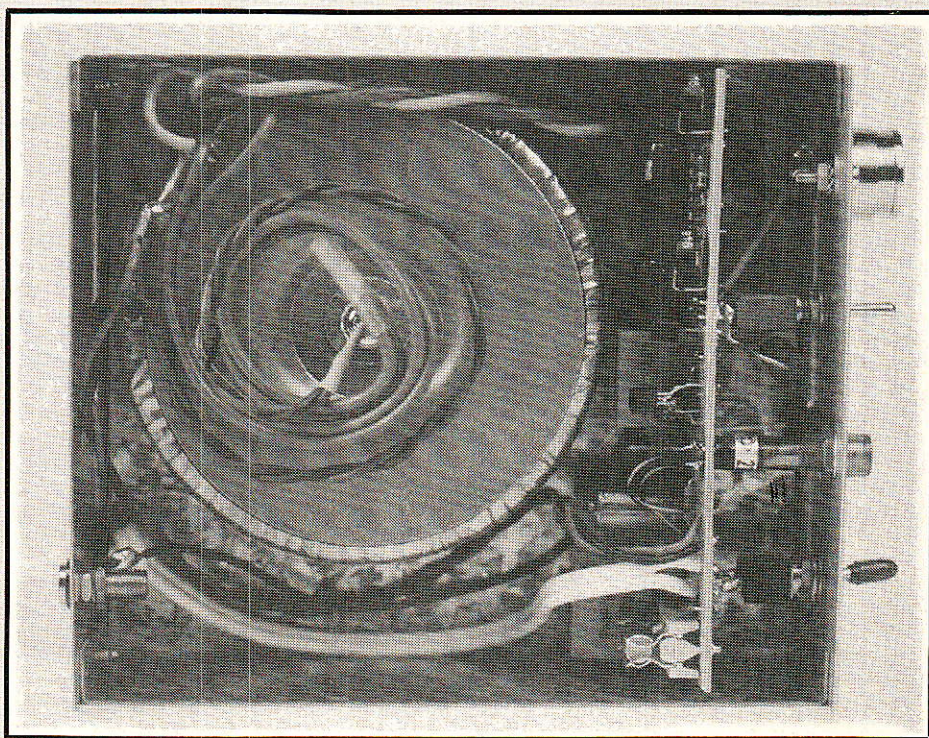
Au bout de 6 minutes on fait une soudure avec les 3 fers, et les types non régulés voient leur température varier fortement à la baisse : le 30 W n'est plus utilisable, et le 100 W brûle à peine moins les composants. Le Magnastat du TCP augmente la cadence de ses « clics » pour respecter sa fourchette de température selon le point de Curie de la panne employée.

Les conseils d'expérience de l'auteur

Il est aussi inutile d'acquérir un fer trop faible qu'un type à régulation électronique (voire affichage numérique) de la température. La pratique démontre en effet que pour la soudure du commerce Etain/Plomb à 60/40, la valeur de 370° C permet un résultat idéal en 2 à 3 secondes environ.

Une température faible n'active pas assez le flux décapant, et une connexion oxydée peut se tirer à la pince malgré un bel aspect. Passé 400° C en revanche, le flux brûle instantanément, et ne peut désoxyder les parties à souder, puis la soudure se ride et sèche.

Avec un fer de haut de gamme réglable, on voit trop souvent une



panne fixe installée à demeure, et l'opérateur monter à 400° C (et plus) pour souder un point de masse. Ceci est la mauvaise méthode, longue et source d'ennuis : la piste refroidit trop vite.

La bonne idée est de choisir une autre panne large et plate dont la masse métallique fera accumulateur de calories, et de rester à 370° C. Ceci permet de souder sans faute avec un bas de gamme tel l'excellent TCP-S de Weller.

Il suffit de choisir parmi les 36 pannes à souder d'origine, 2 et seulement 2 modèles dans la famille n° 7 (370° C). Nous suggérons un type fin pour circuit imprimé et le type plat pour masses, châssis et grosses soudures. La nomenclature précise les 2 types en question.

D'autre part, il est inutile de souder sans disposer d'une éponge mouillée, parce qu'il faut essuyer la panne avant chaque soudure ou série de soudures. Par contre, il ne faut jamais l'essuyer en fin d'opération, pour laisser l'étain protéger la panne de l'oxydation (au repos sur le support).

