

sommaire

MONTAGES PRATIQUES	36	Tuner FM à affichage digital
	55	Chargeur de batterie pour moteur hors-bord
	61	Sirène USA
	68	Tête HF 27 MHz
	78	Régulateurs à découpage
	79	Adaptateur basse tension
	83	Comprendre les RAM (réalisation d'un chenillard programmé)
	93	Compte tours à affichage digital
	100	Roger Bip pour la CB

TECHNOLOGIE	63	Application constructeurs Les BIMOS de RCA Les MAXCMOS d'INTERSIL
--------------------	-----------	--

INFORMATIONS CB	70	1981 sera-t-il l'an 1 de la CB française ?
------------------------	-----------	---

DIVERS	89	Caractéristiques et équivalences des transistors (code japonais)
	113	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : L'utilisation d'une tête HF du commerce permet la réalisation d'un tuner de très haute qualité.
Cliché **Max Fischer**.

Ont participé à ce numéro :
B. Bencic, V. Debiez, F. de Dieuleveult, P. Grenat, P. Gueulle, D. Jacovopoulos, A. Lefumeux, C. Le Moigne, K. Ourtani.

Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200-33-05

Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef :
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Tirage du précédent numéro
102 500 exemplaires
Copyright © 1981
Société Parisienne d'Édition



Publicité : Société auxiliaire de publicité
70, rue Compans, 75019 Paris
Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **75 F** - Etranger : 1 an **115 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro
de compte pour les paiements
par chèque postal

Amplis, préamplis, mixage, égaliseurs graphique etc...

le chapitre basse fréquence ne peut être clos sans un récepteur digne de ce nom.

Le tuner proposé a été réalisé avec les meilleurs composants disponibles actuellement,

ils sont en grande partie fabriqués par la Radiotechnique RTC ; tête HF, décodeur stéréo, fréquencemètre, et SGS ATES ou RCA pour ce qui concerne l'amplificateur FI et le démodulateur.

TUNER FM à affichage digital

GENERALITES SUR LES EMISSIONS FM STEREO

La porteuse des émissions FM stéréo est dans la gamme 87,5 à 108 MHz, correspondant à la norme en vigueur aux USA. L'excursion maximale en fréquence de cette porteuse est de 75 kHz. Si l'on considère donc un émetteur, par exemple FIP dans la région parisienne, à 90,5 MHz, l'excursion maximale en fréquence devient : $90,35 - 0,075 = 90,275$ MHz, $90,35 + 0,075 = 90,425$ MHz. Il est important alors de ne pas confondre excursion maximale en fréquence et largeur du spectre due à cette émission.

La bande passante du signal audio à transmettre est limitée de 30 Hz à 15 KHz en mode monophonique et on a coutume de définir un indice de modulation — par analogie avec la modulation d'amplitude — définie comme le rapport de l'excursion maximale en MF sur la largeur de bande maximale en BF dont $75/15 = 5 = m$. La largeur de bande du spectre HF est alors calculée facilement. $L = 2(m + 1) 15$. Ce qui donne une valeur exacte de 180 KHz, pratiquement on adopte 200 KHz ce qui explique que les émissions en modulation de fréquence se font sur des fréquences relativement élevées.

L'avantage de la modulation de fréquence est bien connu : meilleure protection contre les bruits parasites et les bruits de fond, avantage d'autant plus marqué que l'indice de modulation est important, ce qui conduit comme nous l'avons indi-

qué plus haut à l'emploi de fréquences porteuses élevées, l'encombrement de 200 kHz étant absolument incompatible avec l'encombrement maximal de 9 kHz autorisé sur les bandes travaillant en modulation d'amplitude avec des fréquences porteuses beaucoup moins élevées.

Le système de codage stéréophonique est compatible monophonique bien sûr, ce qui conduit à l'utilisation d'un système ap-

paremment complexe. Le spectre du signal BF à transmettre est représenté à la **figure 1**. On trouve en effet le signal monophonique G + D, puis un signal pilote de 19 kHz et un signal composite formé des bandes latérales de modulation résultant de la modulation en amplitude d'une sous-porteuse auxiliaire par le signal de différence G - D. La sous-porteuse à 38 kHz est supprimée à l'émission.

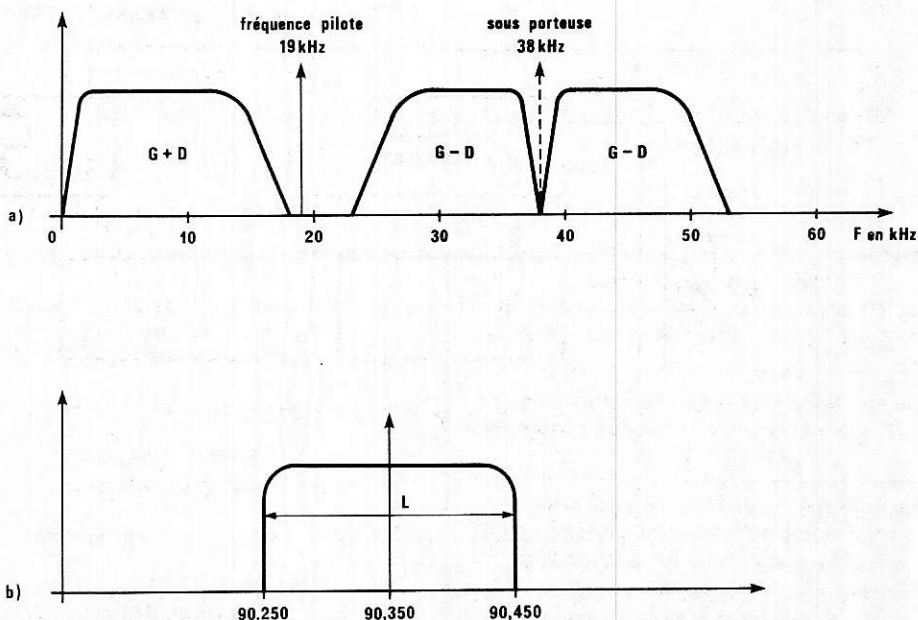


Figure 1 : spectre typique d'une émission FM stéréo

A la réception, le signal 19 kHz permet de reconstituer la sous-porteuse à 38 kHz, généralement en utilisant un PLL dans les décodeurs modernes, et ainsi de démoduler le signal G - D. Les signaux droite et gauche peuvent alors être très facilement obtenus par simple somme et différence des signaux G + D et G - D.

$$(G + D) + (G - D) = 2G$$

$$(G + D) - (G - D) = 2D$$

Pour terminer ces quelques rappels, on n'oublie pas lors des diverses manipulations ou essais que les signaux subissent une accentuation à l'émission, 50 μs en Europe et 75 μs aux USA et qu'il faudra placer un condensateur de valeur choisie à la sortie de la platine FI pour profiter pleinement des émissions monophoniques.

SYNOPTIQUE DU TUNER FM

Le schéma synoptique du tuner FM est représenté à la **figure 2**. On y remarque sept blocs assumant les fonctions suivantes :

1 — Tête HF : Pour des raisons évidentes de simplicité, pas de selfs à réaliser, nous avons utilisé le sélecteur HF RTC FD 12/1, destiné à la réception des émissions modulées en fréquence dans la gamme 87,5 à 108 MHz. Ce sélecteur est équipé de diodes à capacité variable et l'accord est obtenu en appliquant une tension continue sur l'entrée de commande.

2 — Potentiomètre de commande. No-

tre schéma de la **figure 2** ne représente qu'un potentiomètre mais on utilise en fait autant de diviseurs de tension que l'on désire, ce qui représente évidemment autant de stations pré-réglées. La tension de commande appliquée au sélecteur est choisie par le truchement d'un commutateur. La maquette a été équipée de cinq potentiomètres multitours — stations pré-réglées — et un potentiomètre dix tours — recherche manuelle.

3 — Platine comptage : les circuits de comptage mesurent la fréquence de l'oscillateur HF à laquelle on soustrait la fréquence du signal de fréquence intermédiaire pour obtenir la valeur de la fréquence du signal reçu.

4 — Platine affichage : le résultat du comptage est affiché directement en MHz, ce qui facilite grandement le réglage et le calage sur une station lorsque l'on connaît la fréquence d'émission.

5 — Platine FI : qui a deux rôles, amplification et limitation du signal incident à 10,7 MHz et transformation des variations de fréquence en variation de tension.

6 — Le décodeur stéréo reconstitue les signaux gauche et droite à partir du signal complexe que fournit la platine FI.

7 — Et finalement la platine alimentation qui fournit les diverses tensions nécessaires au fonctionnement des circuits. Toutes ces tensions sont référencées par rapport au même zéro électrique et sont au nombre de 4 : + 5 V, + 12 V, + 20 V, + 30 V.

On trouve en outre les signaux alternatifs 5P Hz provenant directement du transformateur et destinés au multiplexage de l'affichage.

ALIMENTATION

Le schéma théorique de l'alimentation est représenté à la **figure 3**. En raison des nombreuses tensions nécessaires il est fait appel à deux transformateurs différents, il était évidemment possible d'utiliser un seul transformateur mais les pertes dans les régulateurs seraient devenues trop importantes ; quant au transformateur à sorties multiples, il est généralement introuvable ou ne correspond pas aux besoins.

Notre choix s'est donc arrêté sur deux transformateurs Millerieux 2 x 7 V 200 mA et 2 x 14 V 100 mA d'excellente qualité, leur implantation sur un circuit imprimé ne pose aucun problème. Dans les deux cas, les points milieu ne sont pas utilisés.

Le redressement et le filtrage n'appellent aucun commentaire particulier puisque tout à fait classique, il en est de même pour le branchement des régulateurs intégrés en boîtier TO 220. L'alimentation + 12 volts est destinée à la platine PI et à la platine décodeur stéréo, le + 5 volts à la platine de comptage et à l'alimentation des afficheurs.

Les tensions + 20 V et + 30 V alimentent le sélecteur HF et il importe que le bruit sur ces alimentations soit le plus faible possible, le filtrage doit donc être conséquent, un condensateur supplémentaire sera placé directement sur le sélecteur.

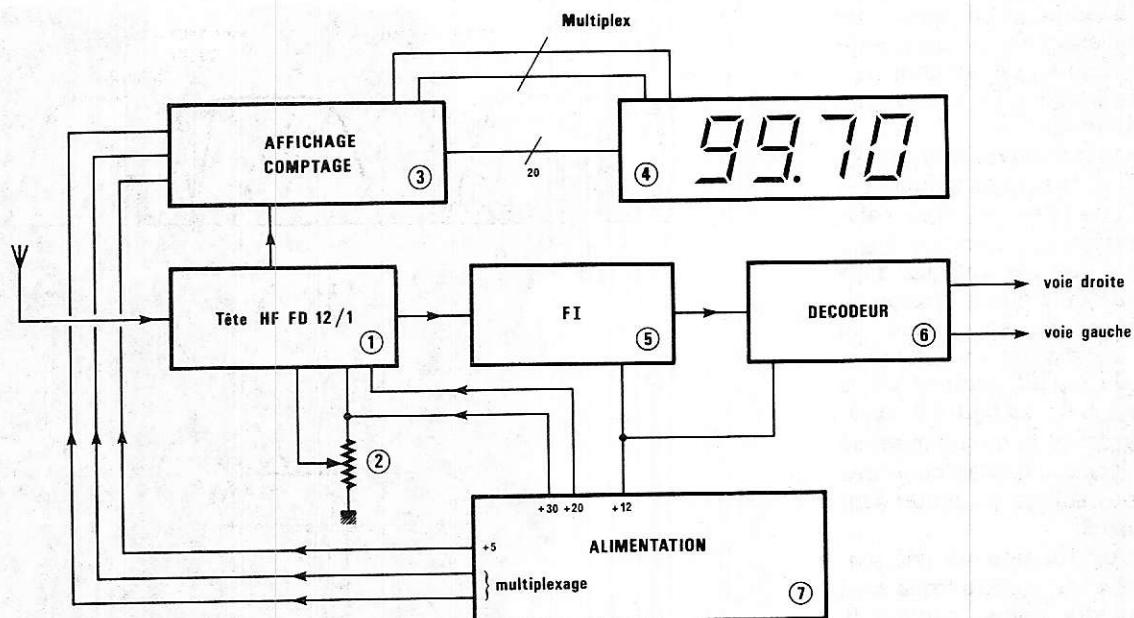


Figure 2 : synoptique du tuner.

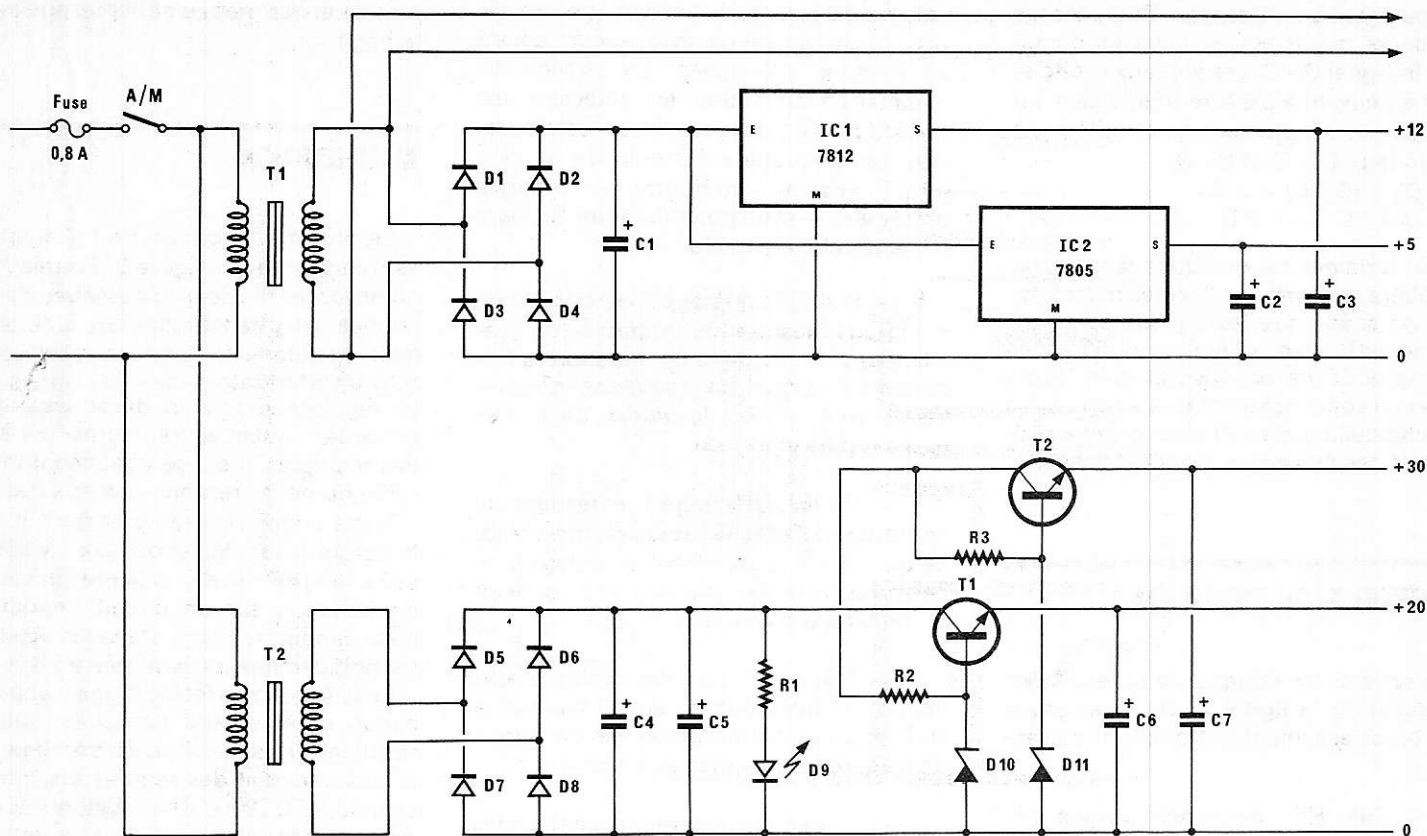


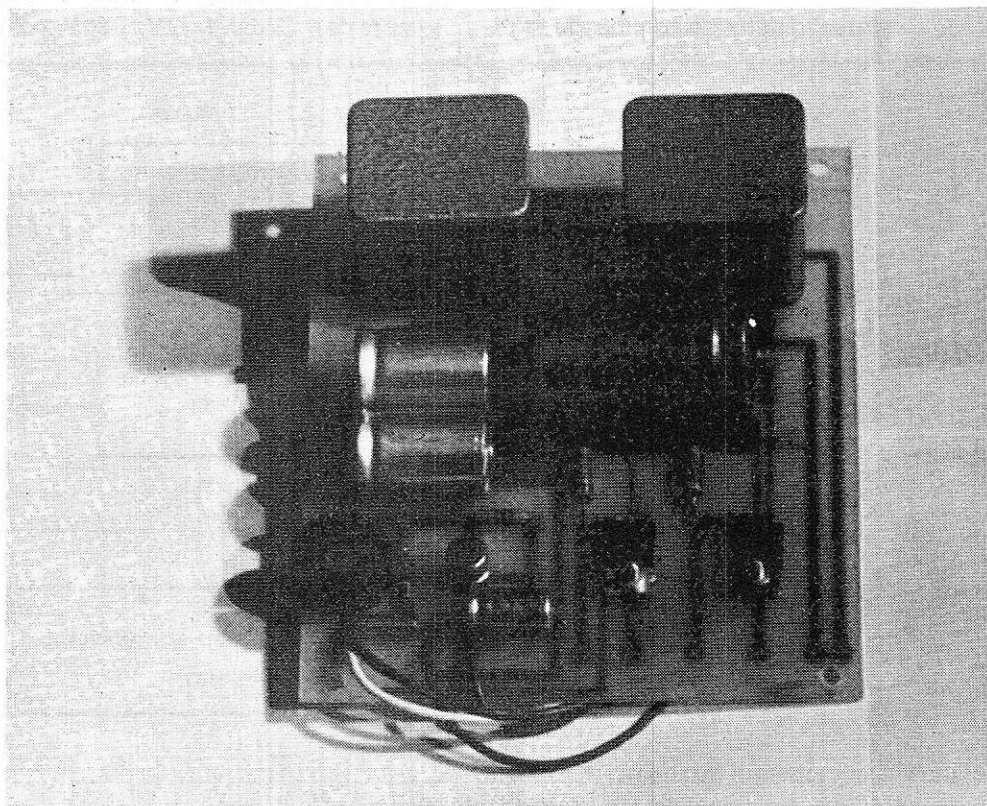
Figure 3 : schéma de principe alimentation.

Photo 1

La régulation constituée, d'une part, par T1, R2, D10 et T2, R3, D11 est très simple et très classique, on prendra garde toutefois à ne pas utiliser n'importe quel transistor NPN de récupération ou autre, dans notre cas la tenue en puissance est le paramètre prépondérant surtout en ce qui concerne T1 qui devra être équipé d'un clip servant de dissipateur thermique.

En cas de fausse manœuvre ou de court-circuit, les tensions de sortie s'annulent — destruction de T1 ou T2 ou les deux — et le sélecteur HF n'est pas endommagé même s'il n'est alimenté que par une des deux sources. On remarquera que la tension alternative provenant du secondaire du transformateur d'alimentation est ramenée aux bords du circuit imprimé via la platine de comptage. La figure 4 représente le tracé des pistes du circuit imprimé tandis que les détails d'implantation des composants et de câblage du circuit sont donnés à la figure 5.

L'alimentation est réalisée sur une plaque époxy 132 x 112, quatre trous sont exécutés aux quatre coins, comme le montre la photo 1, ce qui permettra un montage facile et accessible dans le fond du boîtier ou mieux sur un châssis auxiliaire.



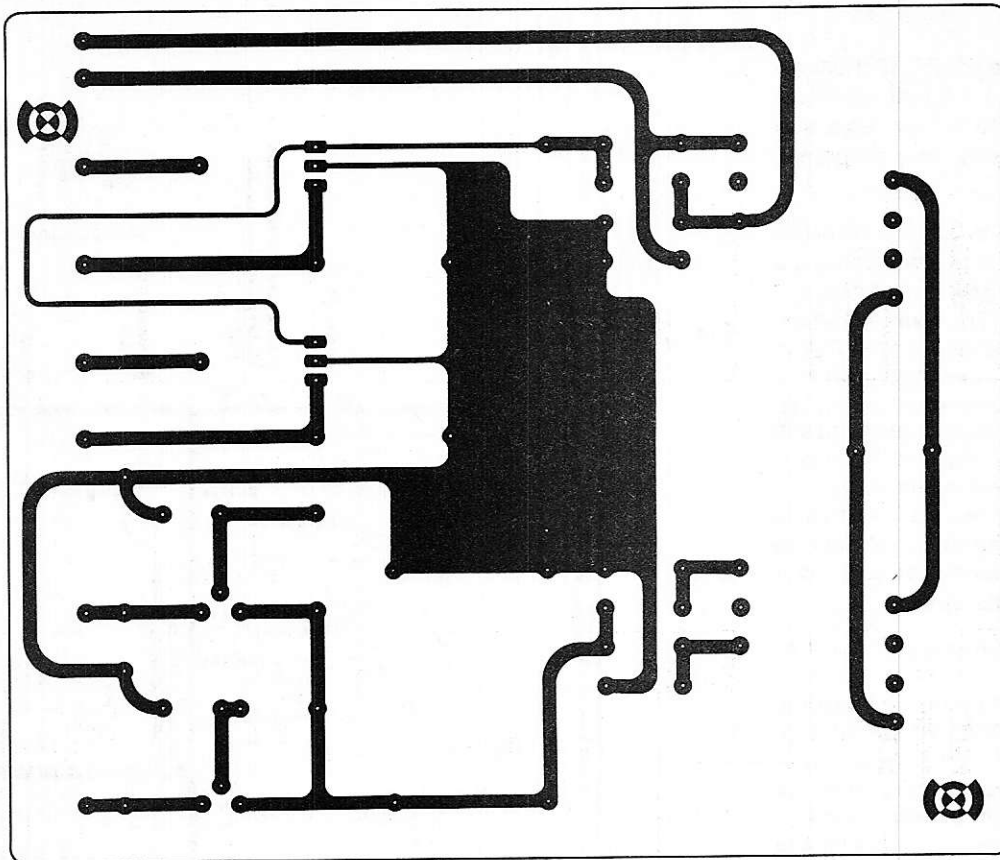


Figure 4 : tracé du circuit alimentation.

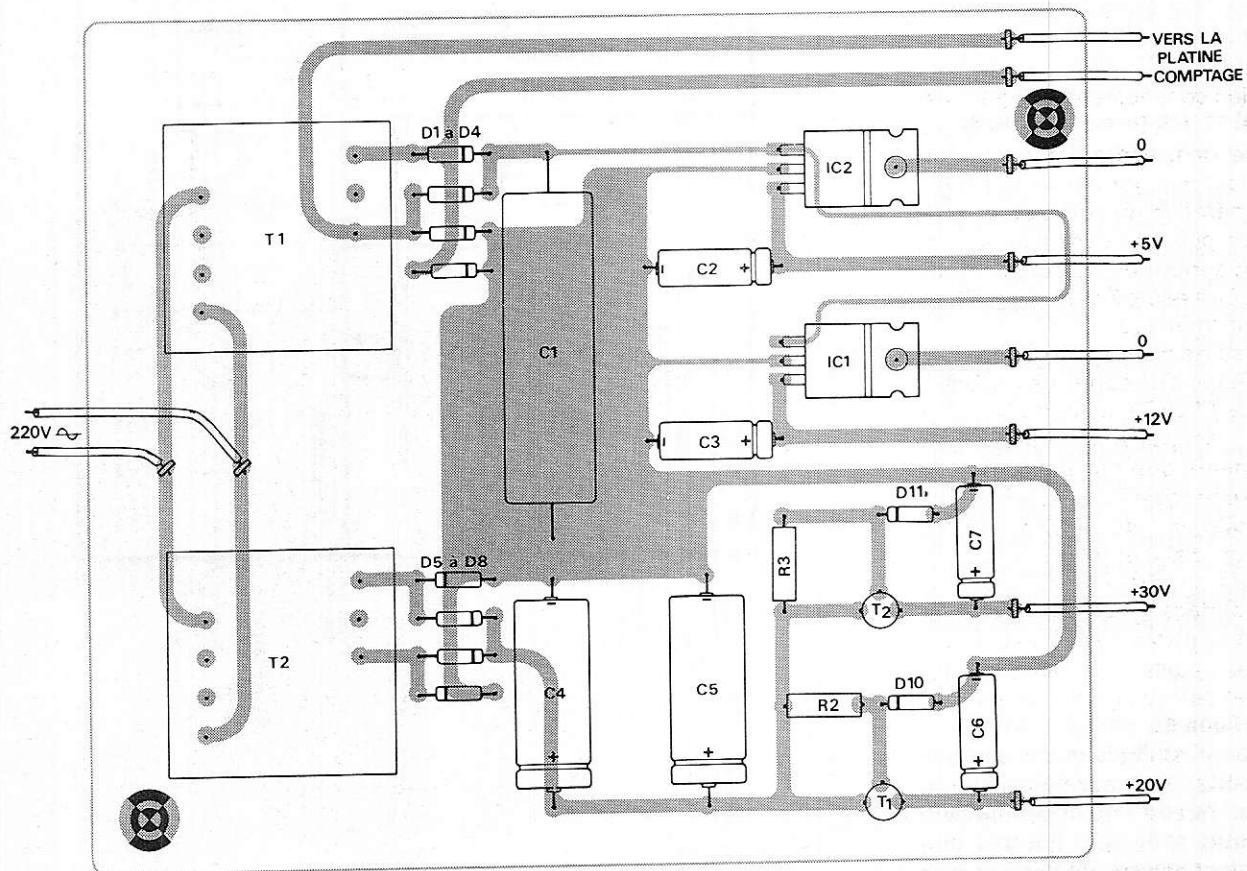


Figure 5 : implantation des composants.

SELECTEUR HF

Le schéma de la tête HF FD 12/1 est représenté à la **figure 6**. Le fonctionnement du sélecteur est simple si l'on remarque que ce schéma peut se scinder en quatre parties très différentes.

1 — L'étage RF. Le signal d'entrée (antenne 75 Ω) est appliqué à la broche 3, la sélectivité est obtenue grâce aux filtres L2, C2, C1, D1 et L3, C3, D2, l'amplification étant assurée par le transistor MOSFET à double grille. Le gain de cet étage peut être commandé grâce à une tension applicable à la broche 1. Cette tension proviendra soit de l'étage FI incorporé dans le sélecteur, soit de la platine FI que nous décrivons dans un prochain paragraphe. La solution la plus simple consiste cependant à relier les broches 7 et 1 du sélecteur et c'est pour celle-là que nous avons opté.

2 — Etage FI : changement de fréquence.

La conversion de fréquence est assurée par le circuit intégré TCA 240, un filtre de bande constitué par L5, C11, C10, D3 et L6, C14, C15, D4 est inséré entre la sortie de l'étage RF et l'entrée du circuit intégré.

Le signal FI à 10,7 MHz est recueilli à la sortie du TCA 240 aux bornes d'un filtre constitué par L8 et K1, la largeur de bande à - 3 dB valant 300 kHz.

Le signal FI est disponible aux bornes 9 et 10 d'une manière symétrique le circuit devant être chargé par 330 Ω .

Les diodes D10 et D11 détectent la FI et lorsque les bornes 7 et 1 sont reliées, le transistor TR2 assure la commande automatique de gain de l'étage RF.

3 — Etage oscillateur, du type clap, constitué autour du transistor TR4. La fréquence de l'oscillateur est parfaitement stable. L'absence d'une borne CAF, commande automatique de fréquence, est d'ailleurs très rassurante.

Il n'y a aucun problème en ce qui concerne la température, toutefois les alimentations devront être les plus stables possible et sans superposition de signaux alternatifs, ce qui implique donc de nombreux découplages HF et BF. Les découplages HF sont en général déjà réalisés à l'intérieur de la tête. Notons, finalement, que la fréquence de l'oscillateur est plus élevée que la fréquence du signal à recevoir et on a donc :

$$FREC = FOSC - FI$$

4 — Etage tampon sortie oscillateur : cet étage assure l'interface entre l'oscillateur et les circuits fréquencemètres ou les circuits de synthèse de tension permettant la recherche automatique et l'accord automatique sur les stations. Dans cet article nous ne traiterons que de la mesure de la fréquence de réception.

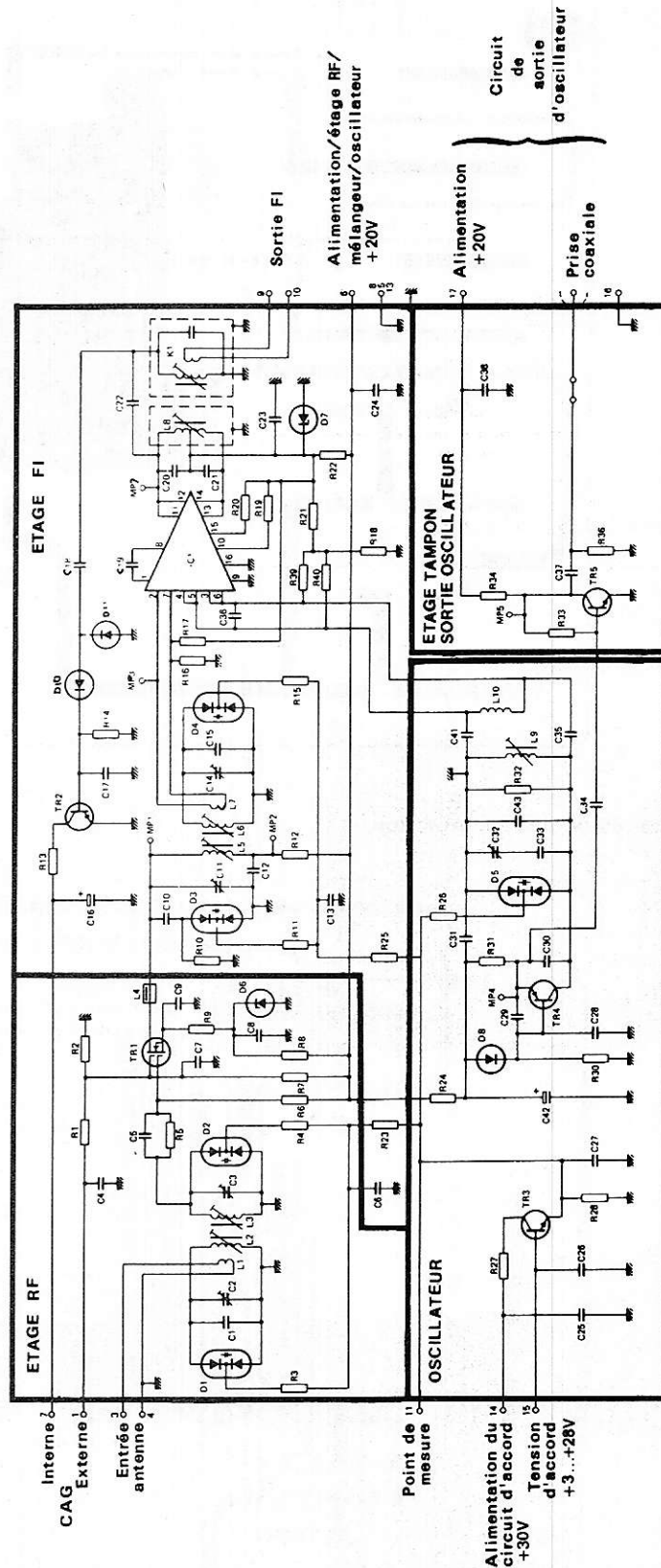


Figure 6 : schéma électrique de la tête HF RTC, FD 12/1.

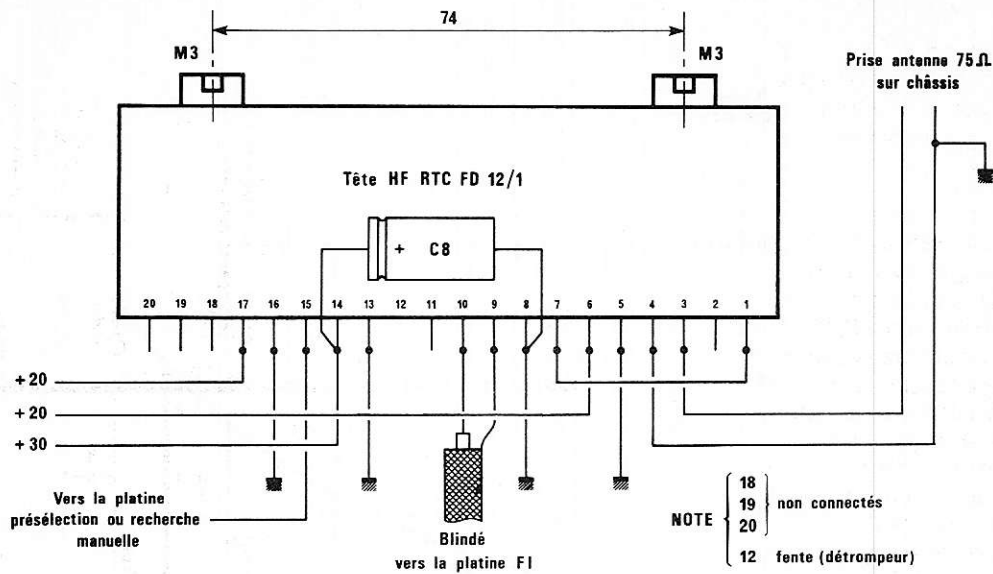


Figure 7 : schéma de câblage de la tête HF.

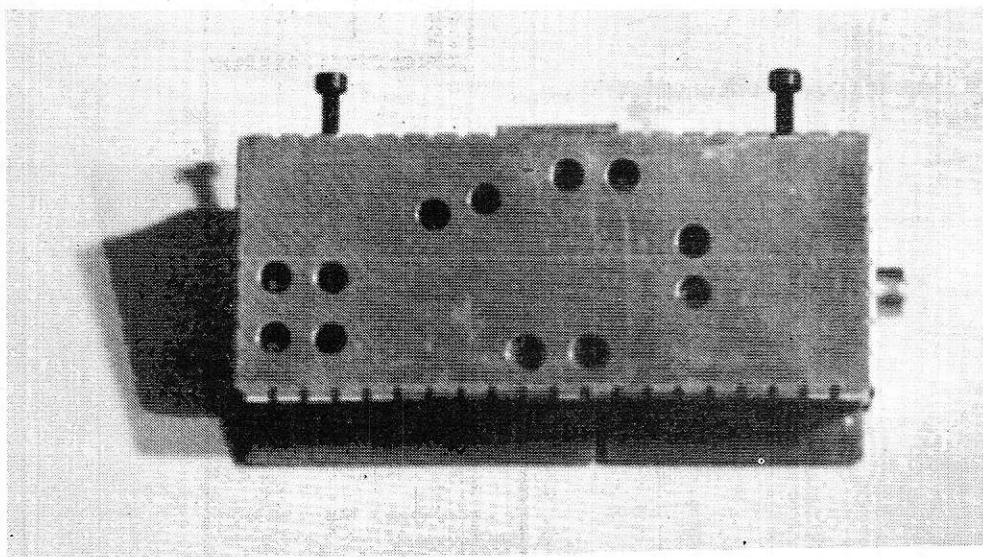


Photo 2

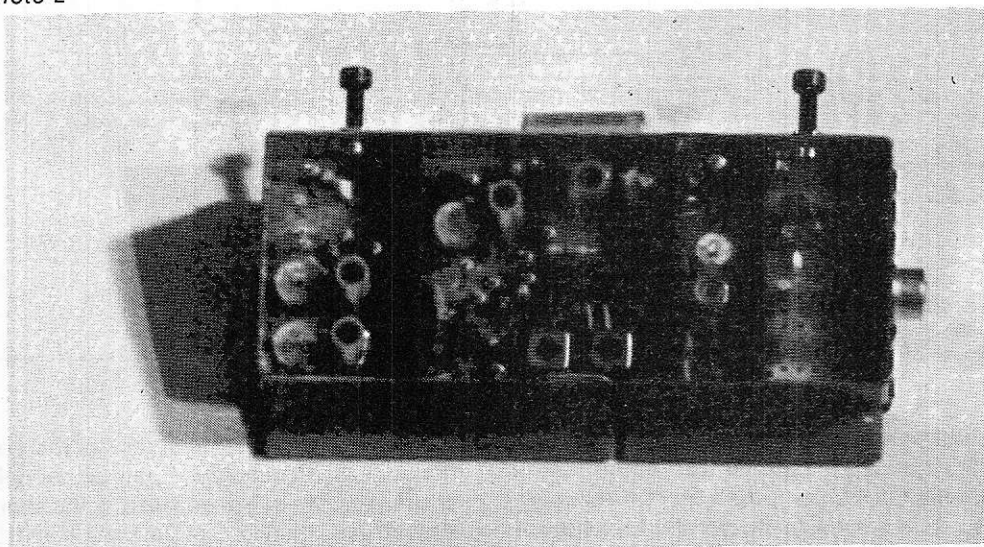


Photo 3

La **figure 7** représente le schéma de câblage du sélecteur tel qu'il sera réalisé dans le boîtier, il n'y a aucun problème ni aucun piège, de plus la fixation du boîtier est rendue très simple, grâce à deux écrous solidaires du sélecteur. La **photo 2** représente le sélecteur fermé, donc avec le capot supérieur en place, alors que la **photo 3** nous fait apparaître l'intérieur, on distingue nettement les quatre parties dont nous parlions précédemment.

CARTE SELECTION : STATIONS PREREGLEES, RECHERCHE MANUELLE

La **figure 8** représente la loi liant la tension d'accord et la fréquence de réception.

On cherche donc à obtenir autant de tensions continues qu'il y aura de stations à recevoir. La gamme 87,5 à 108 MHz est couverte lorsque la tension continue varie de 3 à 28 V, la carte résultante sera donc très simple et entièrement constituée de composants passifs. Le schéma de cette carte est représenté à la **figure 9**.

Les résistances R31 à R36 et R37 à R42 sont des résistances talon qui permettent de ne pas sortir de la gamme 3 à 28 V donc 87,5 à 108 MHz, bien que l'entrée de commande puisse admettre des niveaux compris entre 0 et 30 V. Mais en descendant au-delà de 3 V on empiète sur d'autres bandes de radiocommunication police, taxis, etc...

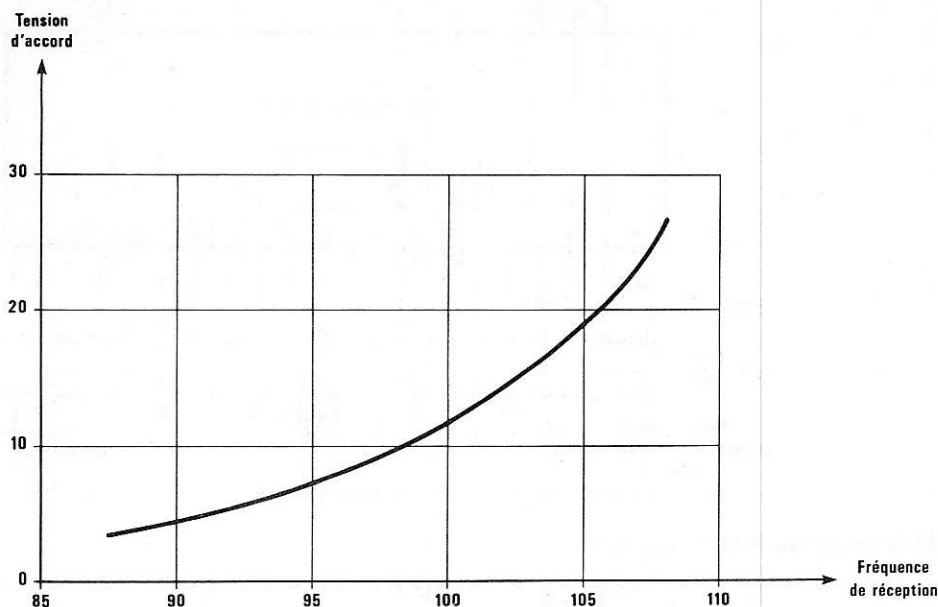


Figure 8 : courbe représentant la relation entre la fréquence de réception et la tension appliquée à l'entrée de commande de l'oscillateur.

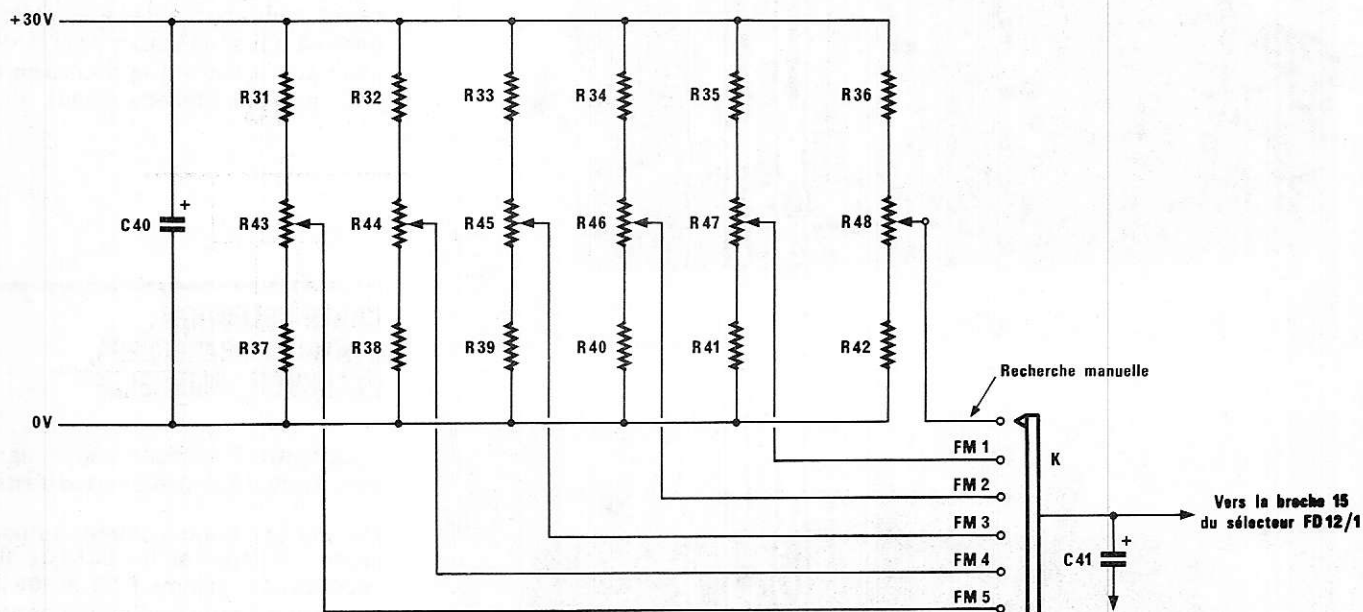


Figure 9 : fonctionnement de la sélection. Recherche manuelle ; recherche pré-réglée.

Il est aussi possible de vouloir comprimer la bande 87,5 à 100 MHz environ, les potentiomètres R43 à R48 seront d'autant plus faciles à manipuler. Les résistances R31 à R36 seront alors augmentées d'un facteur 10 : 18 k au lieu de 1,8 k et 33 k au lieu de 3,3 k.

La figure 10 représente le tracé des pistes du circuit imprimé sur lequel seront implantés les composants conformément au schéma de la figure 11. La photo 4 montre l'aspect de la carte terminée. Le potentiomètre MCB 10 tours peut sembler relativement cher, dans ce cas il faudra

l'omettre purement et simplement mais en aucun cas le remplacer par un modèle courant de bas de gamme, le résultat serait désastreux : accord sur la station extrêmement difficile et très mauvaise stabilité.

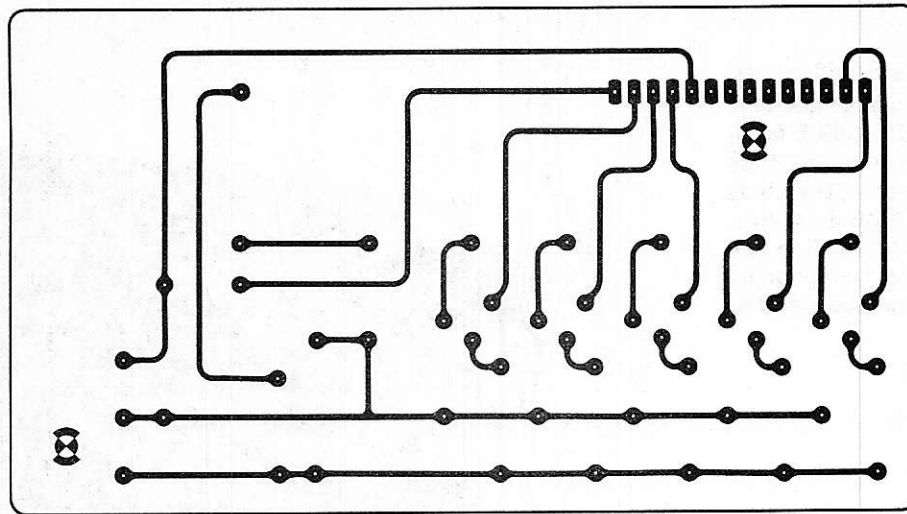


Figure 10 : tracé de la platine, recherche manuelle/présélection.

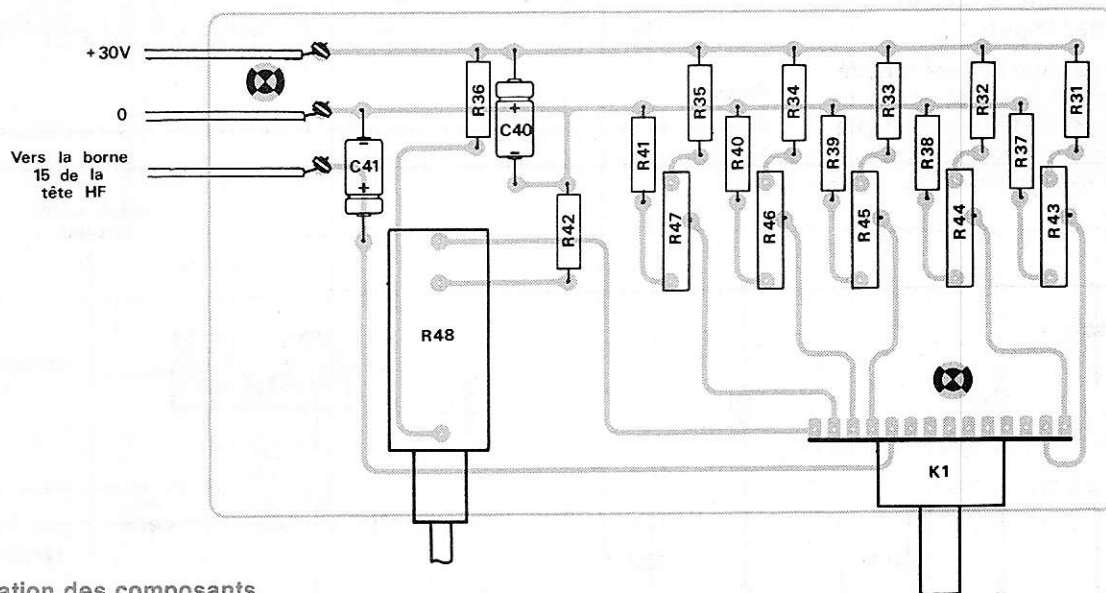


Figure 11 : implantation des composants.

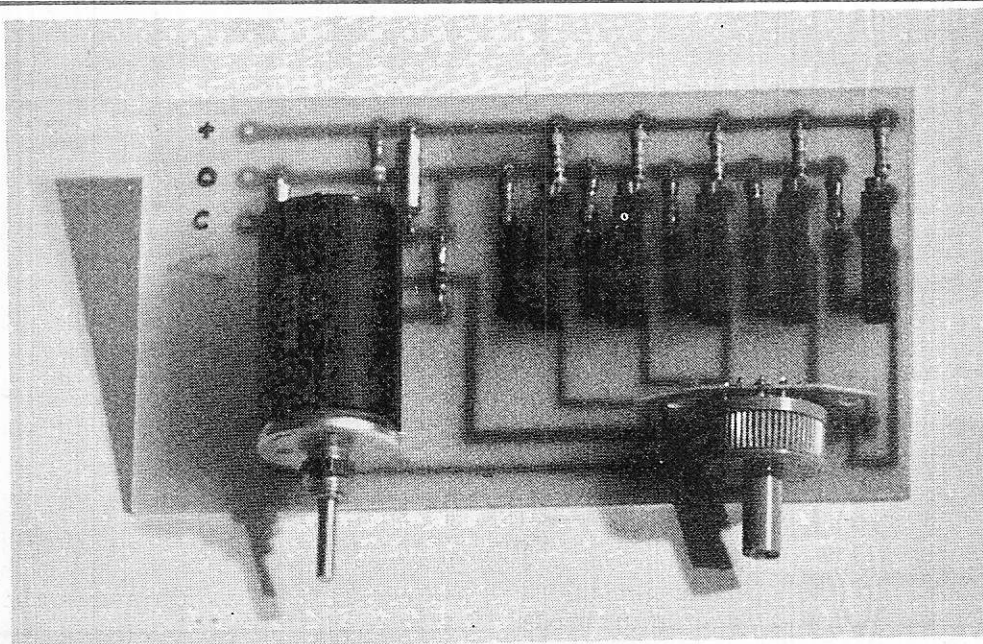


Photo 4

Platine recherche manuelle ou présélection.

PLATINE FI 10,7 MHz

Le schéma de principe de la platine FI est représenté à la **figure 12**. On remarque le circuit intégré classique CA 3189 E fabriqué par SGS-ATES et RCA précédé de deux étages à transistors et de deux filtres céramique double SFJ 10,7 MB. Les filtres céramique sont triés en fabrication. Un point de couleur différent est appliqué au boîtier pour chaque fréquence centrale différente :

rouge 10,700
bleu 10,670
orange 10,730 ± 30 kHz
noir 10,640
blanc 10,760

La platine est équipée de deux filtres céramique rouge, les pentes de ces filtres étant excessivement raides, le remplacement d'un filtre « rouge » par un autre d'une couleur différente entraînera une perte d'insertion très importante.

Il est important de noter que les caractéristiques données par le constructeur ne sont valables que si le filtre est adapté,

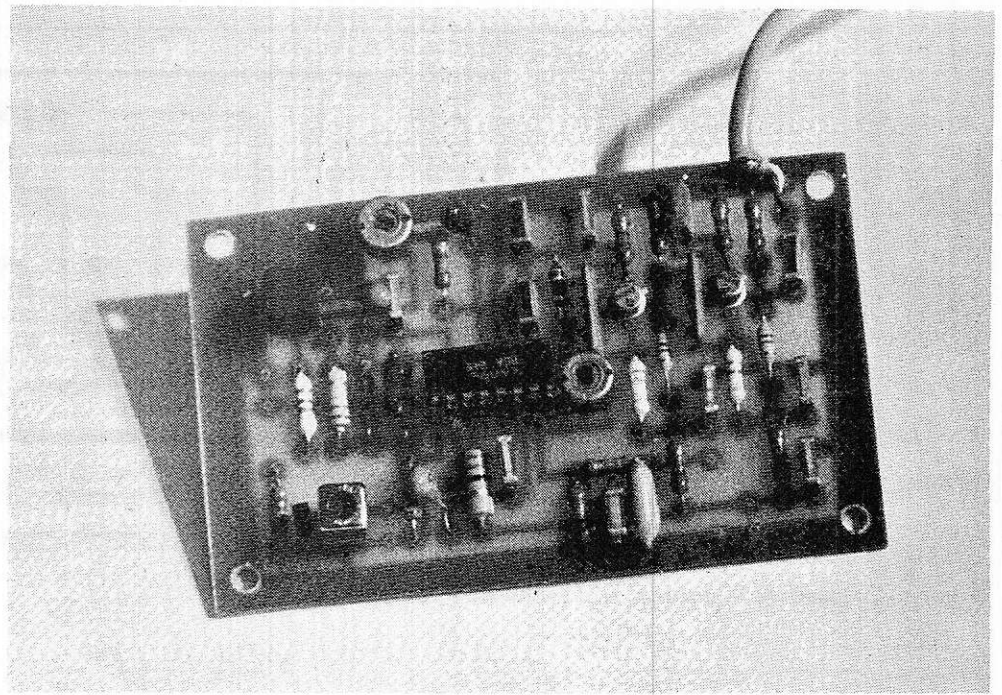


Photo 5

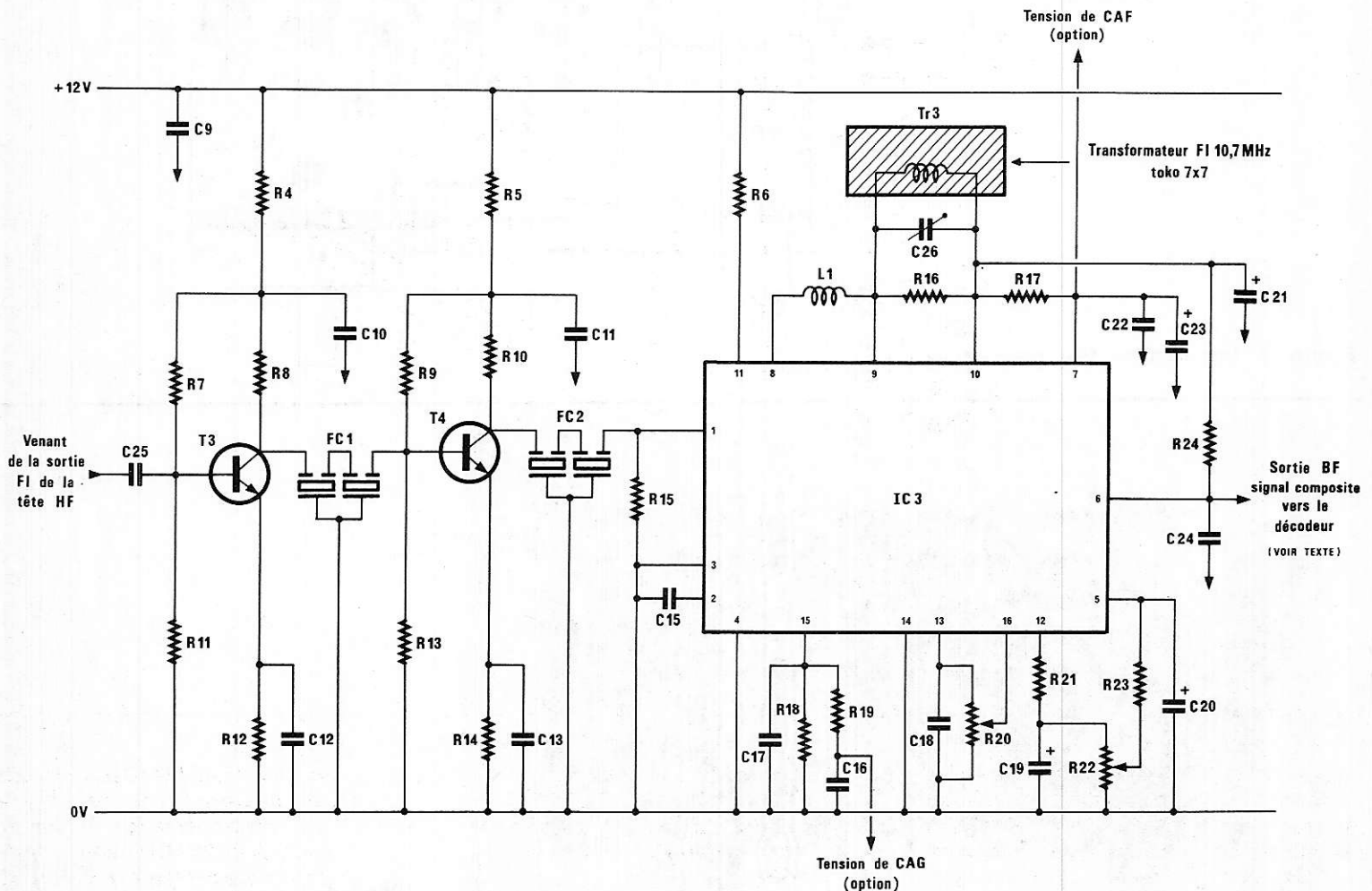


Figure 12 : schéma électrique de la platine. Fréquence intermédiaire.

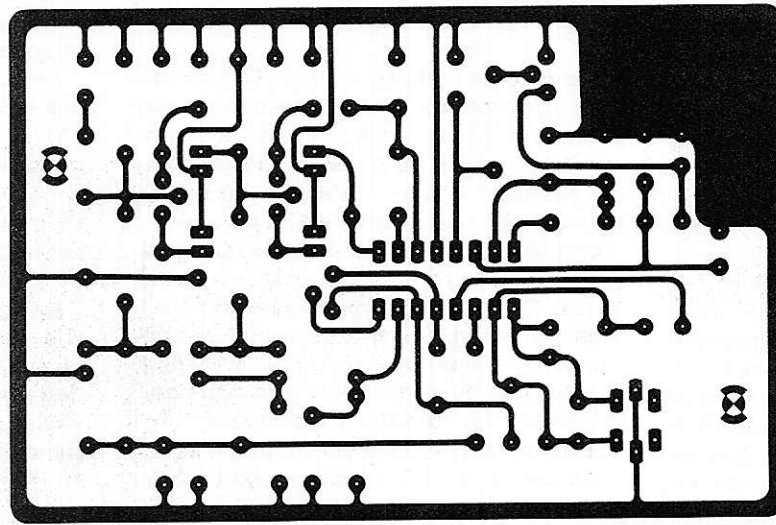


Figure 13 : tracé des pistes platine FI.

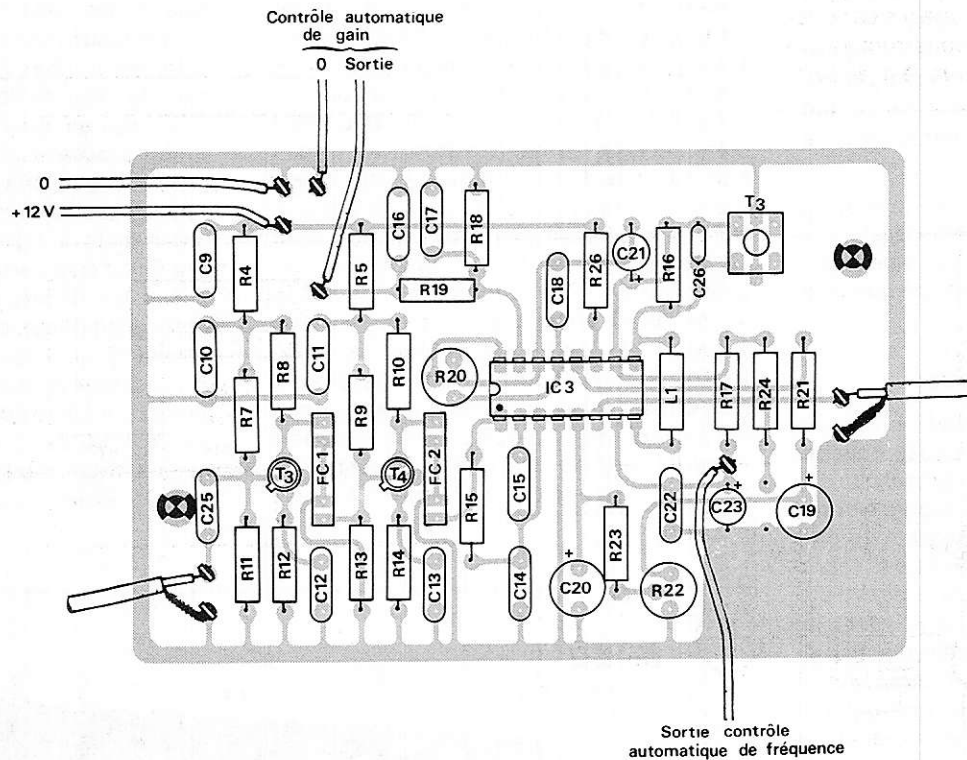


Figure 14 : implantation des composants platine FI.

résistance du générateur égale à la résistance de charge égale 330Ω . La bande passante à -3 dB vaut alors 180 kHz et l'ondulation dans la bande reste inférieure à 1 dB . Les pertes d'insertion sont malgré tout très importantes : $9,5 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$, on est donc conduit à l'utilisation de transistors entre ces filtres, ces étages augmentent le niveau et adaptent le filtre.

Le signal fréquence intermédiaire provenant du sélecteur HF est appliqué à un premier étage à transistor, on trouve ensuite le premier filtre céramique double, un deuxième étage à transistor, un deuxième filtre céramique et le circuit intégré CA 3189 E.

Ce circuit intégré presque identique au CA 3089 est certainement le plus perfor-

mant des détecteurs FM. Dans le modèle 3189 la bande passante de l'amplificateur de fréquence intermédiaire a été limitée à 10 MHz au lieu de 25 MHz dans le modèle 3089, cette bande passante réduite rend le tracé des pistes beaucoup moins critique. La bande étant réduite les produits d'intermodulation sont donc moins nombreux et le résultat meilleur.

Le détecteur FM est accordé sur 10,7 MHz par le circuit résonnant T3, C16, la distorsion est fonction de la linéarité en phase de ce circuit dans le cas d'un simple circuit LC, la caractéristique typique est 0,3 % et un double LC 0,1 %. Pour des raisons de simplicité nous avons équipé la maquette d'un simple circuit LC, la bobine étant constituée par le secondaire d'un transformateur FI Toko 7 x 7. La **photo 5** montre la platine FI terminée et fait apparaître une résistance et un condensateur supplémentaire entre le transfo FI et le bord du circuit imprimé, ces composants étaient destinés à un double circuit LC, mais hélas les transfos Toko disponibles se prêtent très mal à cet usage. L'emploi d'un tel transformateur n'est d'ailleurs absolument pas impératif, une self surmoulée de valeur 2,2 μ H mise en parallèle avec un condensateur ajustable d'environ 100 pF fera parfaitement l'affaire, le réglage sera d'ailleurs beaucoup plus aisé. La self L1 sera une self surmoulée.

Cette platine FI peut être utilisée dans n'importe quel montage de réception, raison pour laquelle les points où sont disponibles les tensions de commande automatique de gain et commande automatique de fréquence sont indiqués sur le schéma de principe de la **figure 12**.

Dans le cas d'une utilisation mono, ne pas omettre le condensateur C24 de désaccentuation, si le décodeur stéréo fait suite au circuit FI, la détection n'existe que si le condensateur est absent.

Mise sous tension et réglages.

Après avoir alimenté le module on applique à l'entrée une tension sinusoïdale de quelques millivolts fréquence centrale de 10,7 MHz très légèrement wobblée en fréquence, facilement réalisable avec un générateur modulé, le potentiomètre R22 sera tourné à fond dans le sens de la flèche du dessin de la **figure 14**, on règle alors le noyau de T3 ou le condensateur ajustable C26 pour obtenir à la sortie 6 la rampe de wobble la plus parfaite possible. Le condensateur C24 n'a aucune influence si la rampe de modulation à une fréquence voisine de 1 kHz. Le potentiomètre R20 sera placé à mi-course.

Le rapport signal sur bruit est de 50 dB pour une tension d'entrée de 3 μ V, si le module n'est équipé que d'un transistor et d'un filtre céramique la même tension d'entrée ne donne un rapport signal sur bruit que de 20 dB.

La **figure 13** représente le tracé des pistes du circuit dont l'implantation est donnée à la **figure 14**, comme pour la platine alimentation quatre trous seront percés aux quatre coins de manière à assurer une bonne fixation du circuit dans le fond du boîtier.

DECODEUR STEREO (photo 6)

Le détecteur stéréo μ A 758 RTC réalise une fonction complexe : décodage des émissions et reconstitution des signaux droit et gauche. Ce travail se décompose en plusieurs étapes. Détection du signal pilote à 19 kHz et reconstitution de la sous-porteuse à 38 kHz, démodulation du signal G-D (revoir le schéma 1) matriçage des signaux G-D et G + D amenant la reconstitution des signaux G et D, le circuit intégré est complété par un circuit de commande permettant de commander une LED généralement placée sur la face avant.

La commutation mono/stéréo est automatique et la LED s'allume signalant la présence d'émission stéréo. Dans les conditions normales d'utilisation la séparation des canaux est de 45 dB, valeur plus qu'honorable. La rejection des signaux à 19 et 38 kHz est excellente 35 et 45 dB. Bien qu'ayant prévu un filtre actif suivant le décodeur, celui-ci s'est révélé totalement inutile, les caractéristiques finales étant bien supérieures aux caractéristiques typiques annoncées par le constructeur.

Le schéma de principe du décodeur stéréo est représenté à la **figure 15**. Le circuit R25, R26, C30 constitue les deux éléments extérieurs du VCO et le filtre passif du PLL est inséré entre les broches 13 et 14. Le réglage de R26 est très simple, on prépositionne R26 de manière à ce que le signal carré présent à la broche 11 soit assez proche de 19 kHz. On injecte à l'entrée du circuit intégré broche 1 une tension sinusoïdale à 19 kHz de quelques dizaines de millivolts, dès que le PLL entre en action le signal carré de la broche 11 se verrouille sur le 19 kHz injecté à l'entrée. On peut

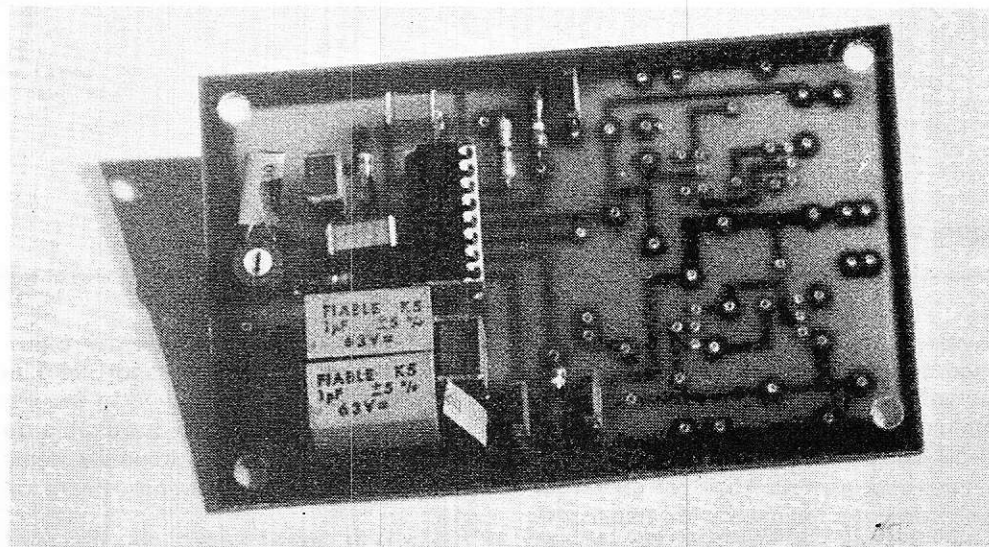
alors diminuer le signal d'entrée en le réduisant à quelques millivolts et mesurer ainsi la sensibilité du détecteur de fréquence pilote.

Le condensateur C30 sera réalisé par la mise en parallèle d'un condensateur de 330 pF et un condensateur de 68 pF, il est possible toutefois de n'utiliser qu'un condensateur de 330 pF à condition de vérifier que le réglage du potentiomètre R26 permette bien d'obtenir 19 kHz à la broche 11.

Le condensateur C37 placé entre les broches 9 et 10 constitue un filtre en sortie du détecteur d'amplitude du pilote, sa valeur doit être relativement forte si l'on veut éviter l'allumage intempestif du voyant stéréo pendant les crêtes de modulation bien que le récepteur soit collé sur un émetteur mono. Les filtres RC placés entre les broches 3 et 6 et la masse constituent le filtre en sortie du détecteur d'amplitude du pilote, sa valeur doit être relativement forte si l'on veut éviter l'allumage intempestif du voyant stéréo pendant les crêtes de modulation bien que le récepteur soit collé sur un émetteur mono. Les filtres RC placés entre les broches 3 et 6 et la masse constituent le filtre de désaccentuation.