Une éponge sèche est inutile et noircit. Une éponge ordinaire est utilisable, mais elle se disloque avec ses grosses mailles. L'éponge d'origine a un dos « serré » qui est la face utile à la panne, l'autre servant de réservoir d'humidité (grosses mailles).

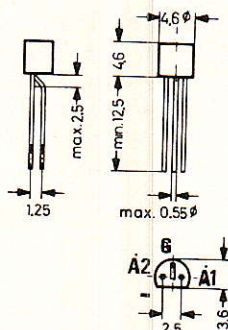
Nous pensons que tout lecteur respectant ces suggestions sera enchanté du résultat et l'auteur signale qu'ils parviennent à utiliser ses pannes 10 ans sans altérer l'étamage d'origine, en mouillant consciencieusement son éponge chaque matin.

Si d'aventure le transfo « électronique » décrit ne se justifiait pas, il existe un ensemble (transfo + fer + support complet) d'origine Weller (WTCP-S) très élégant. Ne jamais employer des pannes « pirates » qui coïncident mécaniquement ou thermiquement le TCP.

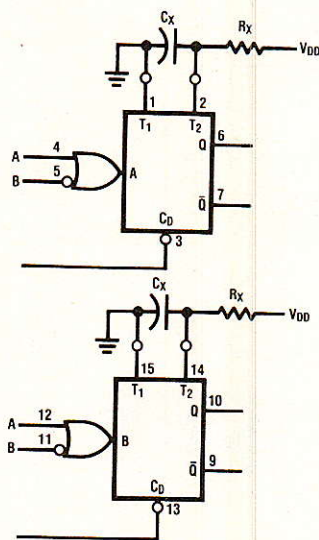
Tout ceci devrait suffire à dépanner des réalisations bien faites par nos lecteurs, où nous savons qu'à 80 % les soudures sèches sont l'ennemi invisible mais présent : tout ce qui brille n'est pas forcément bon...

D. JACOVOPOULOS

TO-92 Plastic Package
Pins TO-18 "A"



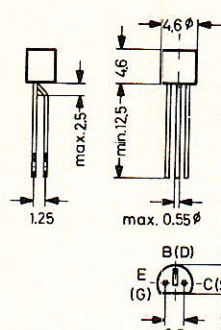
Triac TO 92
(Z 01 09 DA de TAG)



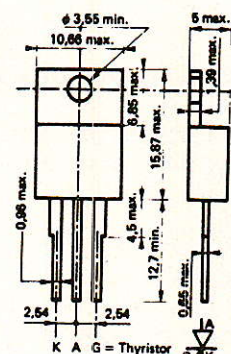
R_X AND C_X ARE EXTERNAL COMPONENTS
V_{DD} = Pin 16
V_{SS} = Pin 8
IC2, 4538

Brochages des semi-conducteurs utilisés.

TO-92 Plastic Package
Pins TO-18 "B"



Transistors BC....
en TO 92 (Q1 et Q2)



A₁ A₂ G = Triac
B C E = Transistor

Triac sensible en TO 220.

Nomenclature

Résistances

R₁ = R₂ : 100 à 470 k Ω
R₃ : 10 M Ω
R₄ = R₁₀ : 27 k Ω
R₅ = R₁₁ : 33 k Ω
R₆ : 150 Ω - 0,5 W
R₇ : 220 k Ω
R₈ = R₁₂ : 2,2 M Ω
R₉ : 330 k Ω
R₁₃ : 1 k Ω
R₁₄ : 330 ou 390 Ω
R₁₅ : 4,7 k Ω - 0,5 W (facultatif)
R₁₆ : 100 Ω - 1 ou 2 W
R₁₇ : 120 k Ω - 2 ou 3 W

Condensateurs

C₁ = C₃ = C₄ : 47 μ F MKH
C₂ : 15 μ F Mylar ou MKH
C₅ : 220 à 470 μ F/6,3 V chimique

C₆ = 0,68 μ F/X (250 V alternatifs)
ou 1 μ F/400 V Mylar (déconseillé)
C₇ = 0,1 μ F/X (250 V alternatifs)
ou 0,1 μ F/400 V Mylar (déconseillé) (ce composant et R₁₅ sont facultatifs)