La mise en œuvre de ce circuit ne pose aucun problème. Si au cours des essais il s'avère impossible de déclencher le décodeur stéréo le circuit intégré n'est pas en cause mais le signal provenant de la platine FI est très certainement trop faible, le niveau de 19 kHz est alors insuffisant à l'entrée du pilote, c'est donc du côté de la platine FI qu'il faut chercher et détecter une éventuelle panne. L'insuffisance du niveau peut être due à un mauvais réglage du filtre LC ou à un mauvais choix des valeurs de L et C bien que le circuit résonne sur 10,7 MHz.

Photo 6



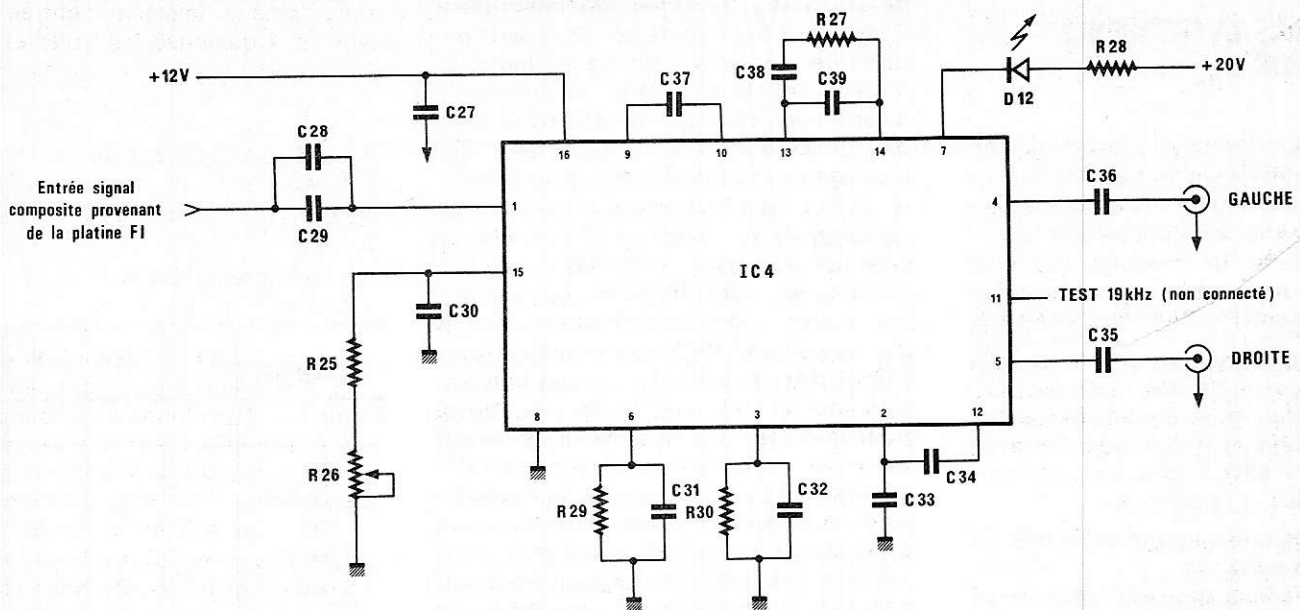


Figure 15 : schéma du décodeur stéréo.

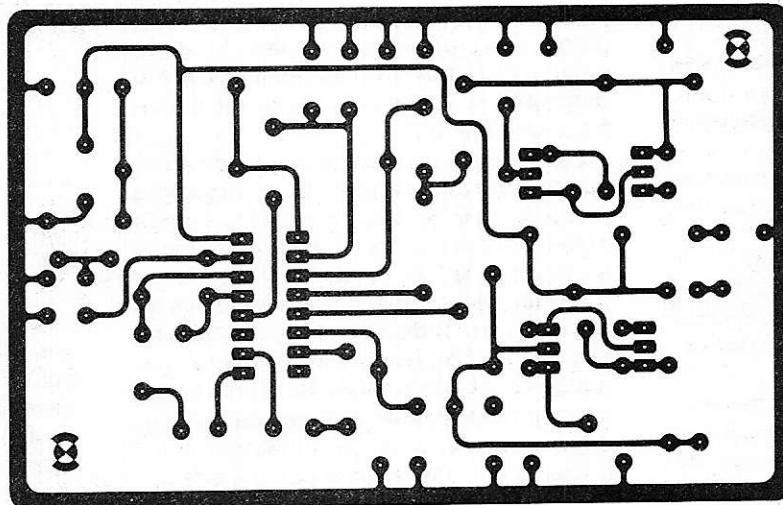


Figure 16 :
tracé des pistes du décodeur.

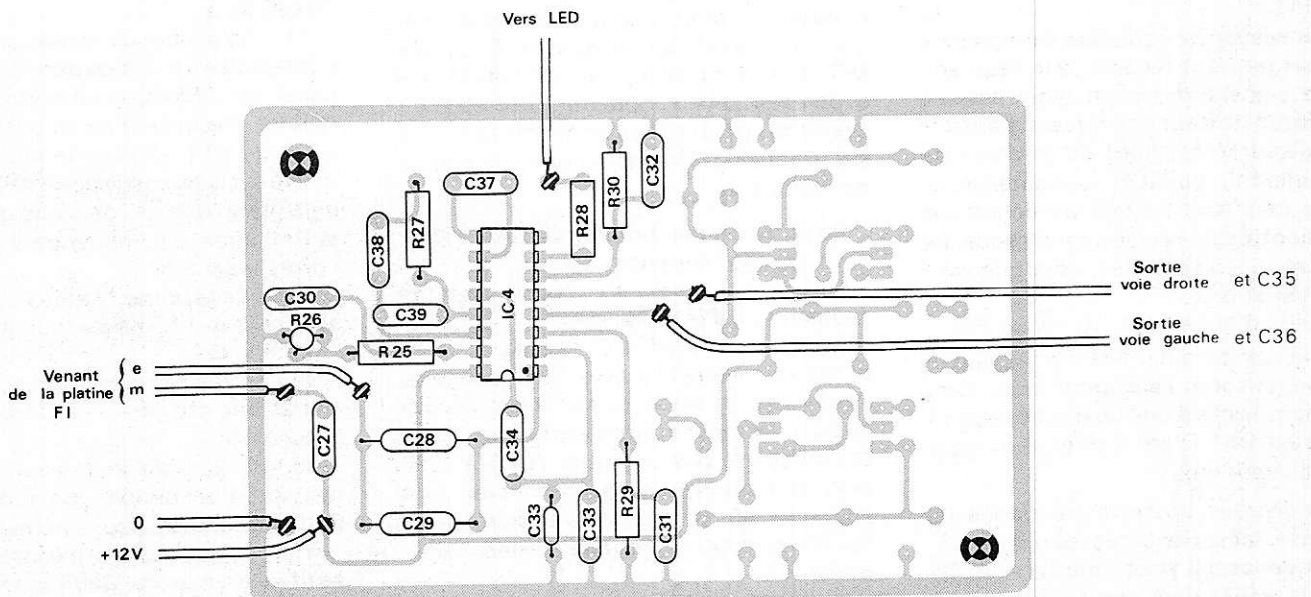


Figure 17 : implantation des composants.

La **figure 16** représente le tracé des pistes du circuit imprimé, on ne tiendra pas

compte de la partie droite du tracé destinée à l'origine à l'implantation de deux fil-

tres actifs mais seulement de l'implantation représentée à la **figure 17**.

AFFICHAGE DE LA FREQUENCE DE RECEPTION

Comme nous l'avons vu précédemment, la fréquence de réception peut facilement être déduite de la fréquence de l'oscillateur local qui nous est directement accessible. Le système de comptage que nous avons utilisé fonctionne grâce au couple de circuit intégré RTC SAA 1058, SAA 1070.

Bien que ce système puisse convenir aux récepteurs toutes bandes ; GO, PO, OC avec une fréquence intermédiaire de 455 kHz et fonctionnant en AM, puis FM, avec une FI de 10,7 MHz le circuit n'a été employé que dans la version FM.

Les caractéristiques principales du système sont les suivantes :

— Choix de la fréquence intermédiaire en AM entre 449 kHz et 472 kHz par pas de 1,25 kHz

— Choix de la fréquence intermédiaire en FM entre 10,6 MHz et 10,775 MHz par pas de 12,5 kHz

— Affichage jusqu'à 109,3 MHz résolution 0,05 MHz en FM

— Affichage jusqu'à 19,995 kHz résolution de 5 kHz en AM ondes courtes

— Affichage jusqu'à 1999 kHz résolution de 1 kHz en AM grandes ondes/petites ondes

— Test ou extinction de l'affichage.

— Suppression du papillotement.

— Haute sensibilité d'entrée permettant d'utiliser directement le signal issu de l'oscillateur local.

Le système utilise un minimum de composants : un circuit intégré prédiviseur programmable SAA 1058 en circuit fréquence-mètre et interface d'affichage SAA 1070, un quartz 4 MHz et un affichage LED à 4 1/2 digit.

Le prédiviseur est constitué d'un préamplificateur pouvant recevoir sur deux entrées les signaux des oscillateurs locaux AM et FM, un diviseur de fréquence et deux étages de sortie capables de commander des circuits ECL ou MOS. La haute sensibilité de ce circuit permet de connecter directement le système aux oscillateurs locaux d'un récepteur radio sans interface supplémentaire.

Sensibilité : 5 mV en AM, 10 mV en FM.

Dans le cas du tuner FM il n'y a aucun problème, la sortie oscillateur local étant prévue dans le cas d'une adaptation sur un système existant, la seule difficulté : trouver l'oscillateur local...

Le prédiviseur divise la fréquence de l'oscillateur local par 32 et fournit au circuit fréquence-mètre et interface d'affichage un signal carré. La fréquence est alors mesurée par comptage du nombre de fronts négatifs pendant une période définie par un générateur d'impulsions piloté

par un quartz. Ce même générateur positionne le diviseur au départ de chaque période de comptage, afin de diminuer les incertitudes de comptage, et de réduire ainsi le papillotement de l'affichage. Neuf des quinze bornes de sortie du SAA 1070 sont également utilisées pour programmer le système aux fréquences intermédiaires appropriées au récepteur FM ou AM. La sélection de la gamme d'ondes et du mode d'affichage est effectuée par simple connexion à la masse de quatre bornes d'entrée ou SAA 1070. A l'entrée DUP (broche 16) de ce circuit est appliquée une tension secteur redressée (demi sinusoides) pour minimiser les rayonnements parasites, la commutation des segments des afficheurs est synchronisée avec le passage à zéro de la tension de commande de ces afficheurs. Le circuit est capable de commander directement les segments des afficheurs LED sans recourir à des interfaces de commande à éléments discrets.

Le fonctionnement détaillé du SAA 1070 ne sera pas décrit car il mériterait à lui seul un article, nous aborderons simplement le mode de programmation des FI et la gamme de fréquence mesurée ainsi que le descriptif des broches 1 à 28 du circuit fréquence-mètre.

Le **tableau 1** représente la table de vérité qui doit être utilisée pour choisir la gamme d'ondes dans le cas du tuner qui nous préoccupe, la broche 11 est à la masse et les broches B 9 et 10 au + 5 V.

Les **tableaux 2 et 3** donnent les tables de vérité correspondant aux programmations des FI, la fréquence intermédiaire que nous avons utilisée est de 10,7 MHz, ce qui correspond à la première ligne du tableau, donc aucune résistance, le **tableau 2** représente la table de vérité qui doit être utilisée pour choisir la FI dans le cas d'une adaptation du montage sur un récepteur existant, le tuner FM n'étant prévu uniquement que pour la gamme 87,5, 108 MHz, FI 10,7 MHz il n'y a aucune résistance supplémentaire à implanter. Ces résistances de programmation sont notées d'un x sur le schéma d'implantation de la platine de comptage.

Description des bornes du SAA 1070.

1 : Broche référence masse.

2 à 7 : Sorties de commande de segments d'afficheurs.

8 : Sélection PO/GO. Lorsque cette borne est reliée à la masse, la séquence du système est positionnée sur la mesure des fréquences petites ondes et grandes ondes et l'affichage peut indiquer 00.00 à 1999 kHz. Si cette borne est connectée à la masse en même temps que les bornes 9 et 10 du circuit, l'affichage restera alors éteint.

9 : Sélection OC. Cette borne reliée à la masse permet la mesure des fréquences sur ondes courtes et l'affichage peut indiquer 00.00 kHz à 19 995 kHz.

Broches du CI SAA 1070

Tableau 1

0 → 0 V

1 → 5V

* → indifférent 0 ou 1.

BORNES	11	10	9	8
Mode				
FM	0	1	1	1
Canal FM	*	0	1	1
OC	1	*	0	1
PO/GO	1	*	1	0
Test	0	0	1	0
	0	*	0	*
Extinction	1	*	0	0
	0	1	1	0
	1	1	1	1

10 : Sélection FM. Mesure des fréquences FM ; l'affichage donne une indication de 00.00 MHz à 199,95 MHz. En pratique, l'entrée FIN (borne 12) du SAA 1070 est limitée à 3,75 MHz soit un affichage maximum en fréquence de :

$$F \text{ MAX} = 3,75 \times 12 - FI$$

avec une FI de 10,7 MHz. F max sera de 109,30 MHz.

11 : Sélection du canal en FM. Cette borne reliée à la masse permet d'afficher le canal en PFM correspondant à la fréquence mesurée. Il serait possible de mesurer de 00 à 99 mais le plus petit canal utilisé est 02 et correspond à 87,6 MHz et le plus grand numéro de canal provenant de la limitation en fréquence du SAA 1070 correspond à 74.

Lorsque la borne 11 et les bornes 8 et 10 sont reliées à la masse tous les segments sont allumés.

12 : Entrée FIN qui reçoit les fréquences à mesurer provenant de la broche 8 du prédiviseur.

13 : Sortie Gate se trouvant à l'état haut pendant une période de mesure. Cette sortie est utilisée pour synchroniser l'arrivée des impulsions à mesurer avec une période de mesure. Cette synchronisation se fait au niveau du prédiviseur sur la borne 15 du SAA 1058.

14 : Borne d'alimentation du circuit + 5 V obtenue avec un régulateur quelconque.

Broches du CI
SAA 1070

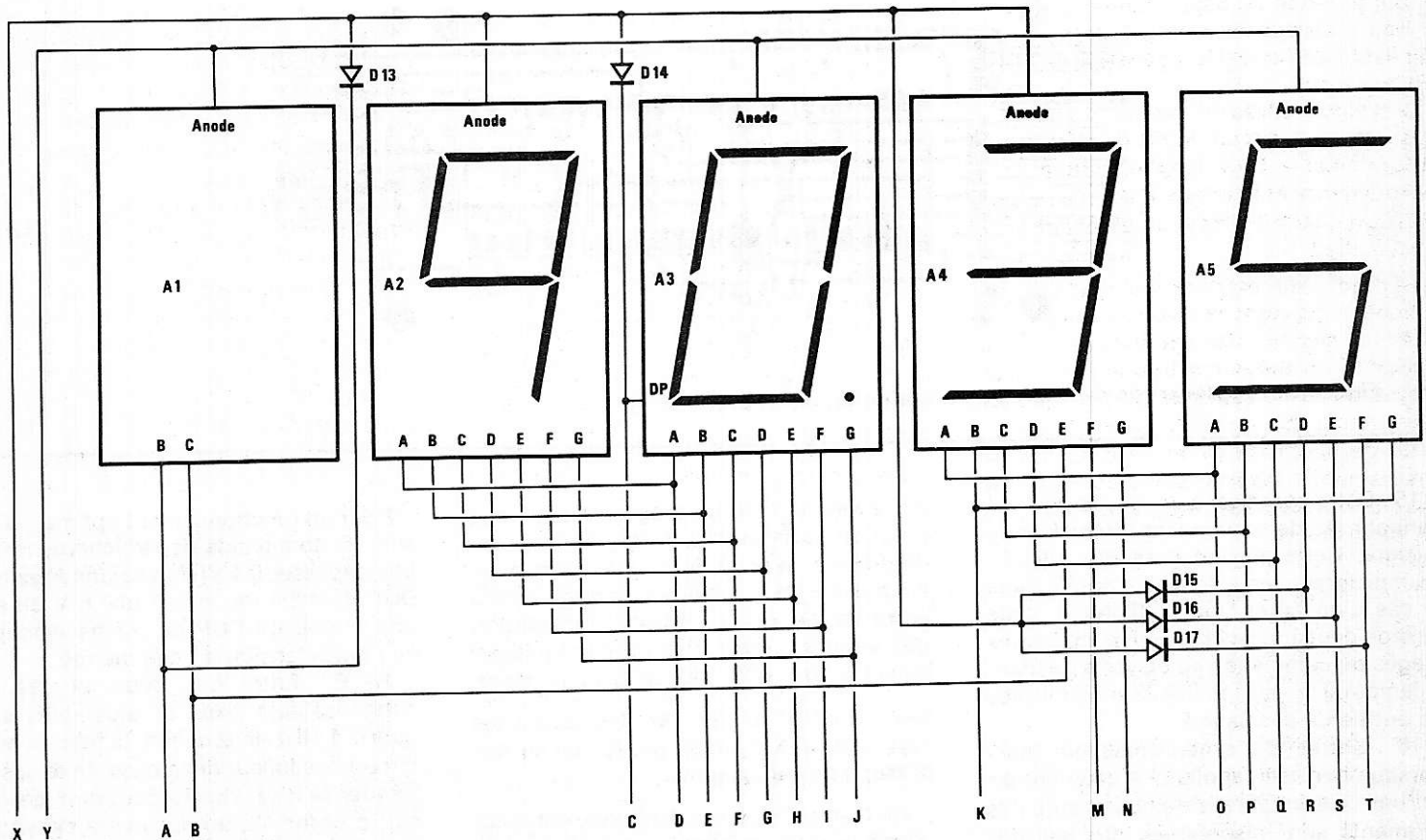
FM FI MHz	20	23	24	27
10,7	0	0	0	0
10,6	1	0	0	0
10,6125	0	1	0	0
10,625	1	1	0	0
10,6375	0	0	1	0
10,65	1	0	1	0
10,6625	0	1	1	0
10,675	1	1	1	0
10,6875	0	0	0	1
10,70	1	0	0	1
10,7125	0	1	0	1
10,725	1	1	0	1
10,7375	0	0	1	1
10,75	1	0	1	1
10,7625	0	1	1	1
10,775	1	1	1	1

Tableau 2 et 3
 0 → pas de résistance
 1 → résistance de 22 kΩ entre la broche
 concernée et la broche 15

FI

Broches du CI SAB1070

PO/GO kHz FI	OC kHz FI	21	22	25	26	28
460	460,00	0	0	0	0	0
449	448,75	0	0	0	1	0
450	450,00	1	0	0	1	0
451	451,25	0	1	0	1	0
452	452,50	1	1	0	1	0
453	453,75	0	0	1	1	0
454	455,00	1	0	1	1	0
455	456,25	0	1	1	1	0
456	457,50	1	1	1	1	0
457	456,25	0	0	0	0	1
458	457,50	1	0	0	0	1
459	458,75	0	1	0	0	1
460	460,00	1	1	0	0	1
461	461,25	0	0	1	0	1
462	462,50	1	0	1	0	1
463	463,75	0	1	1	0	1
464	465,00	1	1	1	0	1
465	463,75	0	0	0	1	1
466	465,00	1	0	0	1	1
467	466,25	0	1	0	1	1
468	467,50	1	1	0	1	1
469	468,75	0	0	1	1	1
470	470,00	1	0	1	1	1
471	471,25	0	1	1	1	1
472	472,50	1	1	1	1	1



Venant de la
platine comptage

Figure 18 : schéma de câblage des afficheurs, sept segments.

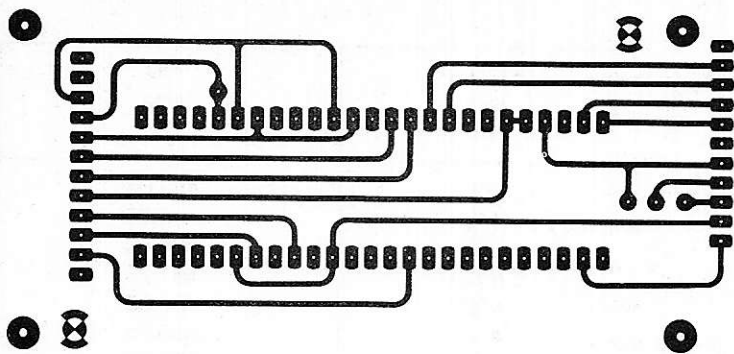


Figure 19 : tracé des pistes côté soudure.

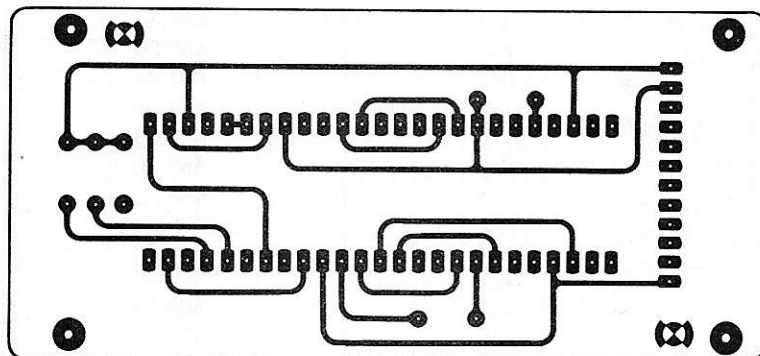


Figure 20 : tracé des pistes côté composants.

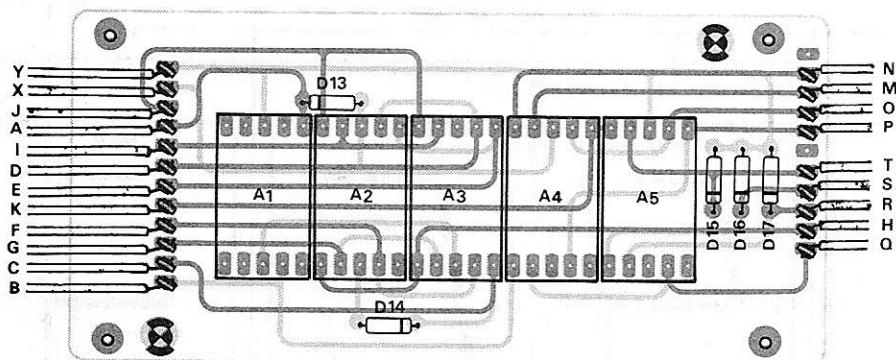


Figure 21 : implantation des composants affichage.

15 : Cette borne est à un niveau de 1,5 V pendant les deux premiers intervalles de mesure. Cette tension peut être utilisée pour programmer le décalage des FI. Dans le cas d'un autre type d'affichage, cette tension peut également servir à inhiber les étages de commande en discrets pendant le temps où les sorties 20 à 28 sont utilisées en entrée de décalage FI.

16 : Entrée de synchronisation DUP. Lorsque le niveau appliqué à cette entrée est haut, les 15 sorties de commande des segments sont disponibles par les afficheurs sept segments A₂ et A₄.

L'information de commande des segments et le passage des bornes 2 à 28

de la fonction entrée programmation à la fonction sortie affichage se font en synchronisme avec le front descendant de l'impulsion DUP. Ainsi au passage à zéro entre les deux sinusoïdes d'alimentation des anodes, aucun courant n'est présent dans les bornes 20 à 28 du circuit intégré.

Ceci permet d'éliminer les parasites rayonnés que pourrait provoquer le duplexage des afficheurs.

Un condensateur de 10 nF a été choisi de manière à ne pas perturber le front descendant de l'impulsion DUP, il est monté en combinaison avec une résistance de 1 kΩ et découple l'entrée DUP.

Pour un fonctionnement optimal, la tension de commande des afficheurs ne doit pas dépasser 9,4 V_{eff} avec une impulsion DUP d'amplitude moitié et 7,6 V_{eff} avec une impulsion DUP de même amplitude que cette tension de commande.

17-18 : Entre ces deux bornes, les condensateurs fixes et ajustables et le quartz 4 MHz déterminent la fréquence du circuit oscillateur de la base de temps. La fréquence d'oscillateur peut être mesurée sur la borne 18, on observera cependant lors du branchement d'une sonde un désaccord de 4 Hz/pF. Avec un sonde de 10 pF on ajustera l'oscillation sur 3,999960 MHz.

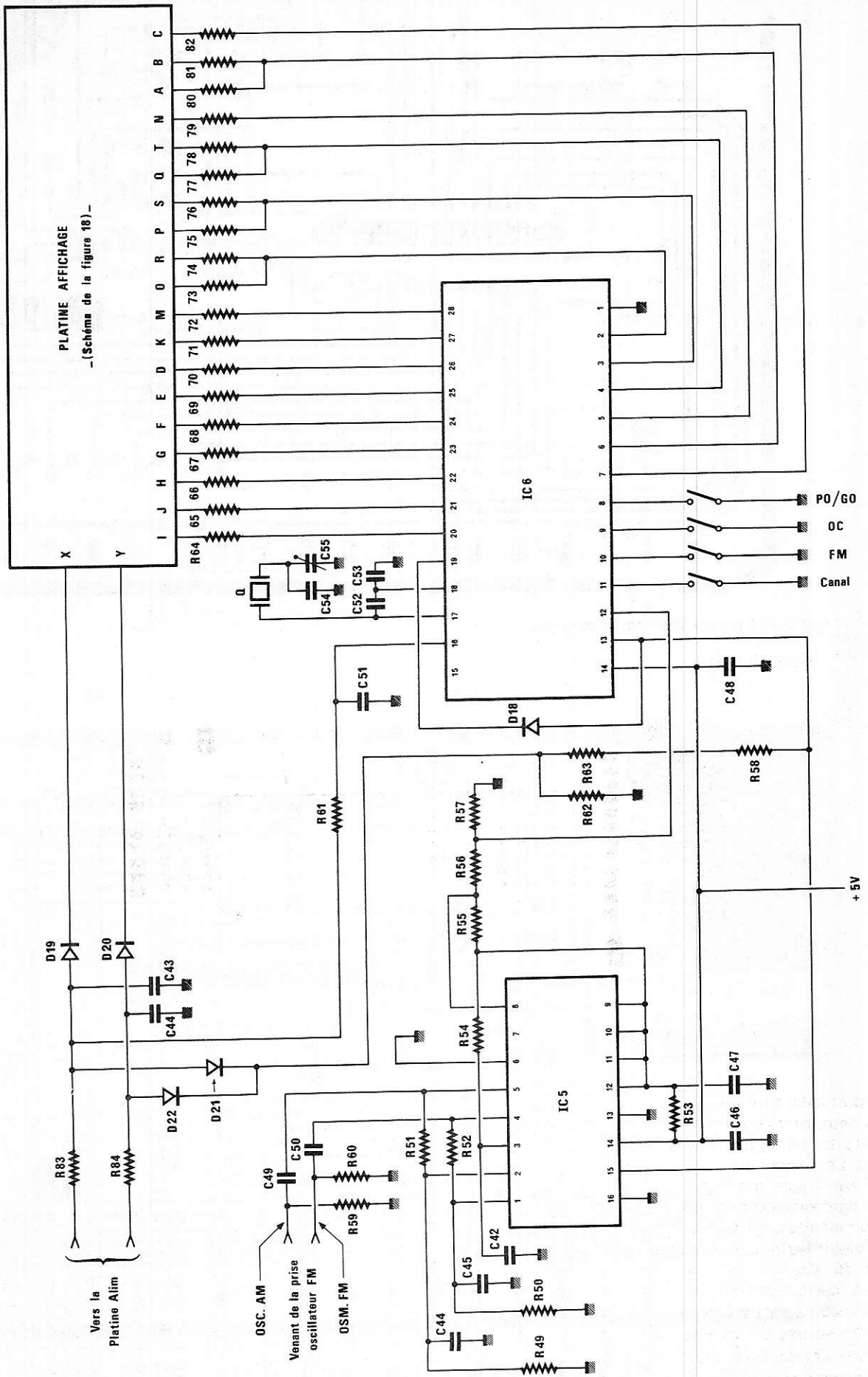


Figure 22 : schéma platine comptage fréquence de réception.

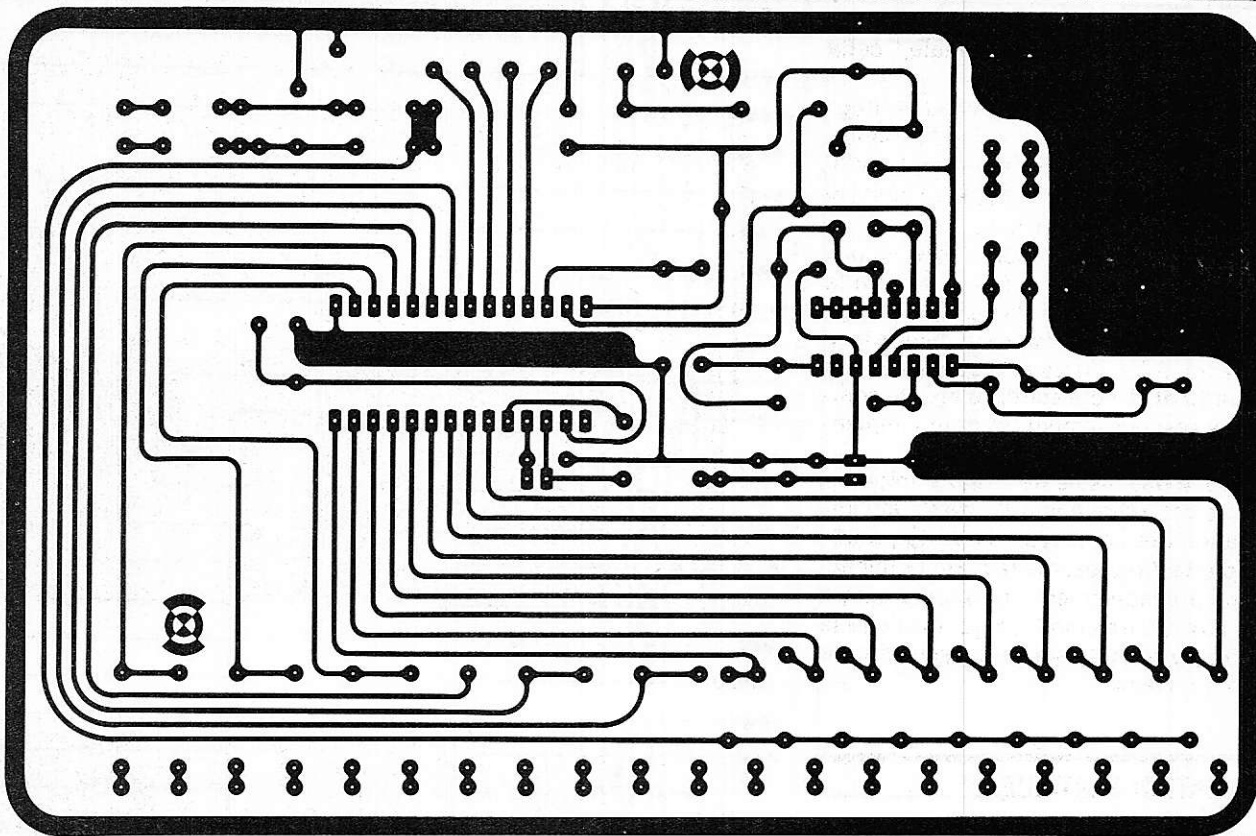


Figure 23 : tracé des pistes platine comptage.

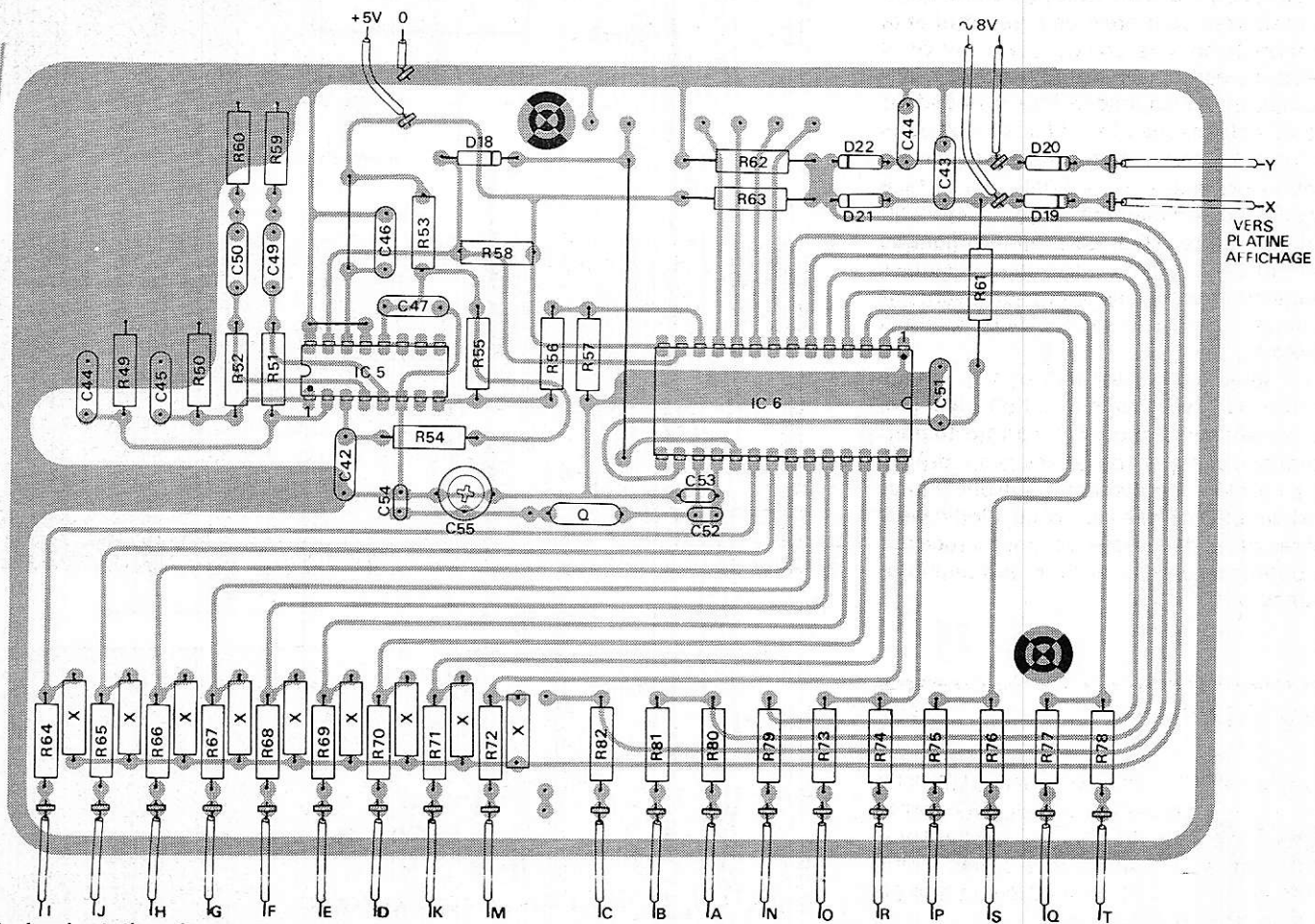


Figure 24 : implantation des composants.

19 : Cette entrée contrôle le mode d'affichage. En utilisation maximale, cette borne n'est pas connectée.

20 à 28 : Ces bornes sont des entrées sorties. Sortie quand l'amplitude instantanée des demi-sinusoïdes dépasse 2,5 V et entrée de programmation des FI pendant le passage à zéro des tensions.

Les schémas de principe correspondants sont indiqués à la **figure 18** et à la **figure 22**. **Figure 19** pour la partie affichage réalisée sur un circuit imprimé double face dont le tracé des pistes est représenté aux **figures 19 et 20** côté soudure et côté composants respectivement, et dont l'implantation est donnée à la **figure 21**.

Le tracé des pistes de la carte fréquencemètre est indiqué à la **figure 23** et l'implantation des composants à la **figure 24**.

La **photo 7** représente la carte terminée, comme précédemment on percera quatre trous aux quatre coins, ce qui facilitera la fixation du module sur le châssis interne du boîtier Retex.

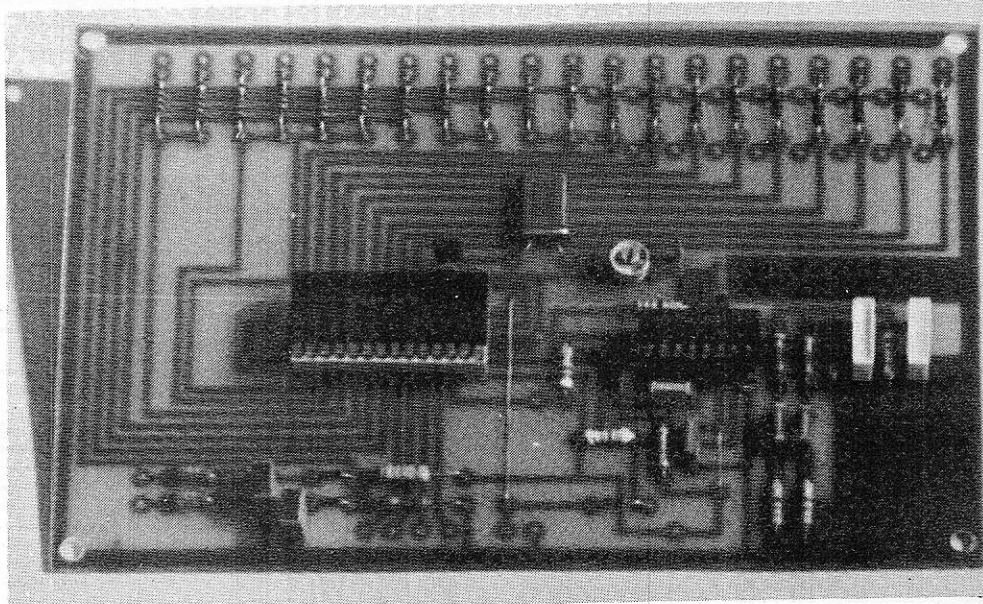


Photo 7

REALISATION PRATIQUE

Tous les modules décrits dans cet article prennent place dans un coffret Retex Box, type Octobox, réf. 7781, à la fois pratique et élégant ; on place un châssis dans le fond, des rainures sont prévues à cet effet et la fixation du châssis, en l'occurrence 4 vis et 4 écrous, est fournie avec le coffret. L'alimentation, le fréquencemètre, le décodeur stéréo et la platine FI sont fixés à plat dans le fond. La carte recherche manuelle ou station pré réglée est solidaire de la face avant, elle est maintenue par l'écrou du potentiomètre MCB. La platine affichage est solidaire du morceau de plexiglass rouge ou orange collé sur la face avant par l'intérieur comme le montre le détail de la **photo 9**.

Le sélecteur HF est fixé contre la face arrière par deux trous que l'on distingue nettement sur la **photo 8**. La **photo 10** rend compte de l'aspect de la face avant prête à être montée ; on distingue à droite, l'inter A/M, en LED de mise en route, l'indicateur stéréo et les deux trous destinés à recevoir le potentiomètre 10 trous et le commutateur rotatif.

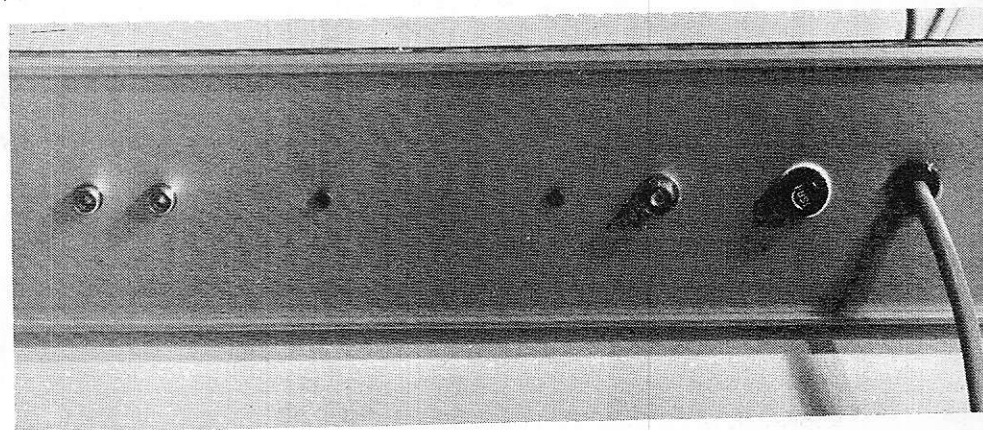


Photo 8

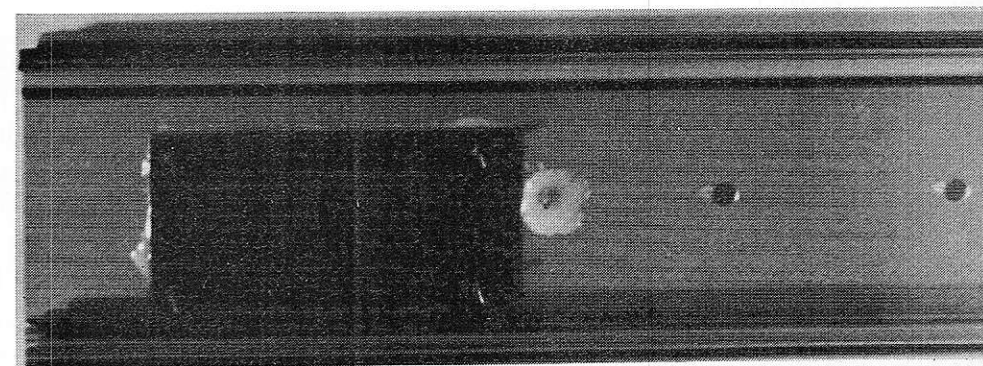


Photo 9

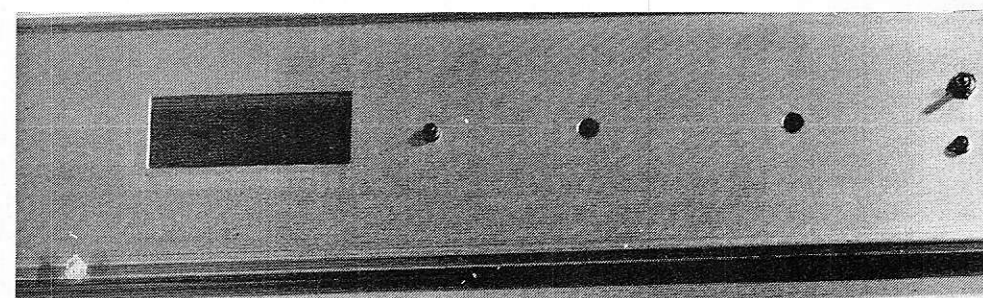


Photo 10

CONCLUSION

Le tuner FM décrit dans ces pages est à la fois très simple et très rapide à réaliser et le résultat est d'autant plus surprenant que notre tuner précédent, réalisation commerciale, n'a tenu la comparaison que de très courts instants.

F. de DIEULEVEULT

Nomenclature

Résistances :

R	Valeur	P
1	2,2 kΩ	1/2
2	1 kΩ	1/2
3	1 kΩ	1/2
4	1,5 kΩ	1/2
5	1,5 kΩ	1/2
6	22 Ω	1W
7	3 kΩ	1/2
8	390 Ω	1/2
9	3 kΩ	1/2
10	390 kΩ	1/2
11	1,5 kΩ	1/2
12	220 Ω	1/2
13	1,5 kΩ	1/2
14	220 kΩ	1/2
15	330 Ω	1/2
16	4,7 kΩ	1/2
17	15 kΩ	1/2
18	10 kΩ	1/2
19	33 kΩ	1/2
20	47 kΩ	T7YA
21	470 Ω	1/2
22	10 kΩ	T7YA
23	47 kΩ	1/2
24	12 kΩ	1/2
25	18 kΩ	1/2
26	10 kΩ	T7YA
27	3,3 kΩ	1/2
28	4,7 kΩ	1/2
29	3,9 kΩ	
30	3,9 kΩ	
31	1,8 kΩ	
32	1,8 kΩ	
33	1,8 kΩ	
34	1,8 kΩ	
35	1,8 kΩ	
36	3,3 kΩ	
37	2,7 kΩ	
38	2,7 kΩ	
39	2,7 kΩ	
40	2,7 kΩ	
41	2,7 kΩ	
42	5,6 kΩ	
43-47	22 kΩ T19 S	
48	47 kΩ 10tours	
49-50	56 kΩ	
51-52	3,3 kΩ	
53	2,2 kΩ	
54	27 Ω	
55	180 Ω	
56	910 Ω	
57	820 Ω	
58	1 kΩ	
59	88 Ω	1/2
60	82 Ω	1/2
61	2,2 kΩ	1/2
62	2,7 kΩ	1/2
63	1,8 kΩ	1/2
64-82	270 Ω	1/2

Condensateurs

C	Valeur	V
1	3300 μF	25 V
2	47 μF	6 V
3	10 μF	25 V
4	470 μF	48 V
5	470 μF	48 V
6	10 μF	25 V
7	22 μF	63 V
8	220 μF	40 V
9	10 nF	
10	15 nF	
11	15 nF	
12	10 nF	
13	10 nF	
14	10 nF	
15	10 nF	
16	0,1 μF	
17	10 nF	
18	10 nF	
19	47 μF	16 V
20	2 μF	16 V
21	10 μF	25 V
22	10 μF	
23	10 μF	25 V
24	3,9 nF voir texte	
25	10 nF	
26	4/20 pF ajustable	
27	0,1 μF	
28	1 μF	
29	1 μF	
30	390 pF	
31	22 nF	
32	22 nF	
33	2n 8-1/330 pF	
34	0,33 μF	
35		
36		
37	0,47 μ	
38	0,47 μ	
39	0,22 μ	
40	1 μF	35 V
41	1 μF	35 V
42	22 nF	
43-48	0,1 μF	
49-50	10 nF	
51	10 nF	
52	120 pF	
53	68 pF	
54	47 pF	
55	47 pF ajustable	

Transistors

T	Référence
1	BD 115
2	BD 115
3	2N 2369
4	2N 2369

Diodes

D	Référence
1-8	1N 4002
9	TL 209 A
10	Zener 20 V
11	Zener 30 V
12	TL 209 A
13-17	IN 4148
18	IN 4148
19	IN 4007
20	IN 4007
21-22	IN 4148

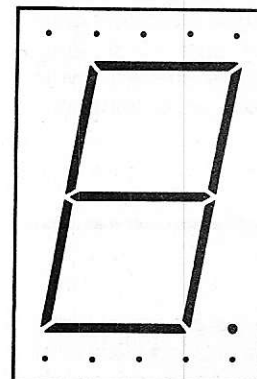
Circuits intégrés

IC1 7812
 IC2 7805
 IC3 CA 3189 E
 IC4 μA 758
 IC5 SAA 1058
 IC6 SAA 1070

Divers

T1 Millerioux
 SC 2211 B
 T2 Millerioux
 SC 2200 B
 T3 TOKO
 10,7 MHz 7 x 7
 IC5 SAA 1070
 IC6 SAA 1058
 K1 Commutateur rotatif
 1 circuit 6 positions
 A4-A5 afficheurs MAN 6660 disponible
 chez Scientech, tél. 609.91.56.
 Q : Quartz 4,00 MHz
 L1 22 μH
 FC1 SFJ 10,7 MB rouge
 FC2 SFJ 107 MB
 Coffret Retex Box
 type OCTOBOX réf. 7781

10 9 8 7 6



Vue côté chiffres

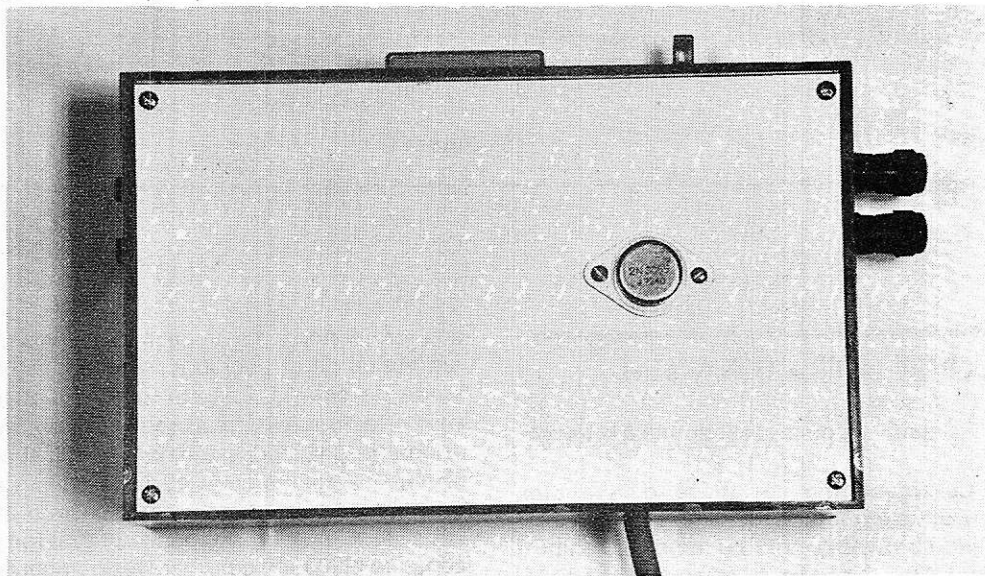
- 1) cathode E
- 2) cathode D
- 3) anode
- 4) cathode C
- 5) cathode DP
- 6) cathode B
- 7) cathode A
- 8) anode
- 9) cathode F
- 10) cathode G

Figure 25 : brochage de l'afficheur General Instrument MAN 6660.

Qui n'a pas été confronté, à bord de son bateau, au problème de la recharge de la batterie lorsqu'on est au mouillage pour plusieurs jours, ou sur un ponton, à proximité d'une borne de courant ?

Pour remédier à ces problèmes, nous vous proposons

un chargeur de batterie qui pourra être utilisé indifféremment à partir du secteur 220 V ou du moteur hors-bord. De plus, il est protégé contre les courts-circuits et s'arrête automatiquement lorsque la batterie a atteint sa pleine charge.



Un chargeur de batterie très simple mais efficace.

Pour la navigation de plaisance

CHARGEUR DE BATTERIE MIXTE

A) ETUDE THEORIQUE

Notre chargeur devra donc répondre aux critères suivants :

- pouvoir effectuer une charge à partir du secteur 220 V ;
- pouvoir également charger à partir du moteur hors-bord ;
- être protégé contre les courts-circuits : courant maxi 3,5 A ;
- s'arrêter automatiquement dès que la batterie a atteint sa pleine charge (14,4 V).

La charge à partir du secteur 220 V sera effectuée au moyen d'un transformateur d'alimentation 220 V-15 V. Le courant au secondaire sera redressé par un pont de 4 diodes. Ce pont de redressement sera commun à l'arrivée secteur et à l'arrivée du courant venant du moteur hors-bord. Un interrupteur sélectionnera le mode d'alimentation choisi : se reporter à la **figure 1**.

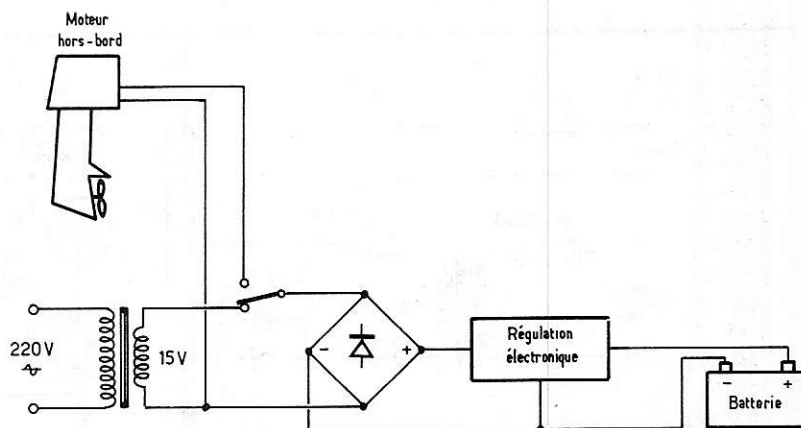


Figure 1

Néanmoins, il faudra que le moteur hors-bord soit prévu d'origine pour charger une batterie ce qui est le cas pour la plupart des moteurs de puissance supérieure à 6 CV parfois au-dessous. Il est en effet hors de question d'aller bricoler les bobinages du volant magnétique. Sur les moteurs pouvant effectuer la recharge d'une batterie, il y a deux fils prévus à cet effet qui sortent du plateau magnétique et qui doivent normalement être raccordés à un pont de redressement accessoire vendu en option. Pour le prix de cet accessoire, vous pouvez vous offrir le chargeur que nous décrivons et qui a en plus la possibilité de pouvoir s'utiliser sur le secteur.

La protection entre les courts-circuits sera réalisée en limitant électroniquement le débit de charge. Une résistance insérée dans la sortie positive du chargeur créera une chute de tension proportionnelle à l'intensité qui la traverse ($U = RI$: loi d'Ohm). Un transistor détestera cette chute de tension et freinera le transistor de puissance de façon à ne pas dépasser la valeur fixée ici 3,5 ampères. Voir **figure 2**.

Cette valeur de 3,5 ampères a été retenue de façon à ne pas trop surcharger le moteur hors-bord, d'une part, et pour rester dans les limites d'utilisation du transformateur, d'autre part. A l'usage cette valeur s'est révélée être satisfaisante.

L'arrêt automatique sera réalisé par un comparateur de tension très simple: un transistor qui aura son émetteur stabilisé en tension par une diode zener. L'information de tension venant de la batterie sera dirigée à travers un diviseur de tension à la base de ce transistor. Voir **figure 3**. Ce transistor bloquera complètement le transistor de puissance si la tension atteint une valeur déterminée à l'avance, ici 14,4 volts.

Nous verrons au chapitre suivant le fonctionnement détaillé de chaque partie du chargeur.

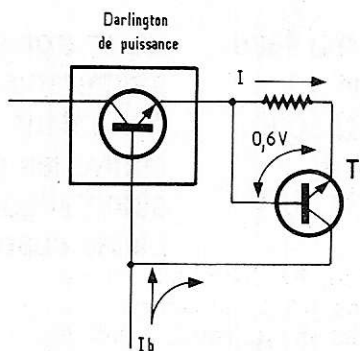


Figure 2

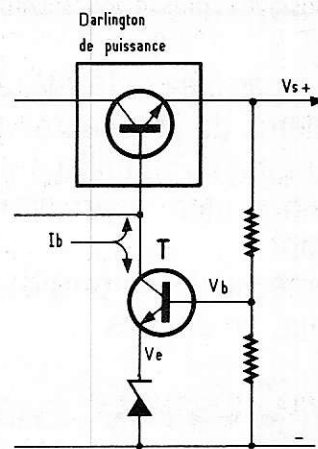


Figure 3

B) ETUDE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma complet est donné à la **figure 4**.

Le transformateur utilisé délivre une tension secondaire alternative de 15 volts et doit pouvoir fournir au moins 3,5 ampères. Il faudra soit l'acheter tout prêt, soit le bobiner à partir d'un vieux transfo d'alimentation. Nous verrons au chapitre réalisation pratique comment procéder.

Un fusible de protection sur le primaire du transformateur protège le transfo et l'électronique lors de l'utilisation du secteur. Un autre fusible protégera le moteur hors-bord. Pour le maximum d'efficacité, celui-ci sera fixé directement sur le moteur. De cette façon, les bobinages du moteur seront protégés de tout court-circuit dû notamment au câble de liaison moteur-bateau qui est soumis aux intempéries et

aux projections d'eau de mer. Un interrupteur à deux positions sélectionne le mode de charge. Ensuite, quatre diodes vont effectuer le redressement du courant alternatif. Ces diodes doivent pouvoir supporter 5 ampères sous 40 à 50 volts. La tension redressée sera alors d'environ 21 volts ($15 \times \sqrt{2}$). Un condensateur de forte capacité (2200 μF) gommara les pointes de tension pour donner un courant continu.

— LA PRODUCTION DE COURANT

Elle est effectuée par les deux transistors T1 et T2. T1 s'appelle le driver, T2 le ballast. L'ensemble forme un Darlington à gain élevé, le gain total étant le produit des gains des deux transistors. Ce gain élevé permet d'avoir un courant de commande très faible vis-à-vis du courant de passage.

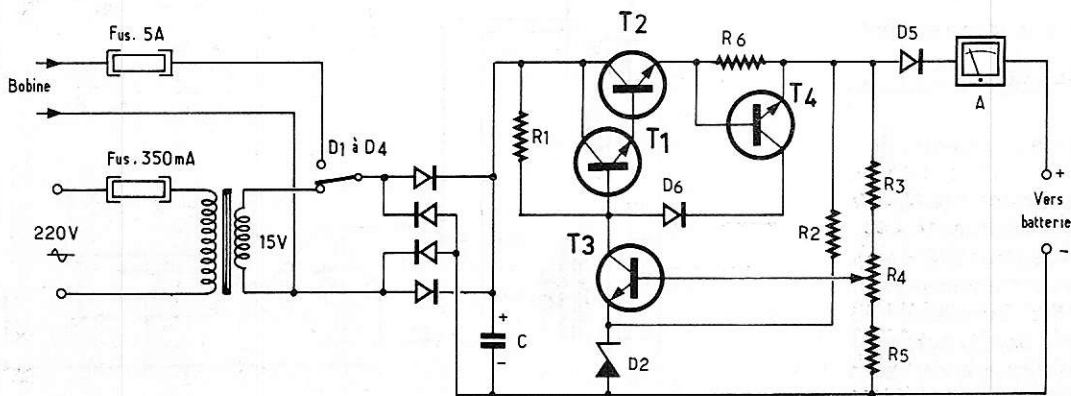


Figure 4

Cette commande s'effectue par la base de T₁ qui est commandé en tension. Plus cette base est positive et plus le courant entrant par le collecteur et sortant par l'émetteur de T₁ sera élevé. Ce courant sert à commander le transistor ballast T₂ qui est de ce fait commandé directement en courant. Plus le courant injecté dans la base de T₂ est fort et plus le courant de sortie par l'émetteur de T₂ sera fort.

La commande de régulation du Darlington T₁-T₂ est effectuée par T₃.

— LA REGULATION EN TENSION

Le transistor T₃ est chargé de la régulation et de la limitation en tension. Son émetteur est polarisé à une tension de référence fixe déterminée par la diode zener DZ de 3,9 volts, la résistance R₂ assurant le fonctionnement de cette diode au-delà du coude de zener par le passage d'un courant minimal d'environ 8 mA. La base de T₃ reçoit une fraction de la tension de sortie du chargeur qui sera pratiquement celle de la batterie (à 0,6 V à cause de la diode de protection D₅). Si la batterie est très déchargée, la tension de la base T₃ sera faible et, par conséquent, le transistor T₃ ne conduira pas ou très peu ; le courant de collecteur sera donc très faible et la chute de tension due à la résistance R₁ sera faible également. La base de T₁ sera alors très positive et son courant collecteur-émetteur maximal. Le transistor T₂ conduira alors à son maximum. Au fur et à mesure de la remontée en tension de la batterie le courant de collecteur de T₃ remontera aussi, ce qui créera une chute de tension plus importante dans R₁, la base de T₁ sera moins positive et donc l'ensemble T₁-T₂ conduira moins. Lorsque la tension de la batterie atteindra la valeur de 14,4 V, valeur fixée par la résistance ajustable R₄, le transistor T₃ sera à son maximum de conduction (saturation), ce qui aura pour effet de bloquer l'ensemble T₁-T₂.

— LA LIMITATION EN COURANT

Si nous insérons une résistance dans la sortie émetteur de T₂, celle-ci créera une chute de tension proportionnelle au courant qui la traverse (loi d'Ohm : $U = RI$).

D'autre part, nous savons que pour qu'un transistor conduise il faut que la tension sur sa base soit supérieure d'environ 0,6 volt à la tension d'émetteur. Par conséquent, il suffit de s'arranger pour que, lorsque le courant atteint le seuil fixé (ici 3,5 A), la chute de tension soit de 0,6 V. La loi

d'Ohm (encore elle) nous donne alors la valeur de la résistance à utiliser : $0,6 \text{ V} : 3,5 \text{ A} = 0,17 \Omega$. La puissance dissipée sera $P = UI$ (P en watts, U en volts, I en ampères), soit $P = 0,6 \times 3,5 = 2,1$ watts. Nous avons utilisé deux résistances de $0,33 \Omega$ en parallèle et de 7 watts de puissance de façon à assurer une sécurité de fonctionnement.

Le transistor T₄ aura donc sa base reliée à l'émetteur de T₂ et son émetteur à la sortie de R₆. La tension sur la base de T₄ sera donc fixe et celle sur l'émetteur diminuera au fur et à mesure que l'intensité augmentera dans R₆. Lorsque la différence (Vbe) sera de 0,6 V, le transistor entrera en conduction ; un courant circulera du collecteur relié à la base de T₁ vers l'émetteur et créera une chute de tension sur la base de T₁ ; celui-ci conduira donc moins et entraînera par conséquent T₂ à limiter la production de courant à 3,5 ampères.

La diode D₅ sert à éviter la décharge lente de la batterie lorsque le chargeur est

à l'arrêt, cette décharge s'effectuant par R₃ - R₄ - R₅ et aussi par R₂ + D_z. Elle a néanmoins un petit défaut, celui de créer une chute de tension d'environ 0,6 V. Il faudra en tenir compte dans le réglage du seuil de limitation en tension : 14,4 V sur les bornes de la batterie ne seront obtenus qu'avec 15 V à la sortie de R₆.

Un ampèremètre sur la sortie permettra de contrôler à tout instant le courant de charge et nous renseignera par la même occasion de l'état de décharge de la batterie, un courant fort indiquant une batterie déchargée.

C) REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé, figures 5 et 6, sera réalisé sur verre époxy de préférence à la bakélite pour une meilleure résistance mécanique.

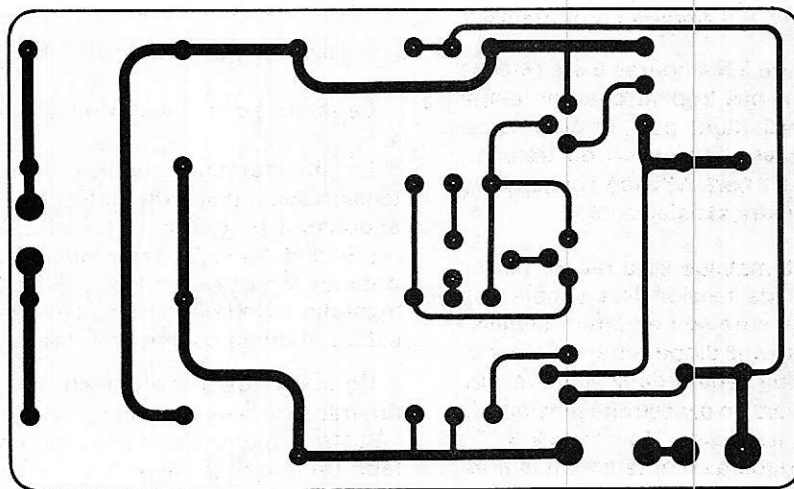


Figure 5

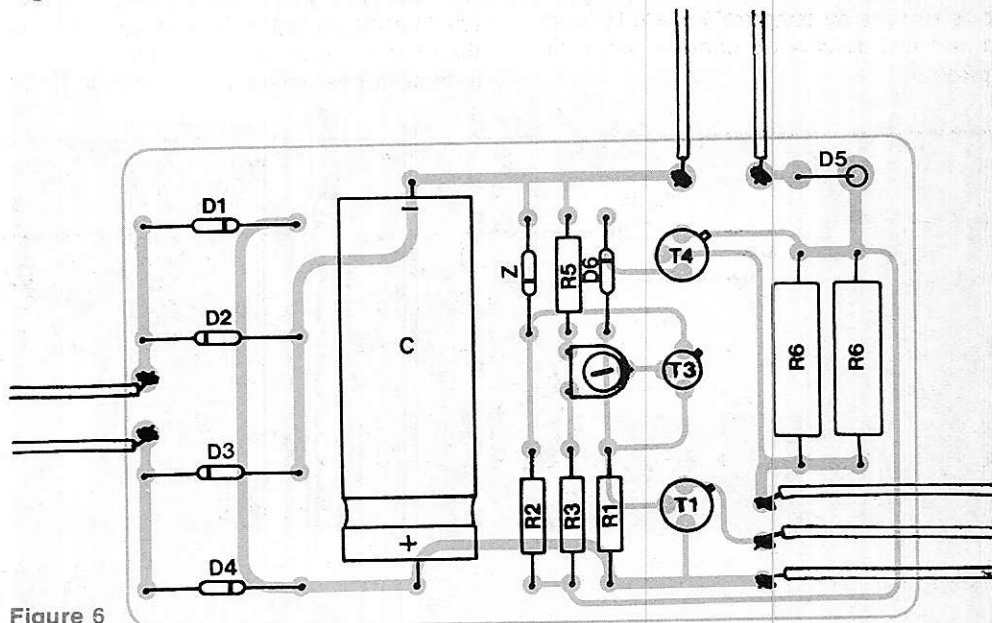
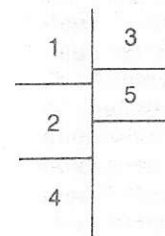
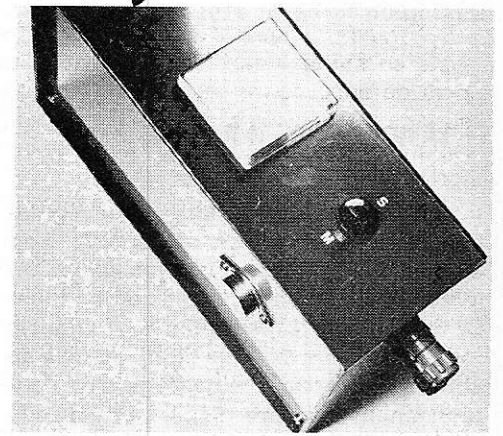
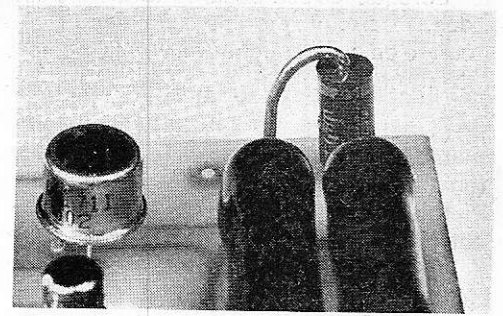
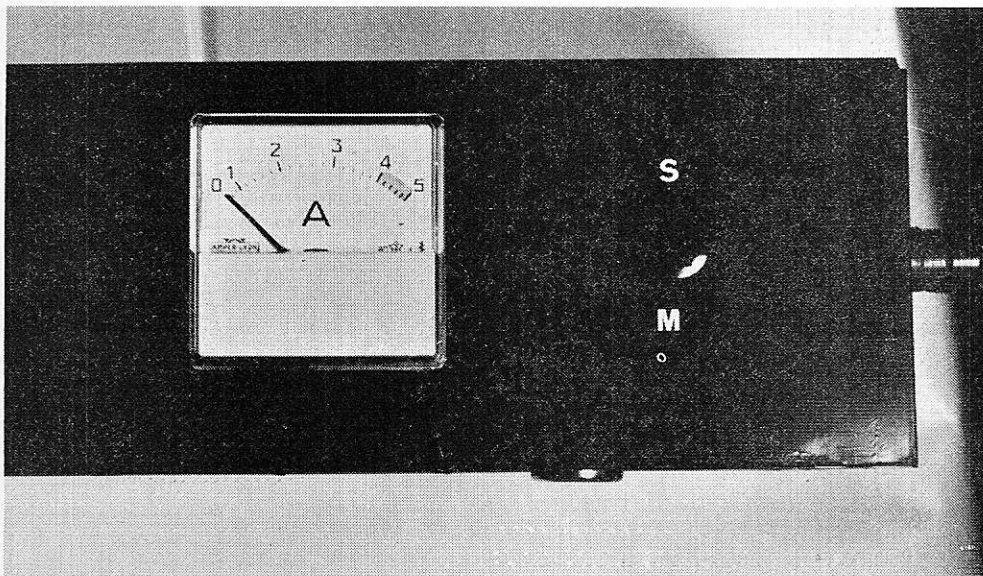
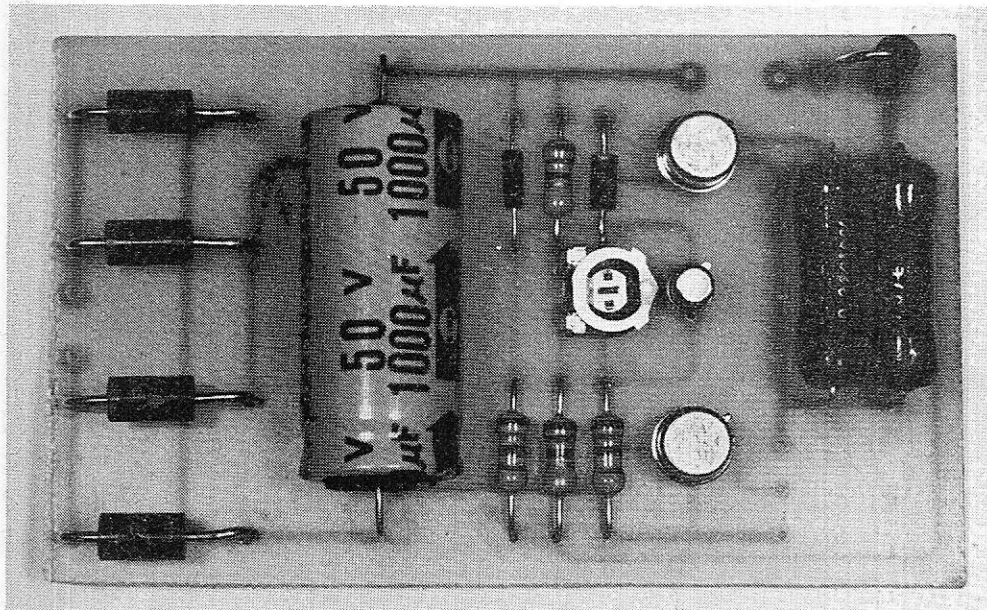
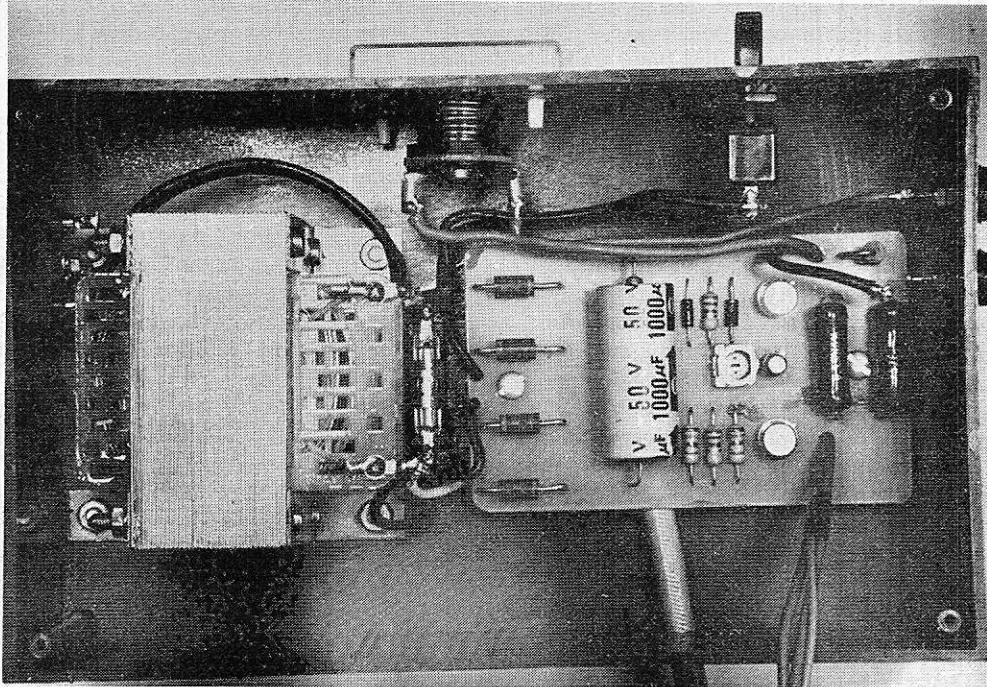


Figure 6



1. Vue de l'intérieur du coffret.
2. Le circuit imprimé.
3. Détail d'orientation de la diode D5.
4. La partie supérieure du coffret avec l'ampèremètre et l'inverseur.
5. Détail sur les bornes d'arrivée du moteur hors-bord.