Semiconducteurs

Q₁ = Q₂ = BC 238, 172, 173, 414, etc... suffixe B ou C (grand gain)
Q₃ = Triac Z 01 09 DA (TAG) ou équivalent sensible (10 mA I_{GT}/400 V/1A)
D₁ = 1 N 4148
Z₁ = Zener 5,6 V/400 mW
IC₁ = 4093 exclusivement
IC₂ = 4538 exclusivement
LED₁ = 5 mm verte avec clip plastique de façade

Divers

- P_1 = Potentiomètre ajustable horizontal 1 tour/470 k Ω
- P_2 = Potentiomètre ajustable horizontal 1 tour/220 k Ω
- SW_1 = Inverseur simple 2 positions stables
- SW_2 = Inverseur simple 2 positions stables + 1 repos central (non relié)
- SIOV = S 05 K 250 ou S 07 K 250 SIEMENS
- Porte-fusible pour circuit imprimé et fusible 1 A retardé

- (davantage pour le réglage)
- Transformateur 68 V A/24 V type IMPHY 68/212 ou équivalent
- Voyant 220 V de façade au néon avec résistance incorporée
- Une douille banane 4 mm non isolée (pour entrer la terre)
- Un cordon secteur 2 conducteurs et passe-fil caoutchouc
- Un coffret ESM type EB 11/05 FA
- Une embase DIN 3 broches verrouillable 1/8° de tour (Jahnichen, etc...)

Fer à souder professionnel Weller (Groupe Cooper SA)

- Stylo 24 V/50 W (thermostaté automatiquement) modèle TCP-S
- Support KH2 (comprenant éponge, entonnoir et ressort)
- Pannes à souder longue durée de catégorie 7 (370° C) types PT A7 (fine) et PT D7 (plate)
- Panne à dessouder les circuits 14 et 16 pins type DIL 16 WG (facultatif).
- En option, bloc-transfo d'origine (autorise 2 TCP-S) ou ensemble WTCP-S

INFOS

Composant audio chez SGS

Un processeur audio intégrant les commandes de volume, de tonalité et de balance.

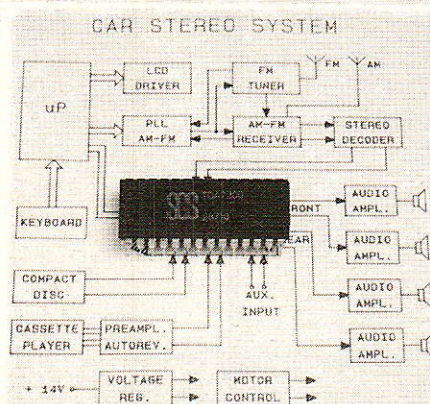
Le TDA 7300 est commercialisé par SGS. Destiné en premier lieu aux appareils autoradio stéréo, il se substitue aux potentiomètres de volume, tonalité, balance droite/gauche et balance avant/arrière, permettant ainsi une réduction de coût et d'encombrement.

Le composant est commandé par un microprocesseur à travers un bus série. Il permet le contrôle du volume sonore des graves et des aigus sur chacune des voies et intègre quatre atténuateurs de sortie permettant la commande de balance droite/gauche et avant/arrière. Le TDA 7300 inclut aussi un sélecteur à quatre entrées stéréo et une entrée mono.

Le circuit fonctionne à partir d'une alimentation unique régulée en interne. Il est caractérisé par un rapport signal/bruit de 110 dB, une distorsion de 0,001 % et les quatre atténuateurs fonctionnent sur une gamme de 38 dB, par pas de 2 dB.

La commande de volume couvre de - 68 dB à + 10 dB par pas de 2 dB, alors que les commandes de tonalité couvrent la gamme +/- 15 dB par pas de 2,5 dB.

Le TDA 7300 se présente en boîtier DIP 28 broches.



Le processeur audio TDA 7300 de SGS remplace les potentiomètres de volume, tonalité et balance dans les appareils autoradio stéréo. Toutes ses fonctions sont commandées à travers un bus série.

SGS Semiconducteurs S.A.