Lorsque les composants auront été soudés, le circuit imprimé sera enduit côté cuivre de deux couches de vernis incolore. Cette opération devra être exécutée avec soin si on veut sauvegarder le tracé des pistes de l'oxydation due à l'air salin.

Le transistor de puissance sera fixé sur le couvercle en aluminium d'un coffret plastique (Teko P/4 par exemple). Ce couvercle, vu sa grandeur, servira de radiateur efficace. Il sera inutile d'isoler le transistor de puissance, le couvercle tout entier étant isolé naturellement du reste du montage.

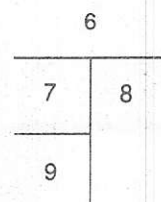
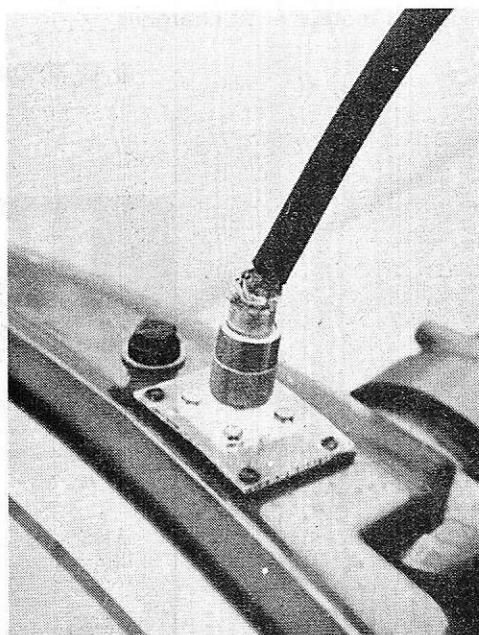
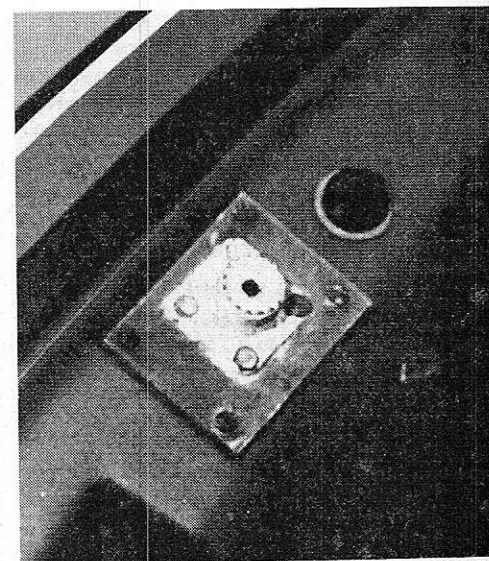
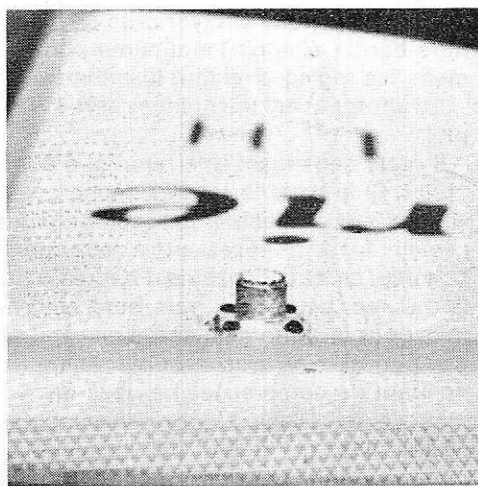
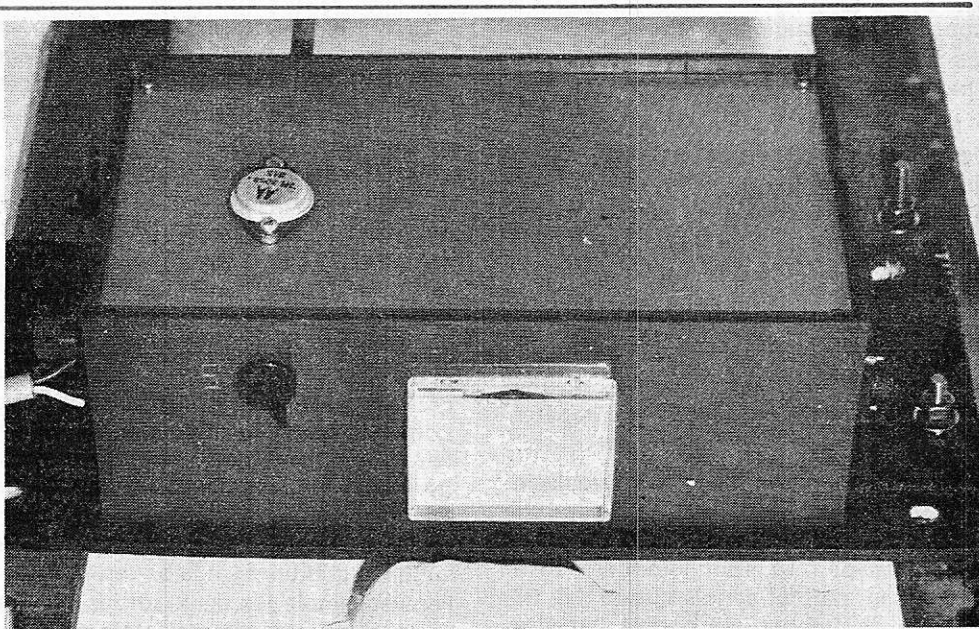
Le transformateur d'alimentation entre juste en hauteur dans le coffret et, pour plus de sécurité, on recouvrira la partie supérieure des tôles de ruban plastique isolant, pour se mettre à l'abri d'un contact fortuit avec le couvercle.

Ce transformateur sera acheté tout fait dans le commerce ou à défaut récupéré. Dans les deux cas, il faudra le choisir dans les dimensions préconisées (voir nomenclature), à moins de choisir un boîtier plus grand. En aucun cas, il ne faudra le prendre plus petit l'échauffement risquant de devenir dangereux. Sur le transfo récupéré, seul le primaire en fil très fin et d'un très grand nombre de spires sera conservé. Le secondaire, après détôlage sera débobiné en se rappelant le nombre de spires par volts : par exemple si le transfo « sortait » 30 volts, et avait 120 spires, cela nous donnerait 4 spires par volts. Ce rapport sera conservé pour le rebobinage : dans ce cas comme on veut avoir 15 volts nous aurons donc 60 spires à rebobiner. Le fil de cuivre à utiliser devra avoir un diamètre minimal de 15/10^e mm pour assurer le débit en courant d'au moins 3,5 ampères.

Le fusible sera fixé sur le fond du boîtier près du transformateur, voir **photo 1**. L'interrupteur de sélection secteur-moteur sera fixé sur un grand côté du boîtier ainsi que l'ampèremètre ce côté devenant, une fois le boîtier fixé dans le bateau, la partie supérieure, voir **photo 4**. Les prises d'arrivée secteur et moteur seront fixées sur les petits côtés. Le départ vers la batterie s'effectuera directement par un câble à deux brins traversant le boîtier à sa partie inférieure, soudés sur le circuit imprimé d'une part et raccordé d'autre part à la batterie par des cosses percées pour automobile.

Des trous d'aération sont prévus sur les côtés de façon à assurer une ventilation correcte de l'intérieur du coffret, la chaleur dégagée à plein rendement par les résistances de limitation et les diodes n'étant pas négligeable.

La fixation du coffret dans le bateau s'effectuera le plus près possible du moteur, donc en général dans un coffre arrière. C'est cette disposition que nous avons adoptée pour notre usage personnel, d'autant plus que la batterie se trouve également dans ce coffre. Dans notre cas, le boîtier a été fixé sur une planche de



6. Le prototype de l'auteur fixé sur les renforts de la chaise-moteur.

7. Une des prises est fixée sur le tableau arrière du bateau.

8. L'autre prise est fixée sur le moteur. Remarquez le fusible à droite de la prise.

9. Un câble coaxial genre C.B. relie les deux prises.

contre-plaqué marine venant se fixer sur les boulons de fixation des rails de la chaise moteur. Voir **photo 6**.

Mais comme tous les bateaux ne répondent pas aux mêmes critères (heureusement), chacun devra choisir l'emplacement qui lui convient en prenant soin d'avoir une bonne aération du coffret et être le plus près possible du moteur hors-bord. Il ne faut pas oublier que ce moteur fournit du courant alternatif qui risque de « truffer » de parasites l'appareillage électronique du bord si le câble de liaison a une longueur excessive sans compter la perte de puissance par la résistance du câble.

La liaison moteur-coffret a été réalisée en deux parties. La partie extérieure au bateau a été réalisée au moyen de deux prises de type « Emission » (on les trouve maintenant partout depuis que la C.B. 27 MHz se développe), les parties femelles étant fixées, une sur le tableau arrière du bateau et l'autre sur le moteur hors-bord avec le fusible, l'isolation de la masse de la prise par rapport à celle du moteur étant réalisée par un morceau de verre époxy : voir **photos 7-8-9**. Un câble également de type « Emission 27 MHz » avec une prise mâle à chaque extrémité effectuera la liaison moteur-tableau arrière du bateau. La souplesse du câble ne gênera nullement les manœuvres du moteur. Sa longueur devra être d'environ 1 mètre.

La liaison interne au bateau sera effectuée par un câble à deux brins, soudés d'une part sur la prise du tableau arrière et serrés d'autre part dans des douilles disposées sur le chargeur.

La liaison secteur sera effectuée par un câble de 220 V qui vient se brancher dans une prise 220 V fixée sur le boîtier de façon à pouvoir enlever ce câble et le rouler dans un autre coffre si besoin était (câble en général de grande longueur).

Brancher maintenant la batterie, la tension lue sur le contrôleur doit chuter légèrement mais l'ampèremètre du chargeur doit indiquer un courant compris entre 0 et 3,5 ampères.

On branchera maintenant le contrôleur directement aux bornes de la batterie, on fermera le boîtier du chargeur et on va laisser la batterie se charger lentement. Cela va demander, suivant l'état de décharge, environ une douzaine d'heures. Il sera possible de vérifier alors que la tension de la batterie va augmenter en même temps que le courant de charge va diminuer. Lorsque la tension de la batterie aura atteint 14,4 V, le courant de charge devra être très faible, pratiquement nul. Une goutte de vernis sur la résistance R4 empêchera tout dérèglement de celle-ci. On vérifiera ensuite, en débranchant la batterie, et en reliant ensemble les deux sorties du chargeur, que l'intensité maximale malgré ce court-circuit est de 3,5 A environ, même avec le court-circuit maintenu en permanence.

Il faudra ensuite essayer avec le moteur hors-bord. Cela doit fonctionner parfaitement, les réglages restant les mêmes.

Le chargeur est maintenant prêt à l'emploi.

Il reste cependant une remarque à formuler. Si la batterie est très déchargée, il vaudra mieux effectuer la recharge par le secteur, le temps nécessaire à cette opération dépassant la douzaine d'heures, voire 24 heures. Le moteur hors-bord est très utile pour une charge d'entretien car il est peu pensable de laisser tourner le moteur pendant de nombreuses heures : les voisins de mouillage n'apprécieraient pas. Néanmoins, un retour de vacances au moteur (faute de vent) pendant treize heures environ, nous a permis de rentrer au port avec une batterie gonflée à bloc, sans échauffement anormal des bobinages du moteur ni du chargeur.

C. LE MOIGNE

Nomenclature

Résistances

R₁ 1,8 k 1/2 W
R₂ 1,8 k - 1/2 W
R₃ 2,2 k - 1/2 W
R₄ 1 k ajustable
R₅ 820 Ω 1/2 W
R₆ 2 x 0,33 Ω - 7 W

Condensateurs

C₁ 1 000 μF - 50 V

Transistors

T₁ 2 N 1711
T₂ 2 N 3055
T₃ BC 107
T₄ 2 N 1711

Autres semi-conducteurs

D₁ à D₅ diodes 50 V - 5 A
D₆ diode 1 N 4001
DZ zener 3,9 V - 500 mW

Divers

- 1 transfo 220-15 V 3,5 à 5 ampères
- dimensions des tôles : 75 x 65 x 35
- 2 prises mâles CB 27 MHz
- 2 prises femelles CB 27 MHz
- 2 prises femelles à serrage
- 1 prise 220 V pour boîtier
- 1 boîtier Teko P/4
- 1 ampèremètre 0-5 A
- 1 inverseur
- 1 fusible 350 mA avec support
- 1 fusible 5 A avec boîtier
- Fils - cosses - visserie etc...
- 1 m de câble « émission 27 MHz » CB

D) MISE EN SERVICE

Il n'y a qu'un seul réglage à effectuer sur le chargeur : celui de la résistance ajustable R₄. Pour cela, il faudra se servir d'un contrôleur universel avec un calibre de 0-16 V (ou plus), le moins du contrôleur sera relié à la masse du montage, le plus sera branché entre la résistance R₆ et la diode D₅. On ne raccordera pas encore le chargeur à la batterie mais on branchera le 220 V en vérifiant que l'interrupteur est bien sur « secteur ». La tension lue sur le voltmètre devra être de 15 volts, sinon retoucher le réglage de la résistance R₄.

HOBBYLEC

CÔTE D'AZUR

06800 CAGNES-SUR-MER • TEL. (93) 73.49.45
3, Bd. de la Plage (Bord de Mer) près de l'Hippodrome

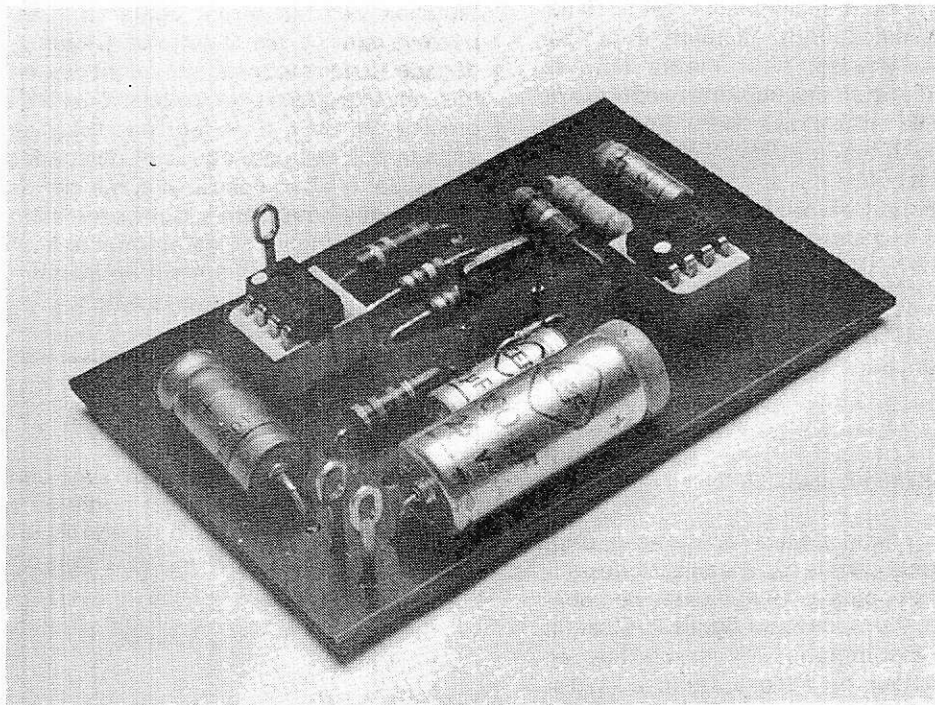
COMPAREZ VOUS - MEME :

AMPLIS HYBRIDES	STK 036	92.00
	STK 050	152.00
ANTIVOL FRUSTRANT		
RELAIS ET PLAQUE COMPRIS		34.00
<i>Nous consulter</i>		

EXPEDITION : Paiement à la commande par chèque bancaire ou postal, plus frais de port 12,00 F

Il s'agit d'une réalisation extrêmement simple visant à remplacer les dispositifs mécaniques d'alarme sonore. Pour un prix bien inférieur, on obtient le même résultat avec l'avantage d'une importante économie sur la consommation en 12 volts.

Ce montage offre la sonorité typique des voitures de police américaines, telles que le cinéma et les feuilletons TV nous les présentent. Cette musique-là est franchement insupportable et doit déclencher une violente paranoïa chez le cambrioleur qui vous visite.



Sirène d'alarme « USA »

Enfin, le circuit imprimé peut être équipé de composants de fond de tiroir, aucune précision n'étant exigée. Le fonctionnement sera assuré dans tous les cas, seul le niveau sonore doit être poussé pour que d'horreur il s'agisse...

1) LE PRINCIPE ELECTRONIQUE

Il fait appel à deux circuits intégrés 555, comme le montre la **figure 1**, et à des valeurs certainement disponibles dans vos réserves.

Un de ces deux 555 travaille dur, c'est IC2. En effet, il est à la fois l'oscillateur de base (note aiguë) et l'amplificateur de sortie par le haut-parleur.

L'autre circuit intégré (IC1) est le modulateur du son. C'est également un multivibrateur, mais il est invariable et calibré sur l'effet voulu. Le double avantage de stabi-

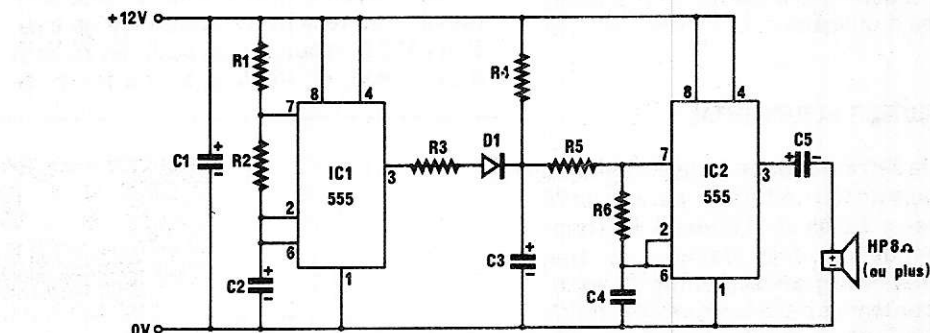


Figure 1

lité en température et en variations d'alimentation est typique du 555. Ainsi pourra-t-on espérer une tenue correcte de la sonorité, même si votre batterie 12 V est assez affaiblie.

Les composants associés à IC1 déterminent une période assez longue de récurrence, de l'ordre de 5 secondes. La sortie

de ce signal s'effectue à travers une résistance R3 et une diode D1. La résistance limite le débit de courant dans le chimique C3, et règle partiellement la bonne synchronisation du modulateur et du V.C.O. La diode, elle, empêche le retour du potentiel de C3 sur IC1, ce qui pourrait le détruire.

Si donc C₃ ne peut se décharger dans IC₁, il se tournera vers les composants de IC₂. Or ce circuit travaille en V.C.O., c'est-à-dire oscillateur contrôlé par tension, car sa résistance R5 n'est JAMAIS portée au + 12 V. Ainsi la fréquence centrale ne dépend plus du calcul traditionnel, mais de la polarisation présente à un moment donné sur C₃.

Un complément d'alimentation est fourni par R₄, dont le rôle annexe est de minimiser l'effet du courant de fuite de C₃ sur la reproductibilité du montage. Donc, il marche à tous les coups.

Le signal issu de IC₁ est carré, mais il devient un triangle aux bornes de C₃, ce qui explique la wobulation LENTE. La capacité importante de ce condensateur forme le réservoir d'alimentation du multivibrateur IC₂. La valeur a été déterminée de façon expérimentale pour s'accorder à la fréquence de contrôle fournie par IC₁.

L'utilisation de la borne de filtrage (pin 5) a été jugée superflue. Elle contribue habituellement à stabiliser davantage l'oscillation d'un 555, et nécessite dans ce cas un condensateur relié à la masse de valeur égale à la capacité du turning. Dans un autre cas, c'est une entrée active pour le pilotage en tension de l'oscillateur, néanmoins, la plage de variation offerte a été jugée insuffisante pour notre application.

2) LE PRINCIPE DE LA PEUR

C'est l'art et la manière d'adapter ce générateur à son besoin précis. Il y a trois cas possibles d'utilisation :

A) LE BRUTEUR EXPERIMENTAL

C'est la version économique et miniature qui associe un tout petit haut-parleur de 25 à 100 Ω au schéma de la **figure 1**. La sonorité obtenue est déjà vraiment sinistre. C'est le fait de la grande quantité d'harmoniques contenues dans le signal issu de IC₂ (pin 3), qui est un pur carré.

La traversée du chimique C₅ crée une différenciation aux bornes du petit haut-parleur, ce qui enrichit encore le signal sonore. Tel quel, ce montage suffit déjà à créer une pression acoustique proche de 120 dB à un mètre. Il devient donc souhaitable de réduire la tension d'alimentation vers 9 V au même 6 V, ce qui permet d'incorporer la sirène dans un jouet (par exemple). Ceci pour nos jeunes bricoleurs.

B) LA SIRENE D'ALARME « RAISONNABLE »

C'est une utilisation intéressante du module qui n'exige pas d'amplificateur complémentaire pour l'attaque des haut-parleurs, mais vise à créer une forte surprise au visiteur inopportun. Dans ce cas, on recherche le maximum de bruit possible, et on montera de préférence plusieurs H.P. en série.

Une bonne solution peut être de récupérer des H.P. de 5 W genre autoradio, par exemple, une série de 4 x 2 Ω ou bien 2 x 4 Ω. A ce moment, c'est davantage la surface totale des membranes en service et leur nombre que la puissance électrique qui produit le volume sonore.

Si ce choix d'utilisation ne conduit à aucune modification du schéma, il faut par contre s'arranger pour mettre hors de portée d'une pince coupante le câblage de la sirène et de ses H.P. En matière d'alarme, il faut que, passé la surprise, le voleur ne puisse pas arrêter la sirène qu'il a déclenchée. Ceci est le principe de la panique qui le pousse à la fuite immédiate.

Ainsi, conseillons-nous d'incorporer dans un coffret robuste (métallique si possible) TOUTE L'ALARME, soit centrale de détection, batterie, sirène et haut-parleurs.

C) LA SIRENE DE CAUCHEMAR

C'est l'ultime application de notre bruiteur valable dans le cas d'une batterie pouvant débiter plus de 10 A. L'extension obligatoire est proposée en **figure 2**. C'est un simple Darlington NPN travaillant en commutateur de forte puissance (120 à 150 W). Encore un avantage à l'actif des signaux carrés.

Nous avons écarté la solution plus simple électriquement que constitue un transistor MOS de puissance, pour des raisons d'économie, et d'utilisation de fonds de

tiroir. La mise en parallèle des 2 N 3055 sera directe, ce qui ne pose aucun problème dans notre cas précis. Par contre, ces deux boîtiers seront équipés d'un dissipateur commun de 5 W au minimum.

Le type de H.P. recommandé ici est le compresseur, ou son groupement série-parallèle en vue d'obtenir 2 Ω (ou moins). Des compresseurs de 4 ou 8 Ω sont couramment disponibles sur le marché, le but étant de se rapprocher d'une impédance globale de 1 Ω. A ce moment, la valeur de crête de l'intensité atteint les 12 A. La diode de protection est facultative, et dépend de l'assemblage final réalisé.

Enfin, toutes les précautions de dissimulation des fils seront également respectées dans ce cas. D'autre part, l'auteur dégage toute responsabilité quant aux effets physiologiques de cette sirène bien précise. En clair, il ne faut pas l'essayer dans le dos des cardiaques et personnes âgées, car le niveau passe allégrement les 140 dB à quelques mètres. Cette protection énergique est néanmoins préférable à un mauvais coup de fusil tiré sur un membre de sa famille qui s'est levé la nuit...

3) LA REALISATION PRATIQUE

Elle s'effectue fort simplement avec une photocopie de la **figure 3**. On perce en 1 mm à travers le document, on gratte le cuivre, relie au stylo spécial les trous, puis on grave au bain de perchlorure.

(suite page 82)

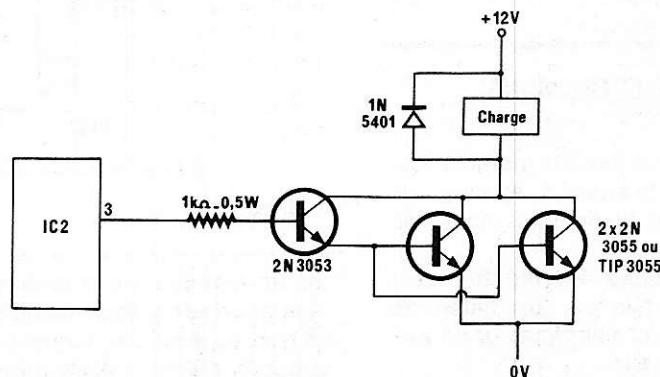


Figure 2 Ampli complémentaire pour forte puissance

Cette nouvelle rubrique vous proposera régulièrement des schémas d'applications originaux, des suggestions de circuits extraites de la presse spécialisée ou des notices techniques des firmes. Elle sera le vaste rendez-vous des idées, et complétera votre schémathèque personnelle au fil des mois. Ce carrefour des techniques traitera de sujets variés, et, si vous le désirez, vos propres schémas ou tours de mains pourront faire l'objet d'une parution dans ce Forum. La rédaction examinera soigneusement vos suggestions et retiendra celles dont la technique ou l'audience

l'auront séduit.

Nous précisons toujours l'origine des documents publiés, et signalons que les circuits décrits n'ont pas fait l'objet d'une réalisation de la part de nos ingénieurs. Dans le cas contraire, une mention spéciale accompagnera l'étude proposée. Terminons en disant que cette rubrique veut proposer de bons schémas, de provenance connue, et que nous avons confiance dans ce que nous publierons. Il est donc permis de croire au succès en cas d'expérimentation, mais nous ne saurions y engager notre responsabilité.

Applications Constructeurs

LES AMPLIS-OP BIMOS DE RCA

Nous en indiquerons quelques caractéristiques et applications extraites des notices techniques du constructeur américain.

Le modèle de base, largement répandu est le CA 3130, dont nous donnons un croquis simplifié en **figure 1**. C'est un amplificateur rapide, non compensé (compatible avec le LM 301), et dont les tensions d'alimentation limites sont $\pm 7,5$ V. Cet ampli-op est doublé d'une version à compensation interne, le CA 3160.

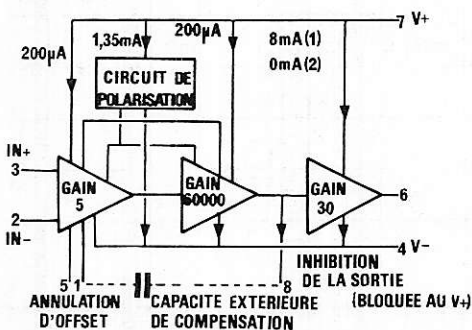


Figure 1

Au vu du schéma, on imagine que l'amplificateur est bien plus gourmand qu'un LM301 au repos, puisque sous $\pm 7,5$ V, son courant initial est proche de 10 mA, soit une dissipation de 150 mW. Pour cette raison, le constructeur a prévu une borne d'inhibition de la sortie (court-circuitez 4 et 8) qui la porte au V+, annulant le débit de 8 mA de l'étage final COSMOS. Ceci correspond à un 1 logique non significatif pour la TTL qui pourrait suivre.

AVANTAGES RÉSUMÉS DES BIMOS :

- Impédance d'entrée quasiment infinie $1,5 \times 10^{12} \Omega = 1,5$ Tera Ω !
- Courant de polarisation d'entrée très faible :
 - 2 picoA alimenté en 5 V (de V- à V+)
 - 5 picoA alimenté en 15 V (toutes valeurs typiques).
- Faible impédance interne de la sortie COSMOS permettant un courant élevé de 20 mA et une tension quasiment identique aux potentiels d'alimentation (ceci étant la caractéristique d'un push-pull en MOS complémentaires).
- Large bande passante (15 MHz étant la fréquence de coupure en gain unité).

DOMAINE D'APPLICATION

Tout circuit où la vitesse et le faible courant d'entrée sont indispensables. Citons les échantillonneurs-bloqueurs, les adaptateurs d'impédance, les redresseurs AC/DC à hautes performances, les générateurs B.F. les amplis de mesure, etc...

QUELQUES EXEMPLES D'APPLICATION

1) MONTAGE REDRESSEUR DONNANT LA VALEUR ABSOLUE

Ce circuit travaille avec une alimentation unipolaire de 15 volts. Sa tension de sortie est exempte de déchet, ce qui n'était pas possible sans étage final COSMOS. La tension crête à crête admissible par l'entrée est de 20 V (230 kHz à -3 dB) (**figure 2**)

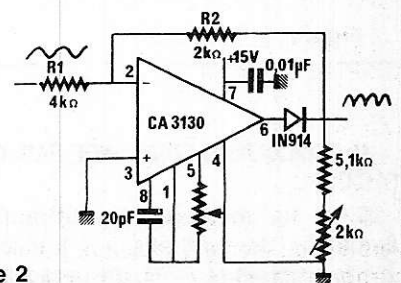


Figure 2

2) DETECTEURS DE CRETE POSITIVE OU NEGATIVE

Deux circuits alimentés en $\pm 7,5$ V permettant une mesure ou un affichage (avec VU-METRE LED) dont l'inertie sera réglée par la valeur du condensateur de sortie. Ces techniques donnent des résultats supérieurs aux systèmes bipolaires, et offrent une large bande passante (de 240 kHz à 320 kHz à -3 dB). (figure 3).

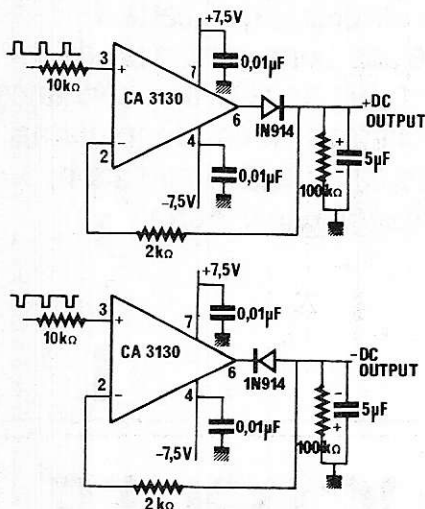


Figure 3

3) SUIVEUR DE TENSION A CA 3160

Utilisant la version compensée du 3130, le circuit proposé est alimenté en $\pm 7,5$ V et offre une bande passante à -3 dB de 4 MHz avec une vitesse de croissance des signaux de sortie de $10 \text{ V}/\mu\text{sec}$. On notera la valeur faible de la résistance de charge et la possibilité d'une composante capacitive en parallèle de 25 pF. La boucle de contre-réaction proposée permet de doper la vitesse du circuit (figure 4).

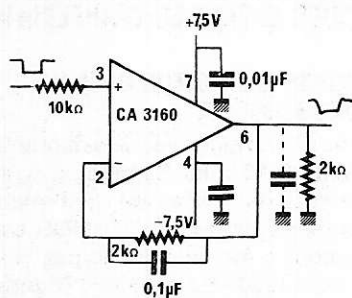


Figure 4

4) OSCILLATEUR COMMANDE PAR TENSION (V.C.O.)

C'est un montage très attractif pour l'amateur de synthétiseurs musicaux et d'effets spéciaux. Avec une caractéristique de 1 000 Hz/volt d'entrée, c'est aussi un

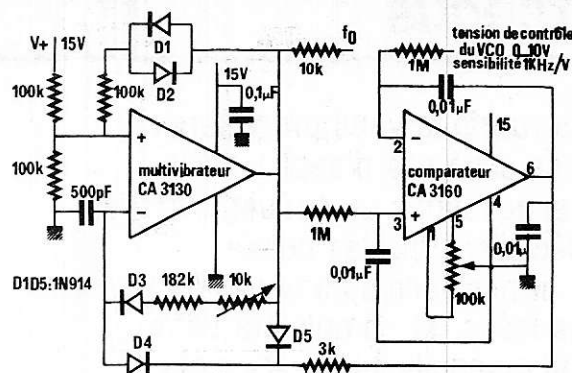


Figure 5

convertisseur A/D de précision que l'on peut associer à un fréquencesmètre numérique pour en faire un petit voltmètre de qualité (gamme 0 à 10 V continus). L'alimentation retenue est unipolaire (15 volts).

L'erreur en fréquence par rapport à la tension est de l'ordre de 0,02 %, et le coefficient de température de 0,01 %/°C, ce qui est remarquable, vu le nombre de composants mis en jeu. L'impédance d'entrée est de l'ordre de 1 MΩ. L'amplitude du créneau de sortie est pratiquement égale à la tension d'alimentation (figure 5).

LES AMPLIFICATEURS MAXCMOS D'INTERSIL

Nous avons découvert cette nouvelle famille d'amplis-op dans les notices du fabricant californien. Elle présente des produits compatibles au point de vue brochages avec la série TL 80 (les Bifets de Texas Instruments). La technologie avancée développée par Intersil, dite MAXCMOS, fait disparaître tout transistor à jonctions, ce qui est une exclusivité à notre connaissance.

L'examen du schéma interne, figure 1, montre que de l'entrée à la sortie, tous les transistors sont des MOS complémentaires. La notation de ces semiconducteurs indique leur polarité électrique. Ainsi, P9 est le dernier canal P, et N11 le dernier canal N.

NOTES SUR LA FIGURE 1

1 - Sur les modèles 7613 et 7615, des résistances à film mince de forte valeur ohmique protègent les entrées jusqu'à ± 200 V, sur les autres versions, il y a un strap à la place de R1 et R2.

2 - Sur les versions triple (763 x) et quadruple (764 x), il n'y a pas de broches permettant d'annuler l'offset.

3 - La broche de compensation en fréquence ou programmation de IQ n'assure que l'UNE de ces deux fonctions pour des raisons technologiques. L'autre est donc prévue de façon interne et fixe.

4 - Le 33 pF interne ne figure que sur les versions compensées en fréquence.

On comprend que la famille ICL 76XX est du type LOW-POWER (en français anti-gaspi), ce qui offre de nouvelles possibilités aux utilisateurs, car le choix est proposé entre différents courants d'alimentation, certaines versions étant programmables par câblage externe pour des courants au repos de 1 mA, 100 μA ou... 10 μA.

Sachant que la gamme de tensions d'alimentation possibles est de ± 8 V au maximum, mais $\pm 0,5$ V au minimum, on pourra envisager une utilisation AVEC UNE SEULE BATTERIE CADMIUM-NICKEL (tension 1,2 V), voire une pile au mercure en cas de miniaturisation obligatoire.

	Ampli simple	Ampli double genre 1458-TL 82	Ampli double genre μA 747	Ampli triple	Ampli quadruple IQ = 1mA	Ampli quadruple IQ = 10μA
Compensation interne	7611 (1)	7621 (3)	7622 (3)	7631 (1)	7641	7642
Compensation externe	7614 (3)			7632 (1) (2)		
Entrées protégées ± 200 V + Comp int.	7613 (1)					
Entrées protégées ± 200 V + Comp. ext.	7615 (3)					
Gamme de tensions de mode commun élargie (V-) - 0,1 V à (V+)	7612 (1)					

(1) - Courant de repos IQ programmable.
 (2) - Compensation externe non prévue. Réservé aux circuits à grand gain.
 (3) - IQ fixé à 100 μA.

TABLEAU DES STRAPS	
ICL- 7611	B, F, H
ICL- 7612	B, F, H
ICL- 7613	B, F, H
ICL- 7614	C, D, E
ICL- 7615	C, D, E
ICL- 7621	C, E
ICL- 7622	C, E
ICL- 7631	B, F
ICL- 7632	B, F, H
ICL- 7641	C, G
ICL- 7642	A, E

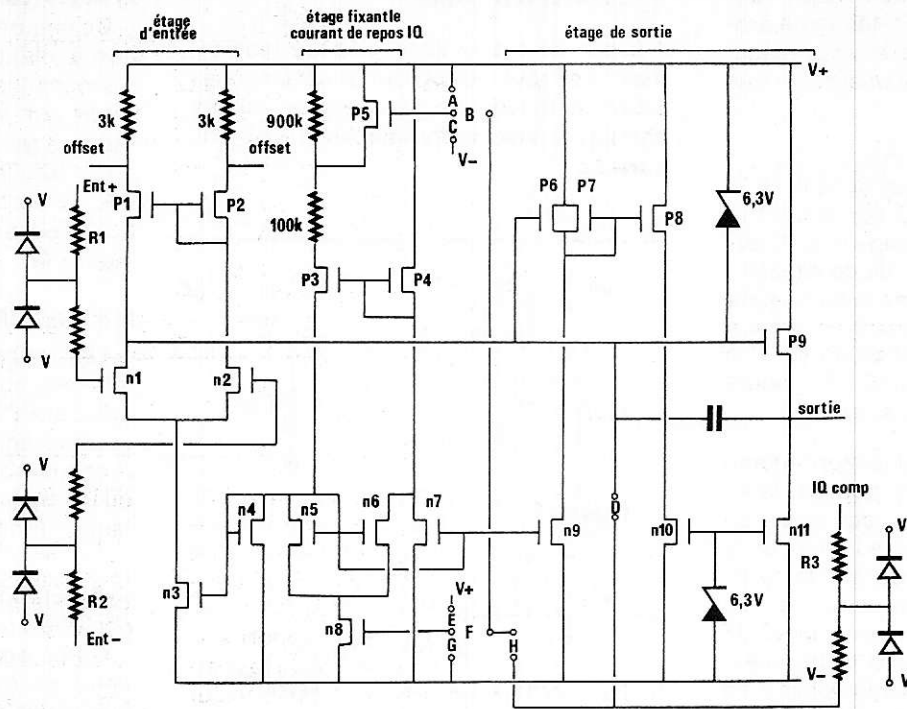


Figure 1

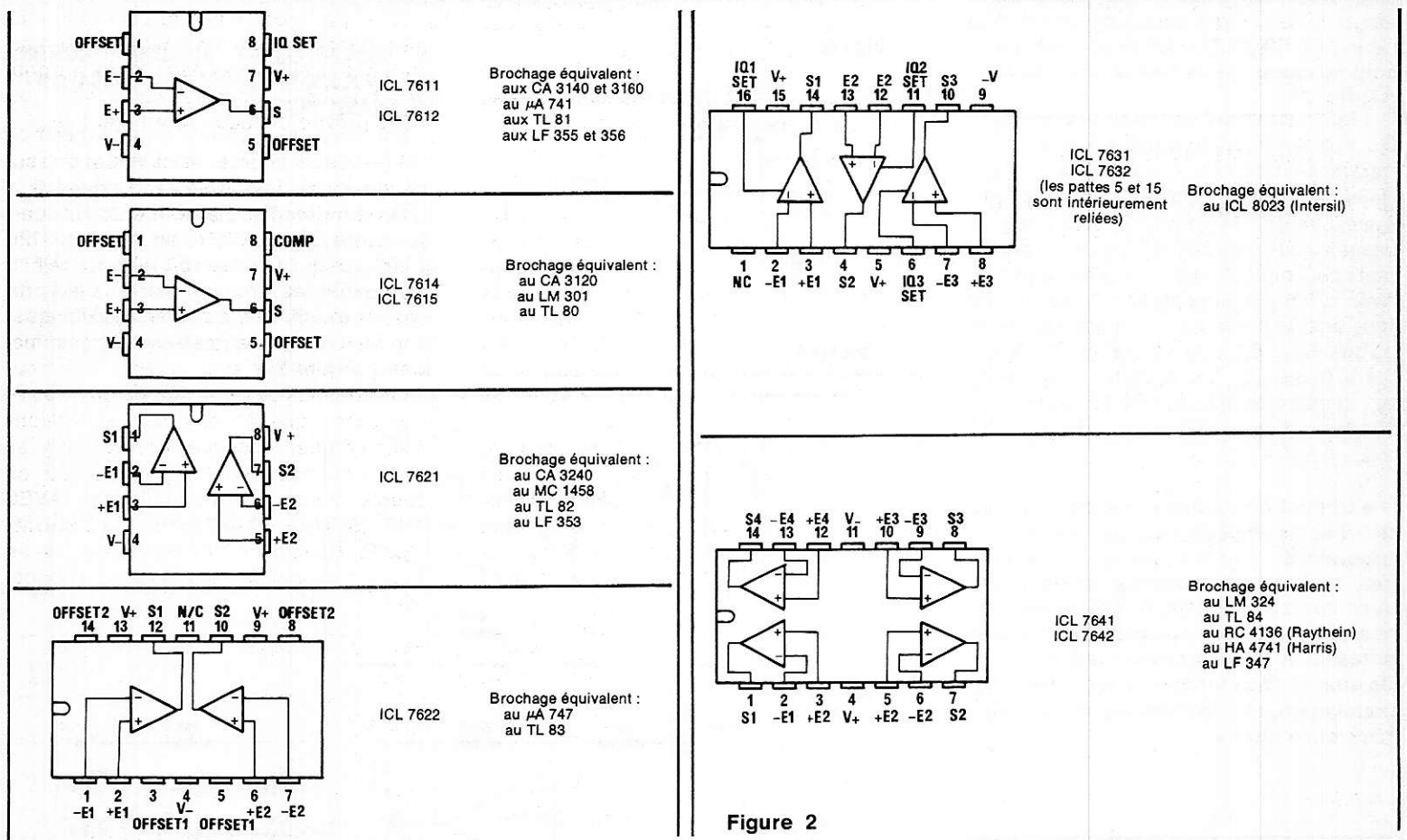


Figure 2

CARACTERISTIQUES RESUMÉES :

- Fonctionnent avec des micropuissances (1 V et 10 μ A donnant 10 μ W l)
- Courant de polarisation d'entrée de l'ordre du PICOAMPERE, tension de sortie quasiment égale aux potentiels d'alimentation (comme les COSMOS RCA).

DOMAINES DE PREDILECTION :

Electronique solaire, automatismes économiseurs d'énergie, radiomodélisme, amplificateurs de mesure, électronique médicale, systèmes portables, prothèses auditives, amplis de micro téléphonique, buffer à haute impédance, etc.

NOTES D'UTILISATION :

- Sur les versions avec IQ programmable, la broche de même nom doit être connectée comme suit :
 - *Au V+ pour un IQ de 10 μ A.
 - *A la masse pour IQ de 100 μ A. Dans le cas d'une alimentation unipolaire, la liai-

son s'effectuera au point de masse fictive (0,5 alimentation totale). En fait cette programmation est acquise pour un potentiel compris entre $(V+) - 0,8$ volt et $(V-) + 0,8$ volt.

*Au V- pour un IQ de 1 mA.

On ne perdra pas de vue le fait que 70 % environ de la valeur de IQ constituent le courant de repos du seul étage final. D'autre part l'impédance de sortie de ce push-pull varie selon IQ. Pour une excursion de la tension de sortie atteignant en crête à crête les tensions d'alimentation sur des charges de 1 M Ω , 100 k Ω , et 10 k Ω , il faudra un IQ réglé à 10 μ A, 100 μ A, et 1 mA.

- Les versions à compensation interne ont une stabilité telle qu'ils peuvent fonctionner correctement avec des gains de boucle fermée aussi bas que l'unité, et ce avec une charge capacitive sur la sortie allant jusqu'à 100 pF. Les versions non compensées le deviendront avec un 33 pF externe pour un gain unitaire. Cette valeur pourra être réduite proportionnellement à l'élévation du gain souhaité. Dans ce cas, la bande passante et le slew-rate seront améliorés. Parce que le gain du premier étage de ces amplis est proportionnel à la racine carrée de IQ, c'est pour 1 mA que la compensation devra être la plus élevée.

- Le fonctionnement avec seulement $\pm 0,5$ V d'alimentation entre V+ et V- n'est garanti par Intersil que pour un IQ de 10 μ A. Dans ce cas, l'impédance de charge optimale sera de 1 M Ω , faute de quoi une plus basse valeur réduira l'excursion de sortie, mais ceci peut être utile dans certains cas. Avec $\pm 0,5$ V d'alimentation, la gamme de tensions de mode commun admissible en entrée est $\pm 0,1$ V (garantie) et -0,2 V à +0,4 V (typique). Si une gamme plus large est nécessaire, on utilisera le modèle ICL 7612 qui, dans le même cas, admet de -0,6 V à +0,5 V.

- Comme de coutume avec des circuits à très hautes impédances, on veillera à la propreté du circuit imprimé, aux blindages, à utiliser des composants périphériques assez miniatures, à réaliser de bonnes soudures (pas de diodes détectrices parasites !). Enfin, les alimentations seront de qualité : bon filtrage ou régulation, découplages au tantale près du boîtier, faible résistance interne.

APPLICATIONS

Les circuits qui suivent sont applicables pour toutes valeurs de IQ, ce qui explique que nous ne faisons pas mention de cette variable. Elle est laissée à l'appréciation du designer selon ses exigences de puissance dissipée et bande passante.

1) LE SUIVEUR DE TENSION

C'est un circuit sans gain de tension, mais avec gain de courant. C'est un adaptateur d'impédance pour fortes valeurs chimiques aux performances élevées (figure 3).

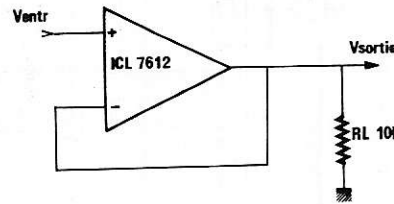


Figure 3

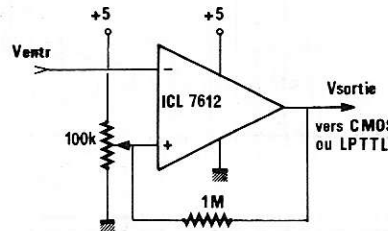


Figure 4

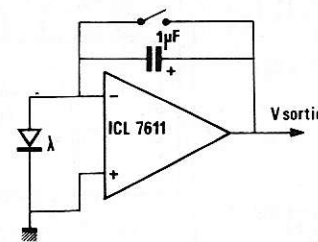


Figure 5

2) DETECTEUR DE NIVEAU

Ce circuit bascule selon la tension d'entrée appliquée, laquelle est comparée en permanence à la tension de consigne présente sur le curseur du potentiomètre. Cette application est encore meilleure avec l'ICL 7612 qui permet un V_{IN} de V- à V+ La sortie sera reliée à une logique CMOS ou (en 5 volts) à une TTL Low-Power (figure 4).

3) INTEGRATEUR DE COURANT DE PHOTODIODE

Les courants de fuite mis en jeu sont si minimes que le temps d'intégration peut atteindre PLUSIEURS HEURES. Le bouton-poussoir permet la remise à zéro, mais le condensateur doit être un tantale goutte, ou un mylar. Dans tous les cas, un modèle faible fuite (figure 5).

4) GENERATEUR CARRE/TRIANGLE DE PRECISION

Parce que la tension de sortie évolue entre les deux potentiels d'alimentation, fréquence et rapport cyclique sont pratiquement indépendants des fluctuations de l'alimentation (figure 6).

5) CONVERTISSEUR ALTERNATIF/CONTINU POUR VOLTMETRE NUMERIQUE (INDICATION DE LA VALEUR MOYENNE)

Simplicité et efficacité caractérisent ce montage dont la faible consommation sera un atout précieux en cas d'association avec les voltmètres LSI pour cristaux liquides genre ICL 7106, 7116 ou le récent 7126 (2 000 points LCD avec 50 μ A sous 9 V !). Les sorties en continu étant isolées de l'entrée alternative, ce convertisseur peut être relié à un multimètre à entrées flottantes (figure 7).

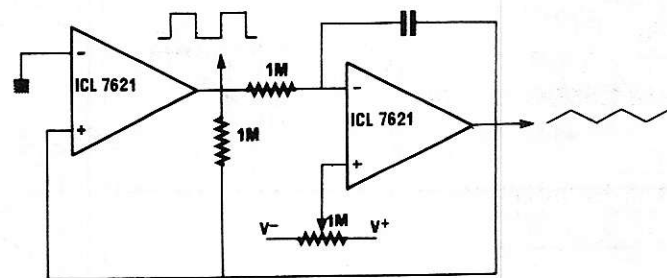


Figure 6

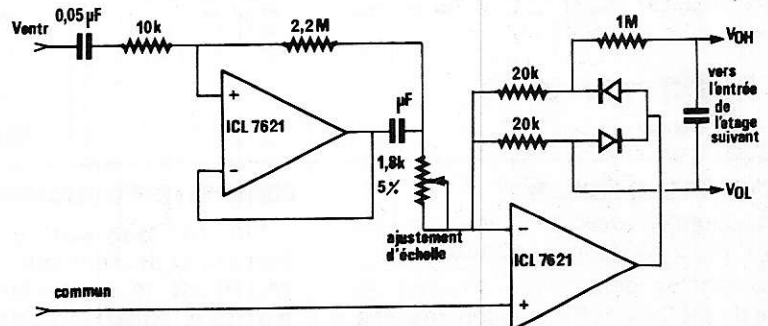


Figure 7

6) PREAMPLI DIFFERENTIEL POUR APPAREILS MEDICAUX

Elaboré avec un triple amplificateur opérationnel, ce circuit possède une importante réjection des signaux de mode commun (par exemple un ronflement à 50 Hz indésirable). L'appariement des résistances symétriques est important pour de meilleurs résultats. Le gain en tension de ce préampli est de 25 fois. L'alimentation par un seul élément de batterie Cadmium-Nickel (entre V+ et V-) est l'un des atouts majeurs du montage dont on remarquera les valeurs élevées de résistances. Le courant d'entrée (qui traverse le patient par les sondes) est limité à moins de 5 μ A dans les cas de fausse manipulation (figure 8).

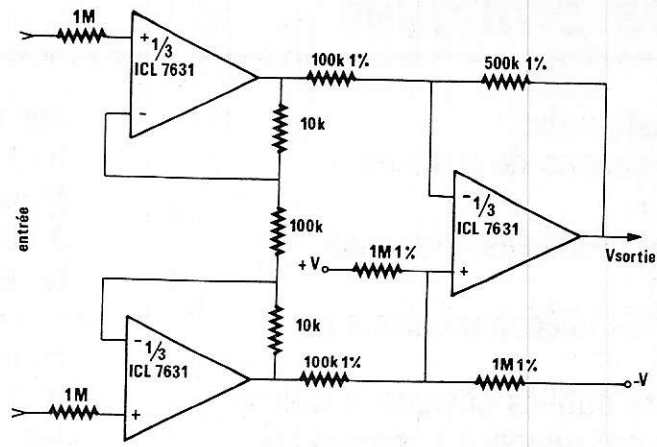


Figure 8

7) FILTRE PASSE BAS DU 5^e ORDRE A CONTRE-REACTIONS MULTIPLES (REPONSE DU TYPE « CHEBYSHEV »)

Deux amplis seulement pour ce filtre actif. L'impédance d'entrée très élevée des circuits MAXCMOS évite de charger les réseaux déphaseurs. Il devient donc possible d'obtenir des fréquences de coupure très basses sans utiliser de gros condensateurs, ce qui est un gage de précision. Cette structure de Sallen et Kay évoluée permet avec les valeurs mentionnées, une fréquence de coupure de 10 hertz, avec un gain en tension de 4, et une précision de 0,1 dB dans la bande concernée (figure 9).

Les condensateurs indiqués en pointillé peuvent être nécessaires, suivant les cas, pour assurer la stabilité. Ils sont alors entre 27 pF et 47 pF.

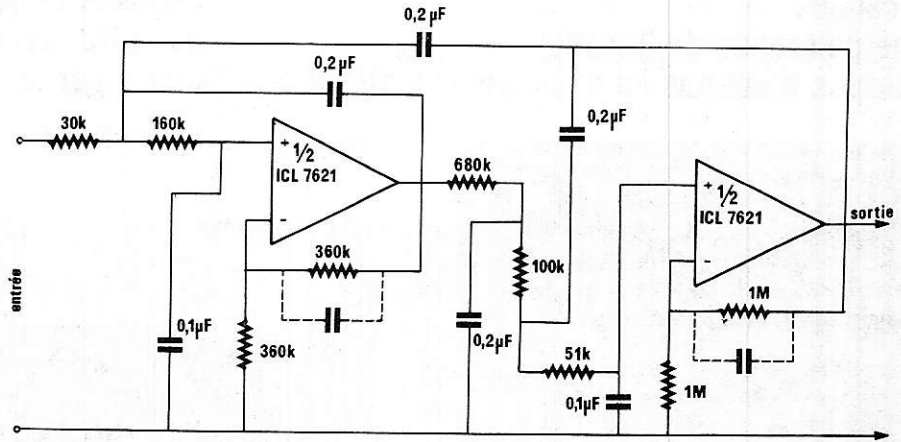


Figure 9 :

8) FILTRE PASSE-BANDE BIQUAD DU SECOND ORDRE

Fréquence centrale 100 Hz, gain de 10, facteur de qualité Q = 100. On notera avec le 7631 que chaque ampli peut avoir un IQ différent (figure 10).

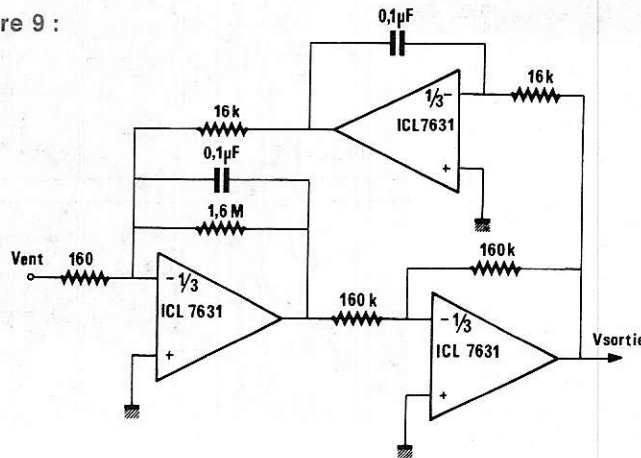


Figure 10

9) ANNULATION DE LA TENSION D'OFFSET (figure 11).

10) COMPENSATION EN FREQUENCE DU SUIVEUR (figure 12).

11) RENSEIGNEMENTS COMPLEMENTAIRES

- Les circuits sont triés en tension d'offset à l'entrée. Sont disponibles les sélections suivantes : 25 mV, 15 mV, 10 mV, 5 mV et 2 mV.

- Les boîtiers plastiques à 8 broches sont doublés de version métal TO 99.

- Tous ces produits sont protégés par diodes sur leurs entrées, néanmoins on leur associera les précautions d'usage en MOS.

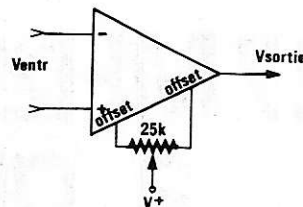


Figure 11

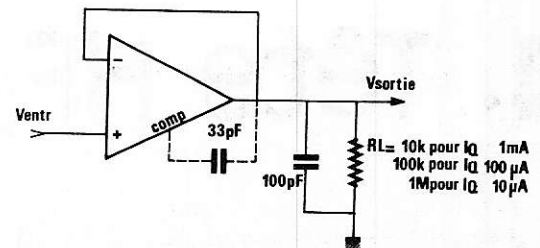


Figure 12

Montages pratiques

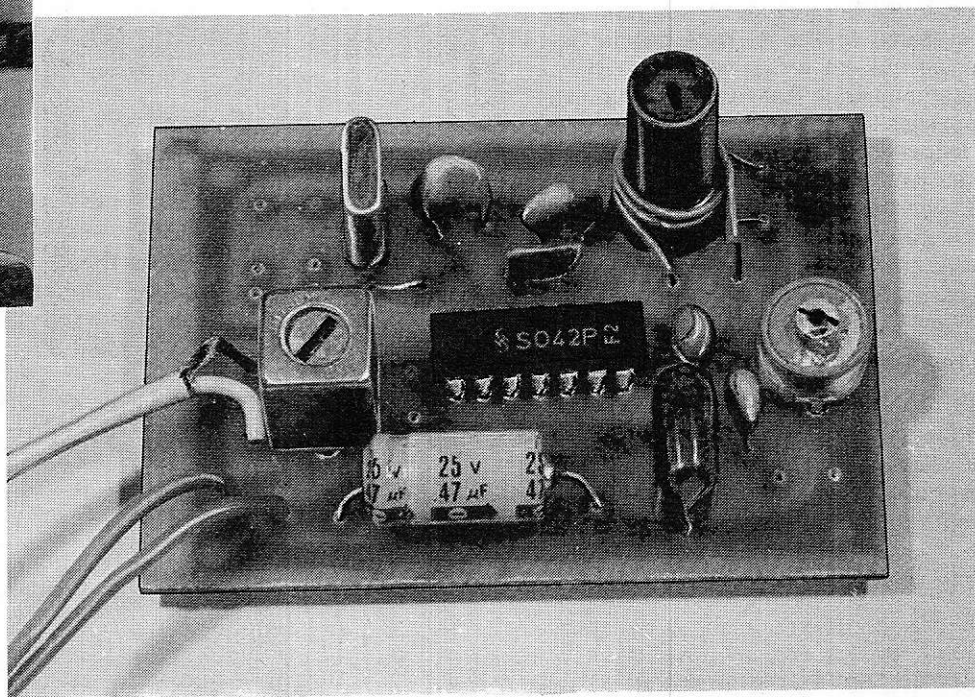
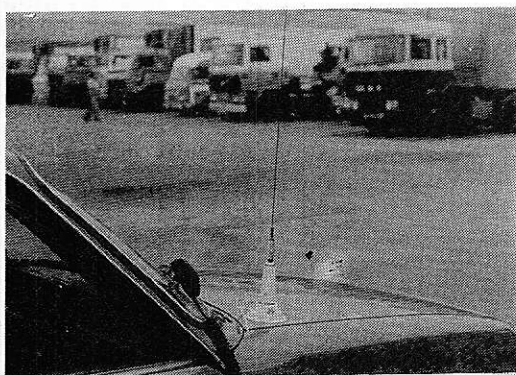
Une libéralisation des radio-communications de loisir ou « citizen band » jusqu'à présent prohibées en France, pays d'élection du monopole des télécommunications, a été accordée par les Pouvoirs publics puisque la presse et la télévision ont annoncé la possibilité d'émettre en modulation de fréquence sur 22 canaux avec une puissance de 2 watts. Notre propos n'est pas ici d'alimenter le débat

sur le fait qu'il n'y a pas assez de canaux, trop peu de puissance...

Mais d'essayer de proposer à nos lecteurs, que cette activité tenterait, la réalisation d'une tête HF 27 MHz qui associée à notre platine FI du numéro de décembre 1980, constituerait

le cœur d'un récepteur expérimental.

Les performances modestes (3 quartz donc 3 canaux) permettront toutefois de satisfaire leur curiosité et peut-être de les convertir en adeptes de la CB. Le système peut bien entendu être utilisé par la radio-commande.



Modules universels pour la réalisation de récepteurs à circuits intégrés

4. Tête HF 27MHz 3 canaux à quartz

1) LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de la **figure 1** montre l'extrême simplicité du montage. L'oscillateur ne comporte aucun bobinage et démarre donc immédiatement sur la fréquence exacte du quartz qui l'équipe. Il importe cependant que le condensateur de 68 pF ne s'écarte pas trop de sa valeur nominale. En cas de défaut d'oscillateur, on procèdera à son remplacement, quitte à opter pour la valeur supérieure. Le bobinage d'entrée, bien qu'accordé, remplit surtout un rôle de symétrisation, et son réglage n'est qu'une formalité. La sortie FI (455 kHz obligatoirement car les canaux CB n'ont que 10 kHz de largeur) est flottante par rapport à la masse, ce qui autorise l'emploi de n'importe quelle platine FI 455 AM ou FM.

La Citizen Band légalisée comporte donc 22 canaux, dont 3 au choix pouvant être reçus par notre montage, tout simplement parce que le circuit imprimé accepte 3 quartz. Lorsque l'on désire balayer tous les canaux, la solution quartz devient trop onéreuse, d'où la variante que nous avons prévue pour le branchement d'un synthétiseur digital ou d'un simple VFO (oscillateur variable extérieur). Rappelons que la fréquence de l'oscillateur doit être calée 455 kHz plus bas que la fréquence à recevoir.

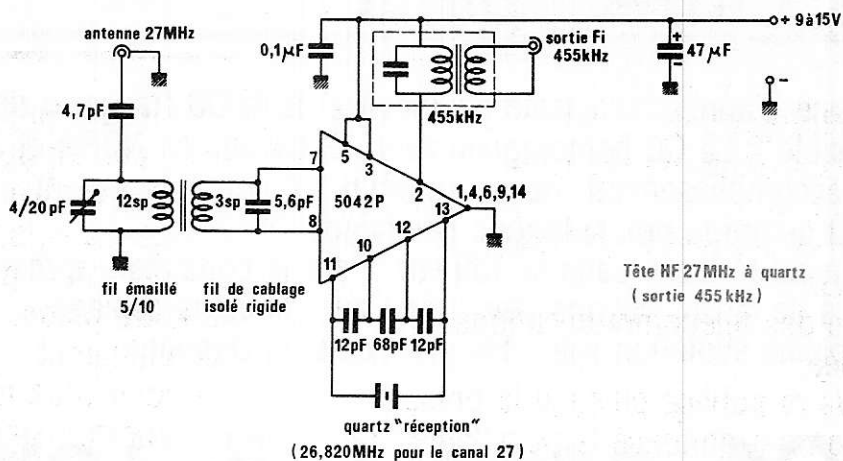


Figure 1

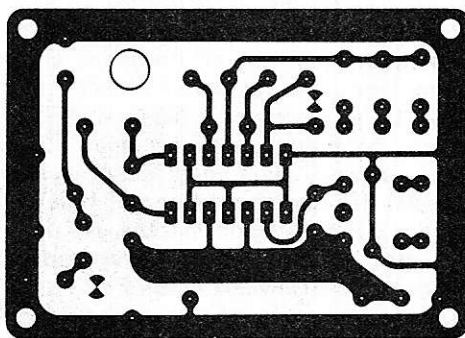


Figure 2

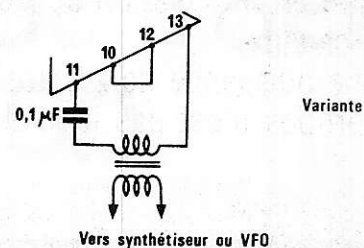


Figure 3

2) REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de la **figure 2** se limite aux dimensions de 43 x 60 mm ce qui permet un montage extrêmement compact avec notre module « platine FI AM ». Un récepteur CB de très hautes performances peut donc être logé avec sa pile dans une simple boîte d'allumettes, le seul problème étant celui de l'antenne. Le bobinage d'entrée devra bien sûr être accordé en fonction de chaque antenne. Le réglage étant très différent selon que l'on utilise un fouet télescopique ou une antenne de toit avec 50 mètres de coaxial, il pourra être souhaitable de retoucher le nombre de spires du primaire (12 à 20 environ). Aucune correction n'est nécessaire en fonction du canal choisi.

La réalisation de l'ensemble devra être très soignée (voir nos photos), surtout en ce qui concerne le bobinage dont les spires devront être jointives, très serrées, groupées au pied du mandrin en une seule couche et bloquées au vernis à ongles.

Le réglage se fera sur une émission en ajustant dans l'ordre le transfo FI et le condensateur ou le noyau du circuit d'entrée. Ce réglage se fait au maximum de signal. En l'absence d'émission, il pourrait être dégrossi au maximum de souffle. Le fil de sortie FI sera blindé ainsi que la connexion d'antenne. Le commutateur de canaux utilisera des fils de 5 cm au maxi-

mum, blindés ou non. Un barillet de quartz pourrait être prévu à ce niveau pour augmenter le nombre de canaux recevables.