21-23, rue de la Vanne

92120 Montrouge

Tél. : (1)47.46.08.00 - Télex : 250938 F

ERRATA

CROTECH 3133

Nous présentons dans la rubrique « Infos » de notre numéro de Novembre (page 93), le nouvel oscilloscope CROTECH 3133, un double trace de 25 MHz de bande passante.

Seulement voilà, le prix de cet appareil est d'environ 4000 F et non 3000 F comme indiquée par erreur.

Dans cette tranche de prix plus réaliste, le CROTECH 3133 n'en reste pas moins d'un excellent

rapport prix/performances dans la gamme d'appareils de cette classe.

STOP à l'invasion des télécommandes !

MEDIASAT propose une nouvelle télécommande programmable qui remplace jusqu'à trois télécommandes de n'importe quel type... Ainsi grâce à la PRC 6000, vous pouvez programmer vous même votre magnétoscope, votre téléviseur, votre démodulateur satellite, et autres... avec une seule et unique télécommande.

D'une programmation très simple et d'un prix inférieur à 900 Frs TTC, cette télécommande vous évitera la multiplication des petits boîtiers !

MEDIASAT

9, rue Vaudetard

92130 ISSY LES MOULINEAUX

Tél. : 40.93.01.55



Suite de la page 66

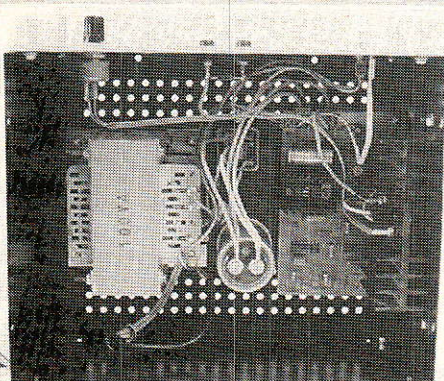
d'augmenter le filtrage de tête (C_8) car les blocs fournis avec la plupart des mini-perceuses, scies ou tours, ne sont pas filtrés.

La **figure 5** donne le schéma d'un disjoncteur qui peut s'avérer nécessaire si l'on risque de bloquer le moteur et donc d'atteindre des intensités qui seraient préjudiciables à la fois à ce dernier et au MOS de puissance.

Deux résistances sont à calculer selon votre application et la tension V_{cc} disponible. L'ensemble se dispose en série dans la liaison d'alimentation du moteur (et de la carte de contrôle).

R_1 sert de senseur de courant.

R_2 limite la tension du relais si l'on emploie une tension V_{cc} supérieure à 12 V. le contact de relais s'insère après le régulateur U_3 en série dans la ligne V^+ .



Conclusion

Cette carte PWM pourra vous servir à d'autres fins qu'une commande de vitesse de moteur CC. Par le truchement de quelques changements de valeur de composants, vous pourrez l'adapter à bon nombre d'applications.

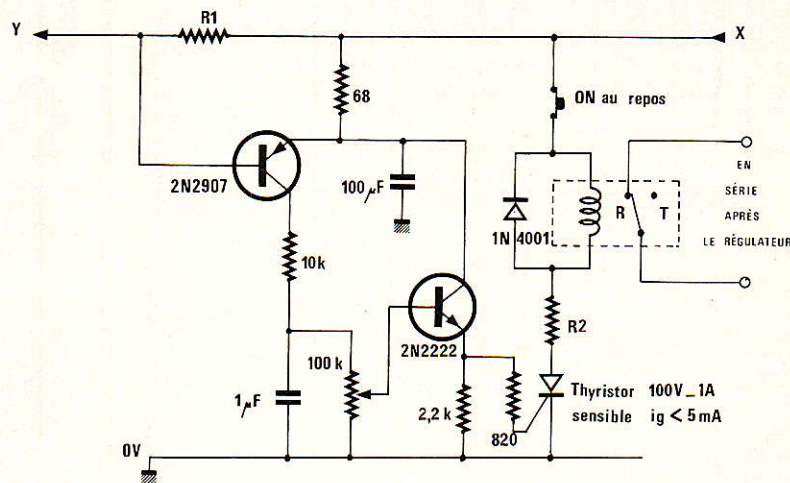
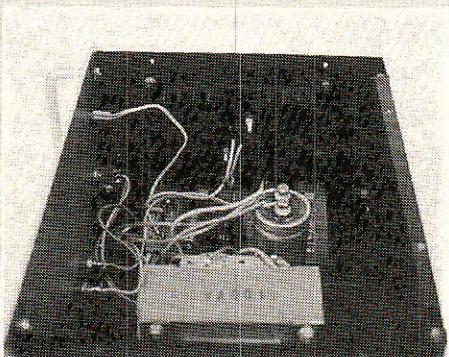