3) CONCLUSION

Cette tête 27 MHz peut permettre la réalisation d'un excellent récepteur CB avec notre platine FM précédemment décrite. La sensibilité avoisine alors celle des émetteurs-récepteurs à double changement de fréquence. Cependant, ce module peut également être adapté à tout récepteur PO-GO existant, en incorporant simplement un inverseur au niveau de l'entrée de la platine FI. Cette adaptation concerne également les autoradios, sur lesquels il peut être intéressant de disposer d'un canal CB, par exemple le 27, car les « bulletins de radioguidage » de cette gamme d'ondes peuvent s'avérer au moins aussi efficaces que leurs concurrents officiels, et pour cause, puisqu'ils émanent d'automobilistes situés au cœur même des bouchons.

P. GUEULLE

Nomenclature

Condensateurs

- C 4,7 pF céramique disque
- C 5,6 pF céramique disque
- C 12 pF céramique disque
- C 12 pF céramique disque
- C 68 pF céramique disque
- C 0,1 μF mylar
- C 47 μF 16 V chimique

Circuits intégrés

- SO 42 P Siemens

Divers

- 1 circuit imprimé.
- 1 mandrin LIPA 8 mm avec vis.
- 1 transfo FI 455 kHz 10 x 10 mm.
- Quartz selon canaux choisis.
- Commutateur 1 circuit, 3 positions.
- Alim. 13,5 V environ (3 piles 4,5 V).
- Antenne 27 MHz.
- Fil émaillé 5/10 et fil blindé.
- Fil de câblage.

La quinzaine d'années d'activité clandestine de la CB française donnerait-elle enfin le jour à une CB viable ? La CB homologuée avec 22 canaux en NBFM et 2 W à l'antenne est-elle un accomplissement, ou au contraire un commencement ? Il semblerait qu'après une si longue gestation, l'accouchement se fasse dans la douleur. Pour le constater, après une rétrospective de la CB, voyons l'évolution du « cibistus sapiens » espèce en pleine évolution selon les préceptes de Darwin.

1981 sera-t-il l'an 1 de la CB française ?

La Préhistoire

Il était une fois... Ce n'est pas un conte de fée, mais, il y a une quinzaine d'années, des humanoïdes en Gaule, assoiffés de contact, ont pris le maquis des ondes. Dépassés l'homo sapiens, l'homo habilis et l'homo Faber, l'évolution a créé l'homo bavard. A quoi peut servir la radiophonie, sinon pour parler ? Oui, mais parler comment ? Adoptons le langage d'une espèce différente, les radioamateurs. Do you speak Q ? L'habitude est prise, le langage conventionnel est adopté, complété d'un jargon propre à la CB. Tout est bien en somme ! Oh que non ! La pomme de discorde existe, on l'appelle délit d'émission. Lorsqu'on brave la menace, on s'expose à des amendes très élevées, des peines de prison et même la correctionnelle. Aussi le bipède humanoïde du premier âge de la CB est discret, craintif même, très attentif aux indices qui permettent de le déceler (antenne apparente, interférences radio et TV) son activité principale est nocturne, débutant à la fin des programmes de la « boîte à grimaces » ou « tonton Victor ». La cohabitation avec les autres espèces ne pose pas de problèmes majeurs puisque les activités sont bien synchronisées : pas de TV, pas de QRM-TV !

Le Moyen-Age

Le train-train quotidien des cibistes est marqué par un événement nouveau : les stocks d'inventus du nouveau continent sont disponibles, et à quel prix ! Habitué à utiliser des TX à 3, ou 6 canaux en majorité,

de prix très élevés, et détournés de leur fonction première, munis de canaux supplémentaires par l'apport de quartz supplémentaires, les « anciens » ont été stupéfaits de voir apparaître les premiers 23 canaux, entièrement équipés pour quelques centaines de francs, aussi quelle bousculade pour les acheter ! Le matériel étant nombreux et bon marché, les usagers ont suivi la même progression arithmétique. Et le vieux tabou ? On l'a un peu oublié, on s'enhardit en se disant que devenant plus nombreux, le ciel aurait du mal à tomber. Une légende est née : la large tolérance de la CB par les organismes qui ont sa surveillance à charge. On commence à émettre un peu plus tôt, à la fin du film du soir à la « boîte à images », on intervient de temps à autre en plein programme, on prend de plus en plus l'habitude d'émettre plus souvent, en mobile comme en fixe. Les revendeurs ayant ramené dans leurs besaces des amplis couramment appelés « tontons », on commence à muscler sa station, puis à entrer en compétition avec les stations voisines, c'est la mode de la mégalomanie. Les puissances croissent, puis les canaux. Au début, chacun sait que la bande des fréquences est attribuée aux radioamateurs à partir du 28,00 MHz, on évite de s'y manifester.

Les temps modernes

Contrairement à ce Moyen-Age où les cibistes avaient pour coutume d'acheter leur équipement chez une poignée de revendeurs spécialisés dans ce domaine, les temps modernes veulent que n'importe qui vende n'importe quoi. Des revendeurs

inexpérimentés, sinon incompetents, commandent de la CB à l'étranger et vendent de la CB. De la CB qui couvre de 28,00 MHz à 28,305 MHz, et mieux, de 28,500 MHz à 28,940 MHz, sans savoir où commence et où finit la CB, et surtout sur quoi on empiète largement. Faute d'information, n'importe qui emploie n'importe quoi, n'importe comment. D'aucuns pensent que la CB c'est comme le téléphone et s'y lancent. D'autres, adeptes du « réseau » téléphonique y viennent. Les « anciens », au lieu de faire bénéficier les nouveaux de l'expérience acquise lèvent les bras et se réfugient dans des clans de « vieux usagers de la CB » en maugréant.

C'est dans ce contexte, mis à jour par la presse, que nous évoluons depuis un an. C'est après la première explosion démographique de la CB, constatée en 1980, que la solution devient imminente. On évoque le canular des 900 MHz. On trouve une solution de remplacement : la norme hollandaise, on lui ajoute quelques vitamines, jusqu'à 2 W en FM, sur 22 canaux.

Solution ou extension du problème ?

La CB promise c'est la modulation de fréquence sur 22 canaux avec 2 W à l'antenne, de tout type omnidirectionnel. Oui, mais, car il y a un mais de taille ! Que vont faire de leurs 40, ou 80, sinon plus de canaux AM - FM - SSB les 160 000 cibistes ? Et, d'autre part, quel matériel homologué aux normes nouvelles peut-on trouver ? Aucun. Les importateurs ont amené les 22 canaux 0,5 W FM homologués aux Pays-Bas, mais ce ne sont pas encore les 2 W que nous pensons être en droit d'utiliser.

Les cibistes soit, ne se sentent pas concernés par la nouvelle homologation annoncée, soit sont sceptiques quant aux possibilités de la NBFM, mais tous sont d'accord sur un même point de vue : 22 canaux, c'est vraiment trop peu. Vingt-deux canaux, c'est l'intégralité de la bande que l'on nous octroie. Il faut déduire au moins un canal pour les urgences (canal 9), un canal pour les appels (canal 11), les 13-14 et 16 sont inutilisables à cause des interférences des appels sélectifs des hôpitaux et la Croix-Rouge, le canal 19 est réservé aux routiers. Que reste-t-il ? En étant optimiste, 16 canaux au maximum pour 160 000 cibistes à ce jour.

La CB du futur

On estime à 2 millions de cibistes l'effectif atteint dans une paire d'années, après la libération. Quel est le profil du futur cibiste ? Il sera moins passionné pour le contact que l'« ancien » ou le moyen-âgeux de notre petite histoire. En station mobile, vu la durée des QSO, c'est le côté utilitaire qui prédomine. Etant surpeuplés sur une quinzaine de canaux, les contacts seront réduits au minimum. Le côté chaleureux, le goût de la palabre, seront peu à peu remplacés par un usage strictement utilitaire. La CB, revue et corrigée, aseptisée, perdra de sa saveur au profit du « visu » qui permettra de prolonger le QSO. Mais il ne faut pas dramatiser, nous avons encore du bon temps devant nous, et peut-être d'ici quelques années, la coutume faisant loi, pourrons-nous moduler sur davantage de canaux.

Où en sommes-nous avec nos clubs ?

Samedi 31 novembre et dimanche 1^{er} décembre 1980, à Bordeaux, s'est tenue une importante réunion, en fait, les Etats Généraux de la CB, en vue de la création d'une Section Française de la Fédération Européenne de la Citizen Band. La Fédération Française de la Citizen Band, dont le premier président a déclaré : « La Fédération va rassembler des centaines de milliers de nouveaux cibistes qui vont venir rejoindre les rangs des mécontents. Elle va cristalliser ce mécontentement latent. Nous allons ouvrir les bras aux nouveaux cibistes, et essayer d'éviter qu'il se crée deux générations, des nouveaux et les anciens, séparés par le matériel. Nous ne voulons plus apparaître comme des pirates et hors la loi, mais être crédibles face aux Pouvoirs Publics. »

C'est un bon début, souhaitons à la CB une bonne année !

ECOLOGIE CB

Toute fabrication ou transformation de matière ou d'énergie engendre des problèmes divers, de sécurité, de nuisance... etc. Nous avons résolu le premier, en accordant notre antenne au mieux. Cependant, un voisin constate toujours des interférences sur son téléviseur. D'où provient ce QRM Est-il acheminé par le secteur du téléviseur concerné (ou consterné !) ? Il n'y a pas dans ce domaine, de solution miracle. Procédons par étapes donc, et éliminons au fur et à mesure les risques de brouillage.

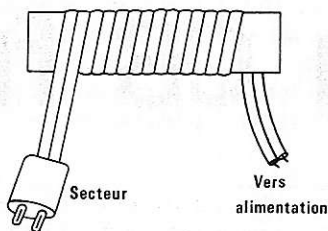


Figure 1 : Filtre scindé en spires jointives sur barreau ferrite \varnothing 10 mm - L 200 mm.

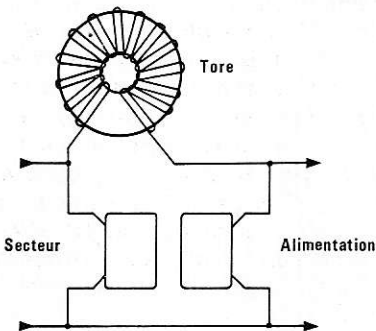
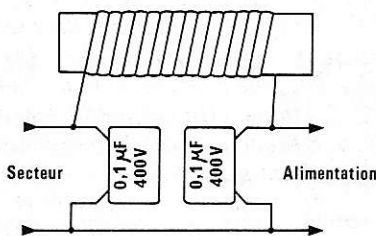


Figure 2 : Filtre, fil émaillé 10 à 12/10^e en spires jointives sur barreau \varnothing 10 mm - L 200 mm en ferrite ou sur tore 35 à 50 mm.

Bloquage de la haute fréquence dispersée par le secteur. Il y a plusieurs solutions, qui peuvent d'ailleurs être employées conjointement. La plus simple consiste en une self constituée par le câble scindex d'alimentation bobiné à spires jointives sur un barreau de ferrite (figure 1), le tout offrant un bon coefficient de surtension. Autre possibilité, un filtre en Pi constitué d'une self sur barreau ferrite, ou mieux, un tore de ferrite de 35 à 50 mm de diamètre, et de deux condensateurs de 0,022 à 0,1 μ F (figure 2). Il est bon aussi d'intercaler entre la sortie de l'alimentation et le TX une self d'arrêt sur un petit tore de ferrite (20 mm) ou une perle genre VK 200, très courante en découplage VHF.

Problèmes d'adaptation à l'antenne

L'usage de TX à large bande (80 ou 120 canaux) occasionne quelques déboires au niveau de l'antenne, pour son accord d'où un T.O.S. inévitable, qui se convertit en énergie rayonnée ailleurs que dans l'élément qui doit la diffuser. Une boîte d'accord devient nécessaire, la sécurité du transistor final en dépend. La boîte d'accord n'est pas onéreuse et ne nécessite pas de mise au point. Le montage le plus courant est la cellule en Pi, communément appelé filtre Collins. Le schéma est explicite (voir photo et figure 3).

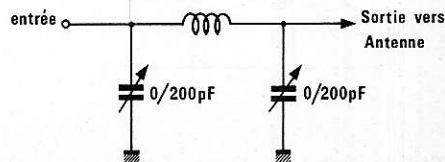
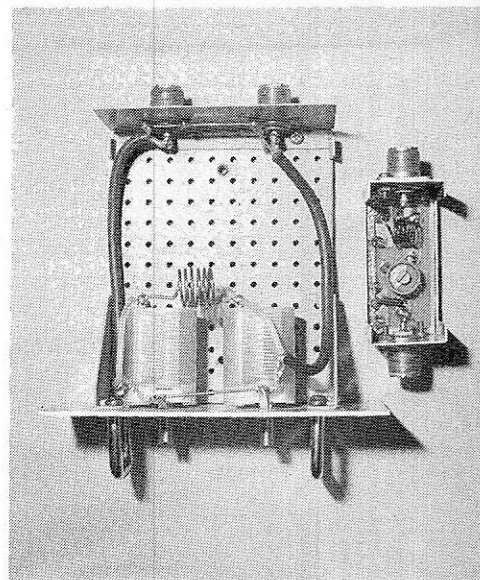


Figure 3 : 5 spires, fil 15 à 20/10^e, \varnothing 20 mm sur air espacées de 2 mm.

Le filtre doit être réalisé dans un boîtier métallique avec des liaisons très courtes, sinon, employer du câble coaxial. Le réglage est très simple. Il faut intercaler la boîte d'accord entre le TOS-mètre et l'antenne, puis agir sur les deux condensateurs variables jusqu'à obtention du minimum de TOS.

Intermodulation en réception

Certains TX sont affligés de la réception de stations radiophoniques étrangères qui se mélangent au signal à recevoir. Il y a deux remèdes : le circuit bouchon et le filtre à bande étroite. Qu'est-ce qu'un circuit bouchon ? En simplifiant à l'extrême : c'est un court-circuit pour toutes les fréquences différentes de son accord (ou d'un harmonique) et une résistance infinie pour la fréquence d'accord (voir **figure 4**).

Son réglage s'effectue comme précédemment pour la boîte d'accord.

Le filtre à bande étroite (**figure 5**) est recommandé pour des appareils comme le Sommerkamp TS 340 DX qui reçoit Radio-Moscou à S9 + 30 et interdit tout trafic. Réalisation simple, à blinder soigneusement.

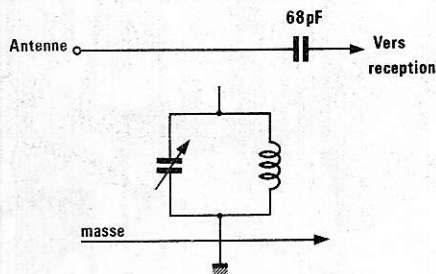


Figure 4 : 8 spires, fil 6/10° mandrin 8 mm.

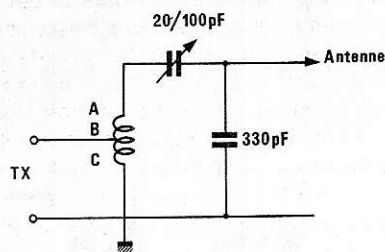


Figure 5 : A - C = 6 spires, fil 12/10° en l'air, Ø 12 mm, écartement entre spires 1mm. Prise B à 2 spires de la masse.

Réglage : insérer le filtre entre le TOS-mètre et l'antenne et régler le condensateur variable jusqu'à obtention du TOS minimal au centre de la bande de fréquence employée.

Il est à noter que ce filtre retirant à la réception des harmoniques indésirables, il l'améliore considérablement.

Filtres destinés aux téléviseurs

Le plus simple consiste à bobiner à spires jointives du câble coaxial 75 Ω autour d'un barreau de ferrite comme le filtre secteur, et l'intercaler entre le téléviseur et son antenne. C'est le plus simple à réaliser. Une autre solution consiste en une trappe qui bloque le signal indésirable (voir **figure 6**). Cette trappe n'est qu'un morceau de câble coaxial en parallèle avec la descente de l'antenne de télévision.

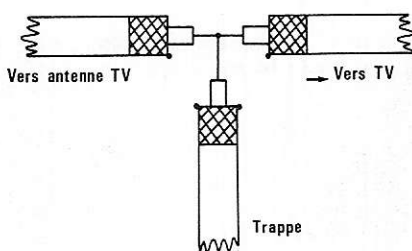


Figure 6 : Longueur de la trappe : 1/4 onde x K
K = coefficient de réduction à demander au vendeur ou constructeur du câble coaxial utilisé.

Bonne chance dans votre lutte contre la pollution !

B.B.

CIRCUITS IMPRIMÉS

PROTOTYPES

Petites,
moyennes
et

grandes séries

Simple face
Double face

Trous métallisés

Délais courts
Devis par téléphone

CONSULTEZ-NOUS!

S.M.C.I.

18, rue des Frères-Lumière
93330 Neuilly-sur-Marne
Tél. : 300.07.39

RADIO PLANS FAIT PEAU NEUVE

Le sous-titre que vous pouvez remarquer sur la couverture de ce numéro (**ELECTRONIQUE LOISIRS**) laisse présager du changement dans peu de temps.

En effet, à partir du numéro 401 d'avril (parution le 25 mars), c'est un journal entièrement transformé que vous pourrez lire.

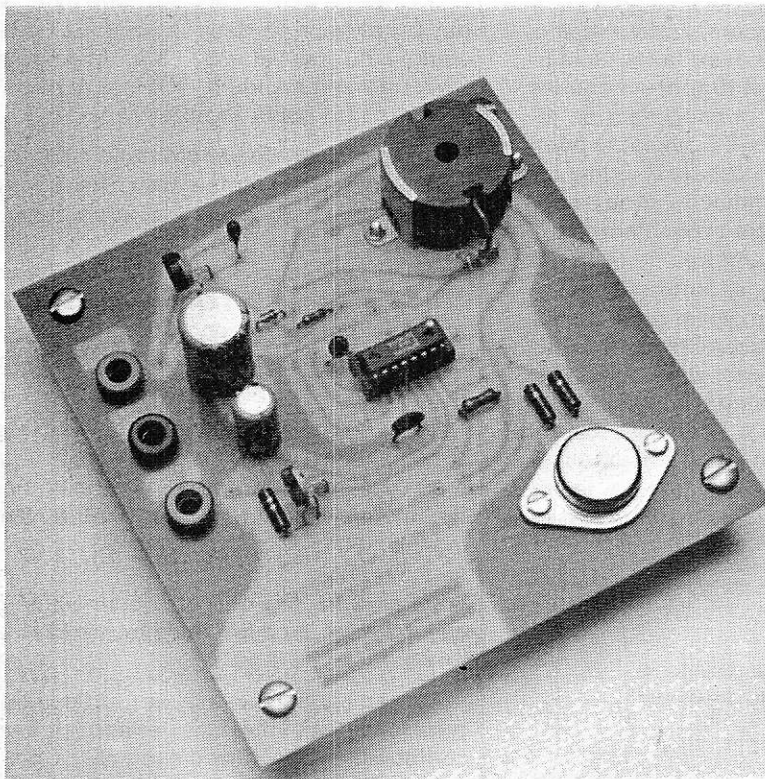
Nous sommes certains que vous serez agréablement surpris par les améliorations... et les surprises que nous vous réservons.

Parallèlement aux circuits régulateurs « statiques » si largement diffusés, sont apparus des produits permettant la réalisation d'alimentations à découpage simple et efficaces avec une poignée de composants. Le circuit universel μA 78 S 40 créé par Fairchild

propose une élégante solution aux nouveaux besoins d'économie d'énergie. Véritable processeur analogique, il intègre tous les éléments nécessaires pour réaliser un élévateur de potentiel, un inverseur et, bien sûr, un abaisseur.

Pratique des régulateurs à découpage:

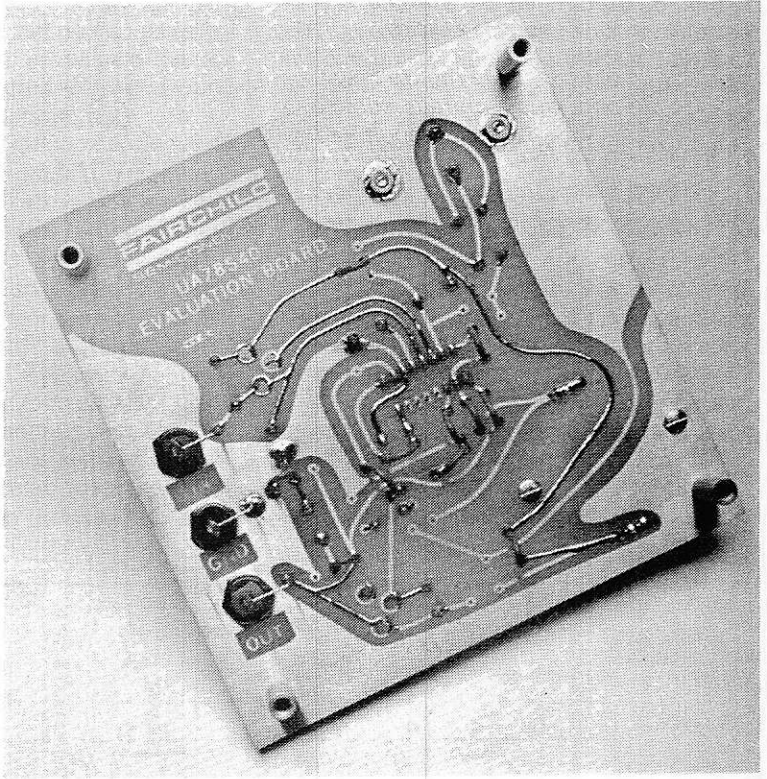
• Le μA 78 S 40 FAIRCHILD



Chaque application sera effectuée avec un rendement énergétique élevé et une excellente stabilité de la tension de sortie, mais restera toujours accessible au néophyte.

Maupassant disait : « On n'a peur que de ce que l'on ne connaît pas ». Bien conscient du problème, le constructeur a développé un kit d'évaluation que nous avons construit et commenté pour vous.

C'est une carte universelle qui permet, en déplaçant quelques straps, de réaliser les trois versions de ce convertisseur.



1) ELEMENTS THEORIQUES

A) Comparaison des régulateurs « statiques » et « à découpage »

Sur la **figure 1**, nous avons schématisé un régulateur traditionnel du genre μA 723 (ou μA 7805). L'asservissement est réalisé à partir d'une référence de tension (un étalon si vous préférez). L'amplificateur d'erreur compare en permanence une fraction de la tension de sortie à cet étalon. Il pilote ensuite le transistor ballast pour obtenir l'égalité permanente des potentiels sur ses entrées directes (+) et inverseuse (-).

Sur la **figure 2**, on retrouve ces éléments de mesure comparative, mais la décision agissant sur les composants de puissance n'appartient plus au SEUL amplificateur d'erreur. Une logique ET nécessite la présence d'un état « 1 » en sortie d'oscillateur pour autoriser le pilotage des éléments de puissance.

Les éléments de puissance sont des transistors associés à une bobine et une diode. Leur mode d'association dépendra de celui d'utilisation, mais ils travailleront toujours en commutation, avec une fréquence élevée (en pratique de 15 à 30 kHz, mais autour de 10 kHz pour notre circuit d'initiation).

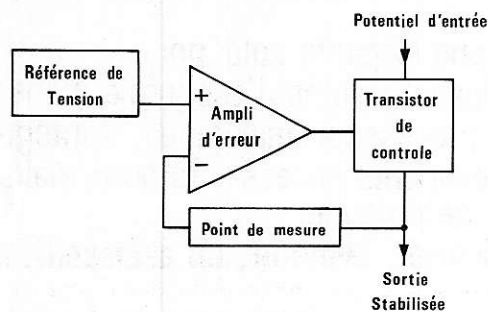


Figure 1

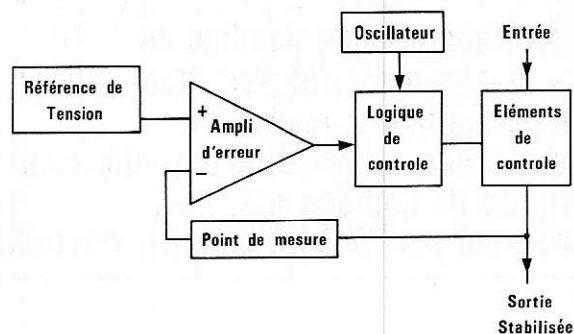


Figure 2

L'économie d'énergie est basée sur le fait qu'une alimentation à découpage prélève sur l'entrée ce qui est NECESSAIRE et SUFFISANT pour la charge de sortie. La régulation est obtenue par une commande des éléments de contrôle réalisée en FREQUENCE VARIABLE. Tous les paramètres de fonctionnement sont analysés en même temps, c'est donc un asservissement plus complexe que celui du régulateur « statique ».

B) LE CIRCUIT INTEGRE UNIVERSEL $\mu A 78 S 40$

Nous le présentons en figure 3. Pour une meilleure clarté du dessin, nous n'avons pas respecté l'ordre numérique des broches du boîtier dual-in-line. Les éléments REACTIFS qui lui sont associés n'y sont pas dessinés, mais sachez qu'un condensateur et une bobine parfaits pourront STOCKER de l'énergie temporairement et la restituer SANS PERTE DE PUISSANCE.

Le circuit intégré reçoit la tension d'entrée (de 2,5 V à 40 V) entre les pins 13 et 11.

L'oscillateur reçoit une capacité en pin 12, qui programme la fréquence initiale de découpage. Il se trouve inhibé par la protection en courant accessible en pin 14 en cas de débit excessif en sortie. L'amplificateur d'erreur est en fait un comparateur rapide, puisque sa sortie doit avoir la forme logique 0 ou 1. Les pins 9 et 10 sont ses entrées + et -. Comparateur et oscillateur se retrouvent sur une porte ET qui est le point de décision finale. La bascule R-S mémorise cet accord de commande, et se trouve remise à zéro à chaque cycle d'horloge.

L'analyse des paramètres tension de sortie correcte, horloge, autorisée par un courant de sortie normal, est donc reconduite toutes les 50 μ secondes (dans le cas d'un découpage à 20 kHz). Si la tension est trop forte, le comparateur bloque la commande des éléments de contrôle, ce qui conduit à un abaissement de tension sur le condensateur de sortie (chargé par le circuit d'utilisation) et tout rentre dans l'ordre.

L'oscillateur est du type contrôlé par courant, et délivre donc une fréquence variable suivant la charge. Le rapport cyclique (temps ON/temps OFF) est fixé de manière interne à 6/1, mais peut être modifié par l'analyseur de débit interne. Selon le courant du transistor de commutation, le temps de commande (t_{ON}) fixé par l'oscillateur sera limité au strict nécessaire.

Le transistor de commutation est en configuration Darlington avec connexions sorties en pins 3, 15, 16. Il supporte un courant de pointe de 1,5 A et une tension de 40 V. Les temps de commutation de ce composant sont de l'ordre de 300 à 500 nanosecondes. Toutes ces caractéristiques s'appliquent également à la diode de puissance accessible en 1 et 2.

La tension de référence de 1,3 V environ est compensée en température, et capable d'un débit maximum de 10 mA (pin 8). Enfin, un amplificateur opérationnel pouvant fournir 150 mA ou absorber 35 mA est également disponible (pins 4 à 7). Son alimentation propre doit être connectée le cas échéant, ce qui minimise le débit au repos du $\mu A 78 S 40$.

Cet amplificateur est un raffinement principalement utile dans des applications sophistiquées ; à titre d'exemple, il peut constituer l'ampli d'erreur d'un régulateur « statique » qui suivrait la partie « découpage ».

Voici enfin quelques précisions chiffrées :

- tension de sortie ajustable entre 1,3 V et 40 V (entrée 2,5 à 40 V) ;
- faible courant de repos du boîtier : 2 mA typiquement (+ 0,5 mA pour l'ampli) ;
- 80 dB de régulation amont et aval ;
- forte dissipation du boîtier plastique (1,5 W maximum admissible).

C) LE PRINCIPE DE L'ELEVATION DE TENSION

C'est notre première étude, assez spectaculaire en pratique, et dont nous donnons une image simplifiée en figure 4.

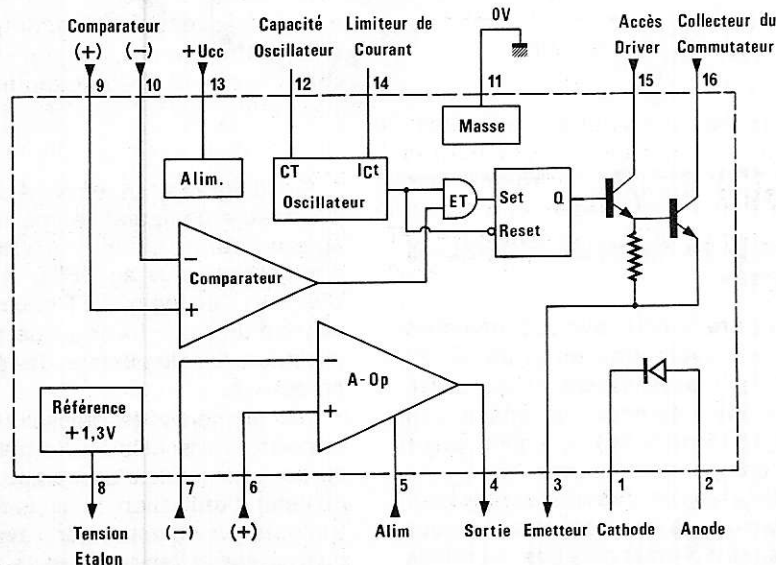


Figure 3

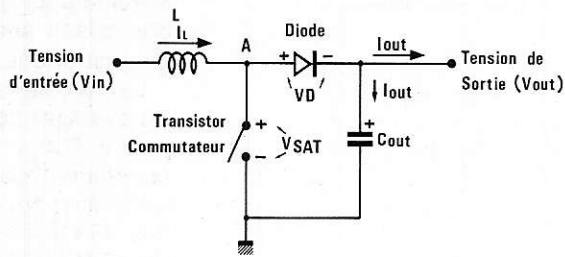


Figure 4

Pour l'analyse, supposons que le transistor commutateur vient tout juste d'être fermé :

$$I_L = 0$$

Le commutateur étant fermé, la tension au point A (par rapport à la masse), qui est aussi la tension aux bornes du commutateur, est :

$V_A = V_{SAT}$ = tension de déchet du transistor.

Dans cette configuration, laissons démarrer le système : la tension aux bornes de l'inductance L est $V_{IN} - V_{SAT}$, et la diode D est bloquée, ce qui empêche toute mise à la masse de la tension de sortie. Alors le courant dans l'inductance croît selon une loi linéaire :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L}$$

Ce courant continue à augmenter de la sorte jusqu'à saturation de l'inductance, tant que le commutateur est fermé. Ce taux restera constant si la tension d'entrée reste constante durant la conduction du commutateur, et le courant dans l'inductance à un instant (t) donné sera :

$$I_L = \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \right) t$$

Le courant de pointe dans la bobine dépendant du temps de conduction (t_{ON}) du commutateur, correspond à :

$$I_{\text{crête}} = \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \right) t_{ON}$$

À l'ouverture du commutateur, l'inductance génère une tension qui vient polariser la diode en direct, fournissant un chemin au courant de cette inductance. Alors on trouve au point A :

$$V_A = V_{OUT} + V_D$$

(Avec V_D - tension directe de déchet de la diode).

Alors le courant dans la bobine commence à décroître selon la loi :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = - \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{L}$$

Pendant le temps où le commutateur est ouvert, le courant de décharge de la bobine qui parcourt également D est donné par :

$$I_L = I_{\text{crête}} - \left(\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{L} \right) t$$

Supposons que le courant à travers l'inductance atteigne zéro après le temps de blocage (t_{OFF}), on aura :

$$I_{\text{crête}} = \left(\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{L} \right) t_{OFF}$$

Et finalement, la relation capitale entre t_{ON} et t_{OFF} , permettant de quantifier le comportement du découpage :

$$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{IN} - V_{SAT}}$$

Les réglages de durées contrôlent le courant MOYEN dans la diode pour qu'il soit égal au courant consommé par la charge. Parce que la diode n'est parcourue par un courant QUE pendant la durée OFF, le courant de sortie MAXIMUM UTILISABLE est :

$$I_{\text{out}} (\text{max}) = \frac{I_{\text{crête}}}{2} \times \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}$$

Et le courant MOYEN d'entrée est :

$$I_{IN} (\text{moyen}) = \frac{I_{\text{crête}}}{2}$$

La tension résiduelle d'ondulation sur la sortie est liée aux paramètres I crête, I consommé, T_{OFF} , et C_{OUT} par l'expression :

$$U_{\text{résiduelle}} (\text{crête}) = \frac{(I_{\text{crête}} - I_{\text{out}})^2}{2 I_{\text{crête}}} \times \frac{t_{OFF}}{C_{OUT}}$$

Pour terminer, sachez que le RENDEMENT est aussi une fonction de V_{IN} , V_{OUT} , V_{SAT} et V_D , et qu'il tend vers 100 % lorsque les tensions de déchet V_{SAT} et V_D sont très petites comparées aux grandeurs V_{IN} et V_{OUT} .

On emploie en fait la simple expression :

$$\text{Rendement global} = \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{IN}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}$$

$$\text{Rendement} (\%) = \frac{P_{\text{SORTIE}}}{P_{\text{ENTREE}}}$$

2) LE SCHEMA DE PRINCIPE DE LA MAQUETTE D'EVALUATION

Les valeurs utilisées sont généralement peu critiques, sinon elles sont ajustables. Il ne faut que 11 composants périphériques pour obtenir le résultat. Lorsque Fairchild a étudié la maquette, trois idées directrices ont conduit à ces choix :

- Les composants devaient être compatibles avec les trois utilisations possibles du $\mu A 78 S 40$.
- La réalisation de la self sur pot ferrite devait rester simple.
- Les fréquences de fonctionnement devaient être basses, ce qui permet un contrôle auditif du fonctionnement de la maquette.

L'élevateur que nous allons réaliser se propose de fournir 25 V sous 100 mA (maximum), à partir d'une tension d'entrée de 10 V (ne dépassant jamais 25 V). Il est bien entendu que la linéarité sera assurée dans toute ces gammes de courants et tensions.