Figure 5 - Exemple de disjoncteur nécessaire pour la protection en cas de blocage.

• R_1 sert de senseur de courant.
 $R_1 \approx 2 V_{BE} \text{ cond.}/I_{max}$ avec la contre-réaction de 68 Ω , on réglera le seuil avec la 100 k Ω ajustable.

• R_2 dépend de la bobine du relais et de VALIM.
 Pour un relais 12 V alimenté avec VALIM supérieure à 12 V :
 $R_2 = (V_X - V_{CR})/I_R$ où $I_R = V_{CR} (12 \text{ V})/R_{relais} (320 \Omega \text{ par ex.})$
 • Le poussoir est actif au repos (réarmement).

Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

R_1 : 22 k Ω
 R_2 : 22 k Ω
 R_3 : 220 k Ω
 R_4 : 22 k Ω
 R_5 : 2,2 M Ω
 R_6 : 10 k Ω
 R_7 : 22 k Ω
 R_8 : 100 Ω (voir texte)
 R_9 : 680 Ω (voir texte)
 R_{10} à R_{14} : 22 k Ω
 R_{15} : potentiomètre 100 k Ω A
 R_{16} : 68 k Ω
 R_{17} : 1 M Ω
 R_{18} : 33 k Ω
 R_{19} : Ajustable horizontale 100 k Ω
 R_{20} : 3,9 k Ω
 R_{21} : 4,7 k Ω

Condensateurs

C_1 : 100 nF MKH
 C_2 : 470 nF MKH
 C_3 : 10 nF MKH
 C_4 : 100 nF MKH
 C_5 : 100 nF MKH
 C_6 : 10 nF MKH
 C_7 : 100 nF MKH
 C_8 : 470 $\mu\text{F}/40 \text{ V}$
 C_9 : 1 μF MKH
 C_{10} : 470 nF

Circuits intégrés

IC_1 (U_1), IC_2 (U_2) : LM 319
 IC_3 (U_3) : 7515 (ou 7812, voir texte)

Semi-conducteurs

D_1 : Zener 15 V ; 0,4 W
 D_2 : Ecrêteur Transil (Thomson, GI, Motorola)
 Réf : 1,5 KE 30 ou 1N 5644, ou PFZ 30
 D_3 : 1N 4148
 D_4 : LED

Q_1 : IRF 530 ou 531 (TO 220) ou IRF 130, 131 (TO 3) selon puissance.

Divers

L_1 : Inductance d'arrêt (200 à 600 mA sur tore).
 I_1 : Inter unipolaire.
 1 radiateur selon boîtier et puissance.
 On utilisera soit le bloc transfo-redressement d'origine, soit un transfo 100 VA, 18 V avec un pont 100 V/25 A et un filtrage additionnel.

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

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

Chapitre I : Découpage.

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

Chapitre II : Scannage.

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

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

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

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

Chapitre III : Partagez.

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

Au boulot...

Pour lire les revues un programme léger et très complet : pdfXchange viewer (Pro). A configurer par défaut dans « affichage » : Afficher 2 pages en vis-à-vis + Afficher la couverture en mode vis-à-vis. Vous aurez ainsi à chaque fois les pages paires à gauche et impaires à droite + F12 = plein écran. Pour feuilleter les couvertures sous forme de vignettes un explorateur pas mal : XnView (Affiche à peu près tout ce qui existe.)
Un programme qui fait les deux : Koobit, mais nombre de vignettes limité à 2 lignes.

En ligne prochainement plusieurs centaines de Radio Plans & Elektor depuis les années '70.
Faites une recherche avec « index radio plans electronique maj » ou « index elektor electronique maj » pour la liste complète des sommaires.