L'auteur a pu mesurer une stabilité de 1 % et entre 8,5 V et 25 V d'entrée, ce qui montre la bonne volonté du système, dont tous les composants sont courants.

Etudions rapidement le schéma de la figure 5. Le condensateur de tête C1 est un chimique qui absorbe les pics du découpage pouvant retourner vers l'amont. Il ne nous a pas paru utile de le doubler d'un petit mylar de 10 nF, tout cela marche bien.

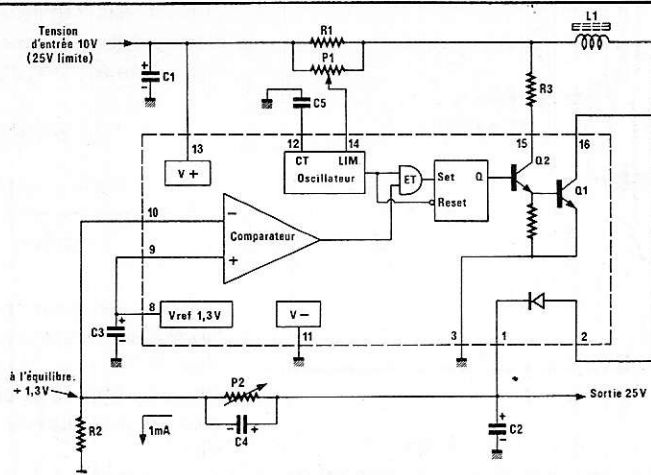


Figure 5

Le condensateur C5 de 10 nF fixe la durée t_{OFF} de l'oscillateur. Cette durée diminue avec la capacité de C5, et ici, nous avons une fréquence de découpage en charge de l'ordre de 10 kHz. R1 et P1 constituent la protection de court-circuit, mais aussi, c'est capital, la détection en courant qui contrôle le ton de l'oscillateur, voire son blocage en condition d'alarme.

La tension aux bornes de cet assemblage doit atteindre 330 mV typiquement pour débrayer la puissance.

On aura donc à l'esprit la notion de contrôle du courant d'utilisation par le potentiomètre P1, qui ne gère pas uniquement le seuil du courant de crête, comme dans un régulateur « statique ». C'est un point important lors des manipulations.

La valeur de l'inductance L1 déterminée à 300 μ H environ par les calculs évoqués plus haut, nous assure d'une réalisation facile, ce qui sera décrit plus loin. La résistance R3 est calculée pour fournir un courant de base suffisant au transistor commutateur Q1, et permet d'éviter un gaspillage d'énergie à ce niveau.

Le pont de mesures qui échantillonne la tension de sortie pour attaquer le comparateur interne (amplificateur d'erreur) se calcule exactement comme sur un régulateur « statique ».

On choisit un courant de pont. Ici, c'est 1 mA, (mais le fonctionnement est assuré à partir de 100 μ A) ce qui implique pour R2 une valeur de 1,3 k Ω , que l'on peut mettre sous la forme normalisée de 1,2 k Ω . Ceci du fait de P2, qui, chutant pour -1,3 V sous 1 mA ressemble à 24 k Ω . En fait, un potentiomètre de 47 k Ω ajustable permet tous les rattrapages nécessaires, et également une variation possible de la tension de sortie autour de 25 V.

Le condensateur de 1 μ F placé sur ce potentiomètre vise à diminuer le bruit H.F. résiduel de sortie, c'est C4. Dans le même but, C3 de 10 μ F filtre la référence, et C2 de 470 μ F est le chimique de sortie qui procure une basse impédance dynamique et un filtrage efficace.

3) LA REALISATION PRATIQUE

A) LE CIRCUIT IMPRIME

C'est le tracé de la figure 6 que nous vous conseillons de découper, ou mieux, de photocopier, pour l'appliquer sur la face cuivrée de la carte époxy. Insistons ici

sur le problème que poserait l'usage de bakélite pour une maquette qui comporte des straps amovibles adaptés aux trois configurations.

Le perçage s'effectuera en 1 mm, sauf les passages des vis de fixation en 3,5 mm pour le TO3, et 4,5 mm pour les pieds que constituent les entretoises. On devra ensuite relier au stylo spécial les trous obtenus, MAIS EN CONSERVANT L'ALLURE DU TRACE ORIGINAL. Ceci permet de garantir un fonctionnement sans souci au débutant, il est en effet dangereux dans ce circuit de prendre des libertés de dessin, surtout interdit de former des boucles de masse.

Il faut également faire des liaisons fines, NON EMPATEES, ce qui aurait pour effet de générer des perturbations radioélectriques, et surtout des bruits électromagnétiques à l'intérieur et autour du montage.

On procédera au montage des éléments, après avoir placé 3 douilles bananes de couleur dans leurs trous de 8 mm. Certains composants supplémentaires, comme le Darlington TO3 apparaissent sur la figure 7.

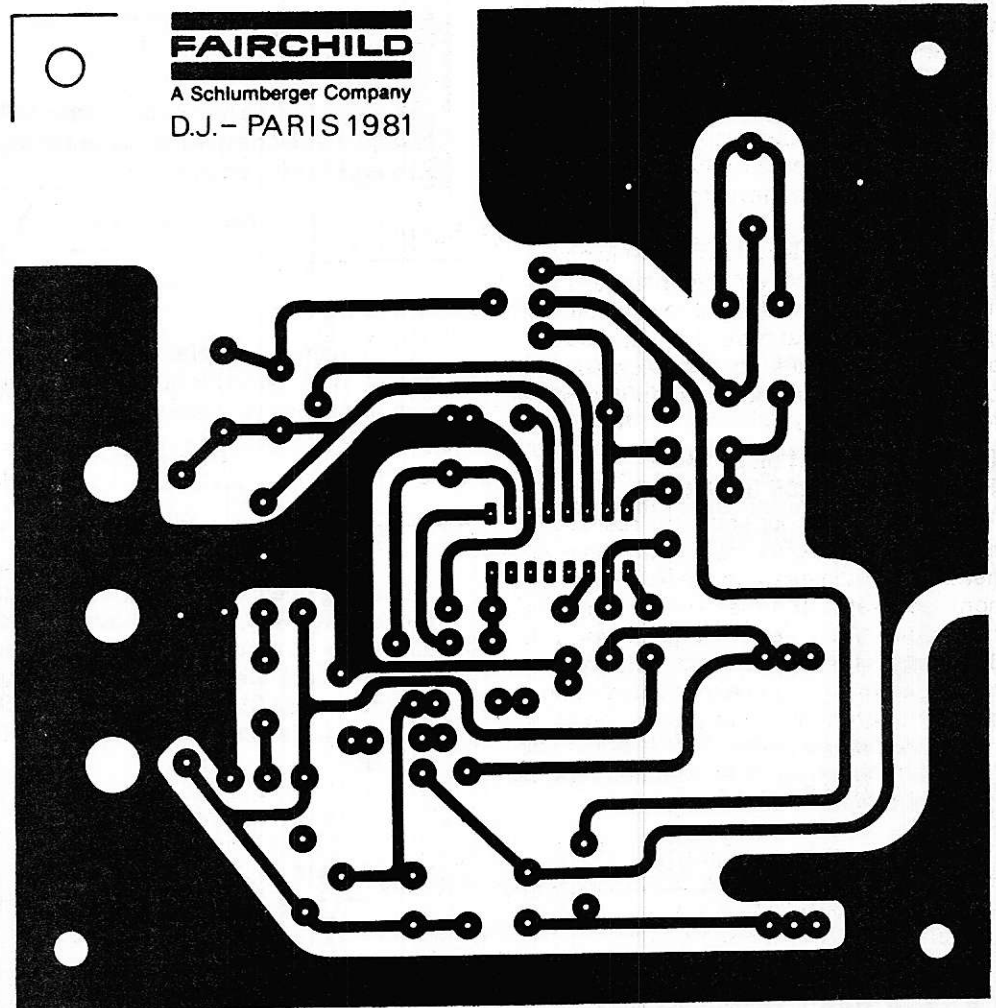


Figure 6

Ce sont des éléments inutiles pour l'élevateur de tension, mais qui seront obligatoires dans les configurations abaisseur et inverseur que nous étudierons. Montez-les maintenant ou seulement au moment opportun, ce n'est pas un problème. Leur liste est fournie à part dans la nomenclature.

Attention à l'orientation correcte des tantales et autres éléments polarisés ou repérés.

B) LA REALISATION DE L'INDUCTANCE L1

Elle nécessite un peu d'attention. Procurez-vous deux mètres de fil souple dont la gaine plastique mesure 12/10^e de mm et l'âme multibrins 7/10^e de mm. Ceci peut paraître compliqué mais il s'agit de fil de câblage courant, et c'est le meilleur format pour le pot ferrite recommandé.

Procurez-vous un pot ferrite constitué de deux demi-pots de diamètre 30 mm. C'est un format international proposé de nombreux fournisseurs tels la RTC, Siemens, Cofelec, etc. Préparez sur la carte imprimée les perçages convenant à votre modèle. Ceci effectué, le reste est bien simple et fort amusant.

En laissant quelques centimètres libres au départ, bobinez environ 1,80 m de fil, en spires jointives, ce qui représente 20 à 25 spires suivant les cas. Le but du jeu est de bien remplir la bobine plastique avec l'inductance ainsi formée. Ne pas hésiter à recommencer si le bobinage occupe trop peu de place à l'intérieur, à l'aide d'un autre fil souple. Il faut respecter à peu de choses près le diamètre du conducteur et le nombre de spires, le reste ne pose pas de problèmes.

Refermez enfin les 2 ferrites sur le noyau équipé correctement. Assemblez les fixations mécaniques du pot avec soin et doigté (la ferrite est assez fragile). Soudez alors les extrémités du bobinage sur les pistes de liaison, et montez définitivement le pot sur la carte.

C) LA PREPARATION DE LA CARTE POUR UNE ELEVATION DE TENSION

Elle consiste à couper dans le reste du fil souple 11 morceaux de 2,5 cm environ, dénudés et étamés à chaque extrémité. Ce sont les straps, et on les soudera sous la carte, côté cuivre, selon le plan de la **figure 8**. Ne pas faire d'erreur dans cette opération et, enfin, procéder à un contrôle complet de conformité de la réalisation avec nos documents.

4) MANIPULATIONS SUR LA CARTE D'EVALUATION

C'est le moment récréatif et didactique. Savourez-le comme il se doit lorsqu'on aborde une nouvelle technique. Avec l'esprit clair et deux bonnes heures devant vous. Sortez aussi tous vos appareils de mesure, c'est le moment.

L'auteur qui s'initiait aussi a utilisé sur cette maquette trois voltmètres-ampères-mètres numériques, deux oscilloscopes

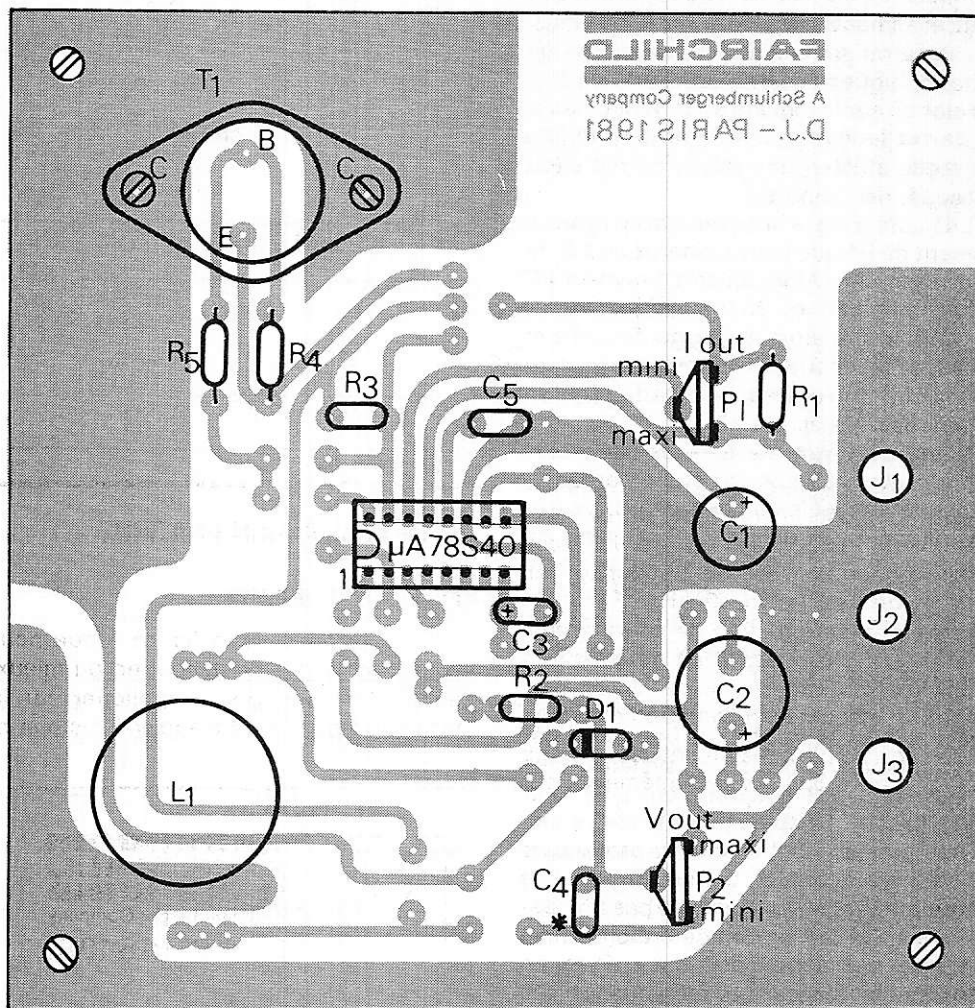


Figure 7

bicourbes, et deux alimentations réglables d'impédances différentes. Il n'en faut pas tant, mais c'est dire que son intérêt était vif.

Tout d'abord, on règle P1 sur lout minimum, et P2 à mi-course. Ensuite on se procure différentes résistances de 3 watts, une

2,2 k Ω , une 1 k Ω , une 470 Ω , une 330 Ω , une 220 Ω . On peut aussi charger l'alimentation avec une ampoule de 24 V ou même plusieurs, le débit total devant se limiter ici à 100 mA environ.

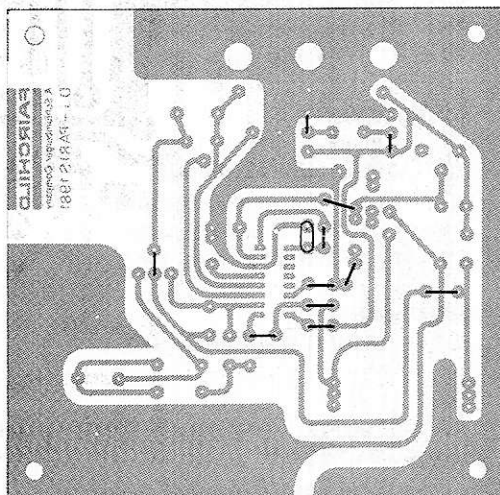
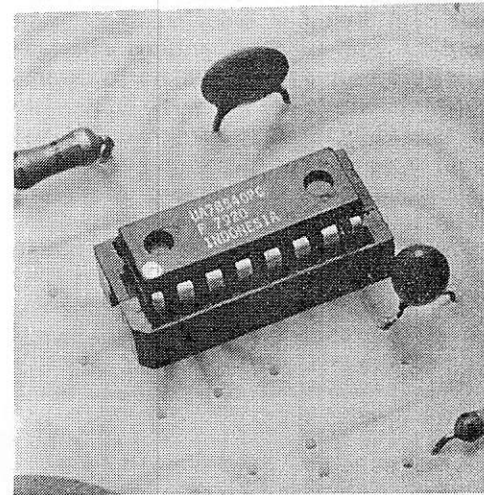


Figure 8



Le régulateur $\mu A 78 S 40$ de Fairchild.

Placez 1 k Ω en sortie, vos appareils partant, et alimentez l'entrée en 10 V continus. Un son étrange venu du pot ferrite, chargé d'harmoniques, se fait entendre. Vous êtes en alarme sur le réglage du potentiomètre, et devrez le tourner pour voir le voltmètre de sortie afficher une valeur correcte (ou presque, peu importe).

La hauteur de la note varie avec le mouvement de P1 que vous mènerez au 2/3 de son maximum. Alors ajustez finement P2 pour obtenir 2/1 ou 25 V suivant vos souhaits. Changez alors la charge de sortie et observez (et écoutez) le comportement du montage. Il suit en fréquence le débit qu'on lui impose, c'était promis.

Notez qu'à vide, le convertisseur surprend : en effet, il détecte une remontée de son potentiel, et le comparateur bloque le commutateur Q1 du μ A 78 S 40. Mais de temps en temps il échantillonne et libère un peu d'énergie, pour voir. Ceci est fort curieux à l'oreille, et montre que le système fait preuve d'une certaine INTELLIGENCE DE COMPORTEMENT.

Relevez les tensions et courants entrée-sortie sur chaque charge pour calculer simplement le rendement du système. Il est apparu sur notre maquette entre 50 % et 60 %, avec une bobine (décrite ci-dessus) que nous avons bobinée sans précaution particulière.

Il apparaît donc qu'un régulateur à découpage est prévu pour fonctionner de préférence sur charge constante, et élevée pour les composants de l'alimentation. En effet, le rendement progresse AVEC LE DEBIT, ce qui conduit le lecteur à optimiser le calcul de son montage.

C'est dans ce but que nous vous proposons dans ce qui suit les formules de design typiques de l'élevateur à μ A 78 S 40. Elles donnent un ordre de grandeur assez précis et sont à la portée d'une calculatrice ordinaire :

Mais le lecteur pourra expérimenter diverses valeurs de bobines et de condensateurs sur cette maquette afin de bien comprendre par la pratique ce que le calcul peut masquer. Ceci n'est conseillé toutefois qu'après de longues observations et mesures sur les valeurs de départ.

Notez enfin que ce système d'étude siffle par son inductance, ce qui est voulu. C'est pour mieux rester accessible à l'expérimentation. Dans la pratique, on le ferait tourner au-dessus des fréquences audibles, vous l'avez deviné, et c'est là que le filtrage par condensateur est le plus simple. Meilleure sera la bobine, moins il y aura de pertes et de bruits, c'est une invitation à la qualité.

Bientôt les autres configurations, et les rendements de 80 % !

D. JACOVOPOULOS

Inconnue	Convertisseur élévateur
I crête	$2 I_{OUT} (\max) \times \left(\frac{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}{V_{IN} - V_{SAT}} \right)$
R1 (globale)	0,330 / I crête
ton/TOFF	$\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{IN} - V_{SAT}}$
L1	$\left(\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{I \text{ crête}} \right) t_{OFF}$
tOFF	$\frac{I \text{ crête} \times L}{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}$
C5 (μ F)	$45 \times 10^{-5} \times t_{OFF} (\mu\text{secondes})$
COUT	$\frac{(I \text{ crête} - I_{OUT})^2 \times t_{OFF}}{2 \times I \text{ crête} \times U \text{ résiduelle}}$
Rendement (%)	$\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{IN}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}$
I _{IN} (moyen) (Pour I _{OUT} maxi)	$\frac{I \text{ crête}}{2}$

Avec les valeurs : V_{DIODE} # 1 V et V_{SAT} # 0,5 V

Nomenclature

Élevateur seul

Résistances

- R1 = 1 Ω - 0,5 W - 5 %
- R2 = 1,2 k Ω - 0,25 W - 5 %
- R3 = 180 Ω - 0,25 W - 5 %
- P1 = 100 Ω ajustable
- P2 = 47 k Ω ajustable

Condensateurs

- C1 = 100 μ F / 40 V chimique
- C2 = 470 μ F / 40 V chimique
- C3 = 10 μ F / 10 V tantale goutte
- C4 = 1 μ F / 35 V tantale goutte
- C5 = 10 nF céramique ou MKM

Circuits intégrés

- IC1 = μ A 78 S 40 (FAIRCHILD)

Divers

- 2 mètres de fil souple \varnothing 7/10^e (gaine plastique \varnothing 12/10^e).
- 3 douilles banane de couleur.
- 1 pot ferrite de \varnothing 30 mm (à faibles pertes si possible).

- 4 vis de \varnothing 4 avec entretoises 20 mm.
- 1 support 16 pins pour IC1.
- Diverses charges pour la sortie (voir texte).

Nomenclature

Pour les versions futures

Résistances

- R4 = 100 Ω - 0,5 W - 5 %
- R5 = 680 Ω - 0,5 W - 5 %

Transistors

- T1 = Darlington PNP 80 V :
 - BDX 88 B
 - BDX 64 A
 - 2 N 6051
 - MJ 2501 etc.

Autres semi-conducteurs

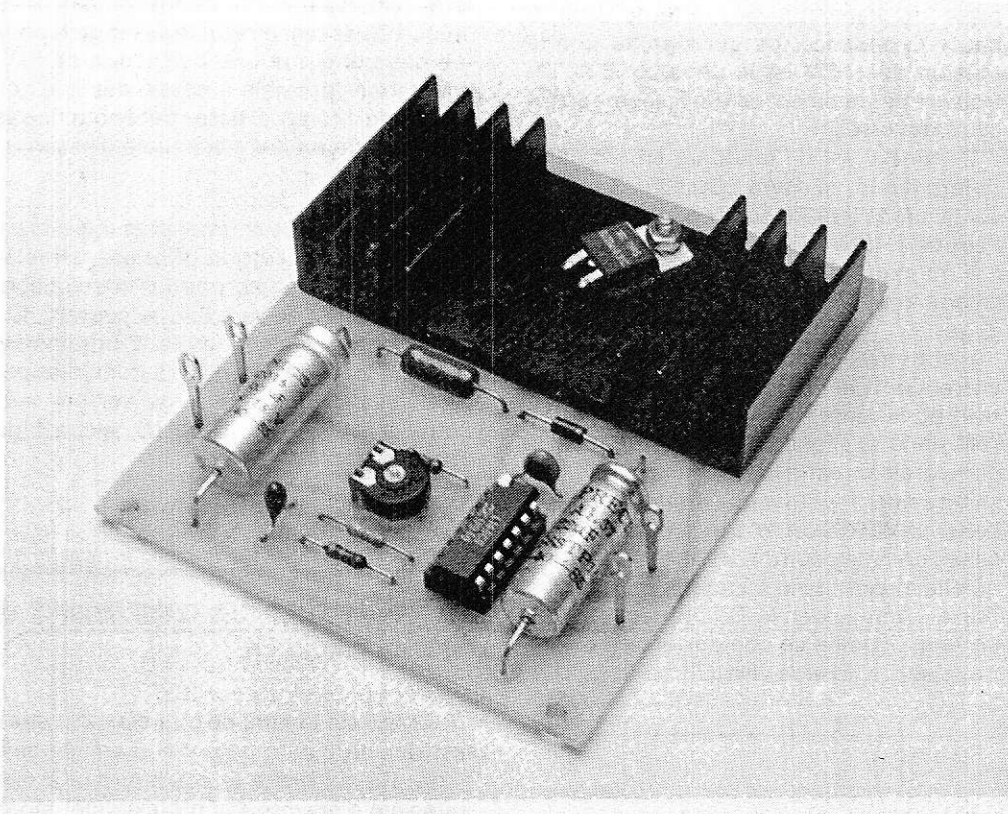
- D1 = 1N 4001

Divers

- Visserie de \varnothing 3 mm pour le Darlington TO 3.

Voici une réalisation simple et performante utilisant le circuit intégré L 146 régulateur de tension à gamme étendue. A l'origine, elle a été étudiée pour alimenter un indicateur de puissance à LED inclus dans un amplificateur Hi-Fi. Mais son domaine d'application s'étend, à tous les cas où il vous sera utile de disposer d'une basse tension stabilisée

extraite d'un potentiel élevé (80 V maximum), et ce sous un format réduit. Parce que le circuit imprimé proposé est adaptable à toute tension comprise entre 8 et 77 V (environ), nous profiterons de l'occasion pour développer simplement le mode de calcul. Ainsi pourrez-vous réaliser à votre tour le régulateur de précision qui vous est nécessaire pour tel ou tel montage de la revue...



Adaptateur basse tension de précision

1) INTRODUCTION SUR LE L 146

C'est un produit récent de SGS-ATES, également inscrit au catalogue SESCO-SEM sous le matricule TDB 1146 DP. Il s'agit de la version haute tension du L 123, le célèbre μ A 723 de FAIRCHILD, et son intérêt majeur est de permettre la simplification d'alimentations transistorisées de performances élevées.

Ainsi rencontrera-t-on le L 146 dans des équipements où aucun circuit intégré n'avait jusqu'alors pris place. D'autre part, il est fréquent de constater l'association de ce régulateur avec un Darlington NPN en un boîtier, car le choix est vaste aujourd'hui pour ces excellents produits. On débouche donc sur une technique avancée, car le L146 est fort complet (c'est presque un circuit « scolaire »), et ceci reste néanmoins à la portée de l'amateur et du débutant.

Enfin, il faut dire quel intérêt présentent L 146 et L 123 à l'heure où l'on rencontre tant de régulateurs intégrés à trois pattes dans les montages :

a) Seuls avec le L 200 (5 pattes), ces circuits Dual in Line permettent une **programmation** du courant limite, et donc protègent les équipements délicats au plus près possible.

b) Seuls les L 146 et L 123 permettent un réglage de vitesse, accessible sur la patte de compensation EXTERIEURE en fréquence, et sont donc potentiellement plus rapides à corriger les bruits de ligne que développent les circuits d'utilisation.

c) Enfin, le L 146 est à l'heure où nous écrivons ces lignes, le SEUL régulateur en circuit intégré qui tolère 80 V en entrée et 77 V en sortie (valeurs maximales), et ce en conservant toutes ses qualités de régulation (0,03 % typiquement).

2) COMMENT ÉTUDIER VOTRE SCHEMA ?

a) Il faut connaître avec précision les exigences de votre montage, lequel sera considéré initialement comme une simple résistance de charge pour l'alimentation stabilisée. Ainsi, il faut dans notre exemple du jour, obtenir 12 V invariables sous 350 mA environ.

Le raisonnement s'opère en supposant le problème résolu, comme il est fréquent en matière de calcul.

b) Il faut connaître la tension maximum à partir de laquelle on extrait ces 12 V. La différence de ces deux valeurs formera le VCE du Darlington ballast. Notre cas débute en 55 V environ, ce qui laisse 43 V théoriques aux bornes du transistor. En fait, lorsque notre vu-mètre consommera au maximum, l'ampli qu'il contrôle sera nécessairement à fond, et la valeur de tension donnée sera bien inférieure.

Il faut donc bien observer que la tension est maximale à vide, et permet de choisir le transistor en tension, en laissant même une marge de sécurité SYSTEMATIQUE (pour 55 V, on choisira un Darlington 80 V ou 100 V, MAIS PAS 60 V).

Au travail, notre alimentation passe un courant important (ici une valeur de pointe de 350 mA). Avec le VCE présent sur le ballast, il existe donc une puissance de POINTE que le radiateur devra évacuer. Dans notre exemple, il y avait 50 V - 12 V = 38 V de VCE. Multipliés par 0,35 A, on trouve 13,3 W.

On en déduit qu'il faut donc un transistor qui tolère 4 FOIS cette puissance, ordre de

grandeur courant avec un radiateur imparfait du point de vue théorique. Ce radiateur devra pouvoir évacuer quand même 10 W, même si la valeur de 13,3 W est une puissance de pointe, non vérifiée en permanence.

c) Enfin, il faut connaître le régulateur L 146 dans ses caractéristiques de base. Ceci n'est utile qu'à ce point du raisonnement, et pourtant nous avons déjà choisi transistor et dissipateur corrects.

Reportez-vous à la figure 1. Le circuit intégré comprend deux entrées différentielles (+) et (-). L'entrée non inverseuse (+) sera toujours attribuée à une référence de tension, point de départ du calcul. Or, cette référence est incluse dans le boîtier et donne environ + 8 V (accessibles en pin 6), variant d'un échantillon à l'autre.

On considère pour l'instant que les entrées de l'amplificateur interne sont à haute impédance, ce qui signifie que la tension de + 8 V issue de la pin 6 se retrouve intégralement en pin 5, même après avoir traversé R1.

Comme il est de coutume en structure différentielle, on devra TOUJOURS retrouver la même tension sur l'entrée (-) que sur l'entrée (+). Le seul écart possible, de l'ordre du millivolt, est la tension dite de décalage (ou d'offset), que nous pouvons négliger.

L'entrée (-) est l'entrée de mesure et de correction, car elle compare son + 8 V extrait de la tension de sortie, au + 8 V de référence appliqué à l'entrée (+). Ainsi la comparaison est-elle permanente et l'asservissement sur la valeur étalon résulte de l'effet INVERSEUR d'une entrée... inverseuse comme celle de la pin 4. Si la valeur qu'elle mesure tend à augmenter elle tendra à commander le Darlington de telle sorte qu'il limite ce comportement erroné de la sortie. Et vice versa.

Ainsi, toute la précision de l'alimentation dépend de la seule stabilité de la tension de référence. Sa valeur précise n'a pas grande importance dans la structure proposée, qui permet un ajustement par potentiomètre.

Ainsi qu'une balance de Roberval, l'ampli différentiel ne s'occupe pas des kilogrammes que portent les deux plateaux, mais du gramme d'écart qui fait... la différence. Dans le circuit décrit, c'est par un pont diviseur de la tension de sortie, ou pont de mesure, que l'on élabore l'égalité au repos des tensions de + 8 V. Ensuite, l'asservissement maintiendra toujours cet équilibre avec la référence, ce qui stabilise effectivement la tension de sortie.

La vitesse de réponse du système peut être optimisée par le condensateur céramique C3 devant être juste assez gros pour ne pas permettre une oscillation de l'alimentation (possible à cause des qualités même du circuit), et assez petit pour ne pas ralentir exagérément la boucle d'asservissement.

La limitation de courant présentée ici est simple (juste par R2) et offre une caractéristique franche : au point d'intervention, la tension tombe vers 0 V, le courant, lui, maintient sa valeur limite programmée. C'est le transistor qui devra donc dissiper la puissance résultante, on veillera toujours à rester dans l'aire de sécurité du modèle choisi.

3) LES VALEURS DES COMPOSANTS DE NOTRE MAQUETTE

C1 qui est le filtre de tête est petit, car il est raccordé à un potentiel d'arrivée déjà filtré. R2 qui limite le court-circuit à une intensité d'environ 416 mA est déterminée simplement. En effet, à ses bornes se trouve la jonction base-émetteur d'un transistor intégré (pin 2 et 3) dont le seuil d'action est d'environ 0,650 V à 25°C. En considérant la valeur pratique de 0,625 V qui est valable à 50° C environ, on fait :

$$R_2 = \frac{0,625}{I_{\max.}} \text{ ou encore } I_{\max.} = \frac{0,625}{R_2}$$

Dans la pratique, on calcule souvent ce qu'il advient avec la résistance que l'on a dans son tiroir. Ici, nous avons 1,5 Ω disponible, soit 0,416 A, et non 1,5625 Ω pour tomber pile à 0,4 A !

Le principe d'évaluation des résistances du pont de mesures est fort simple si l'on a suivi ce qui précède. On sait que la d.d.p. entre le curseur du potentiomètre et la masse est de 8 V. On en déduit que celle

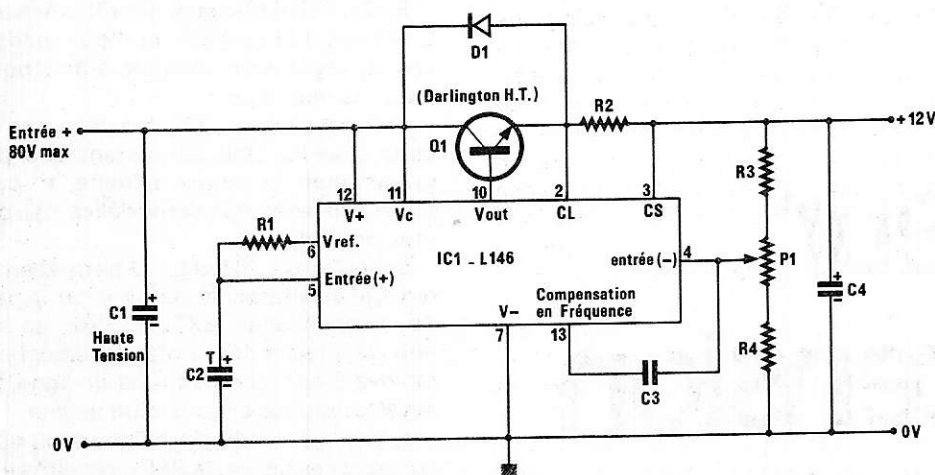


Figure 1

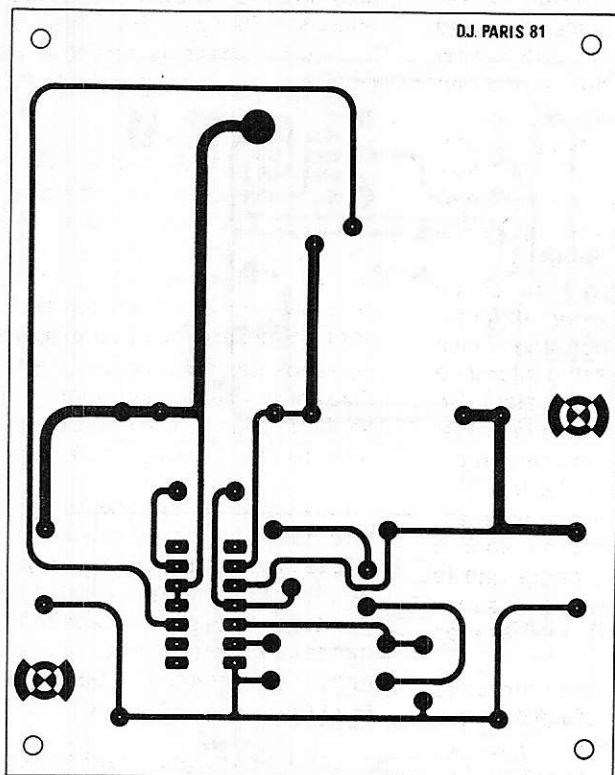


Figure 3

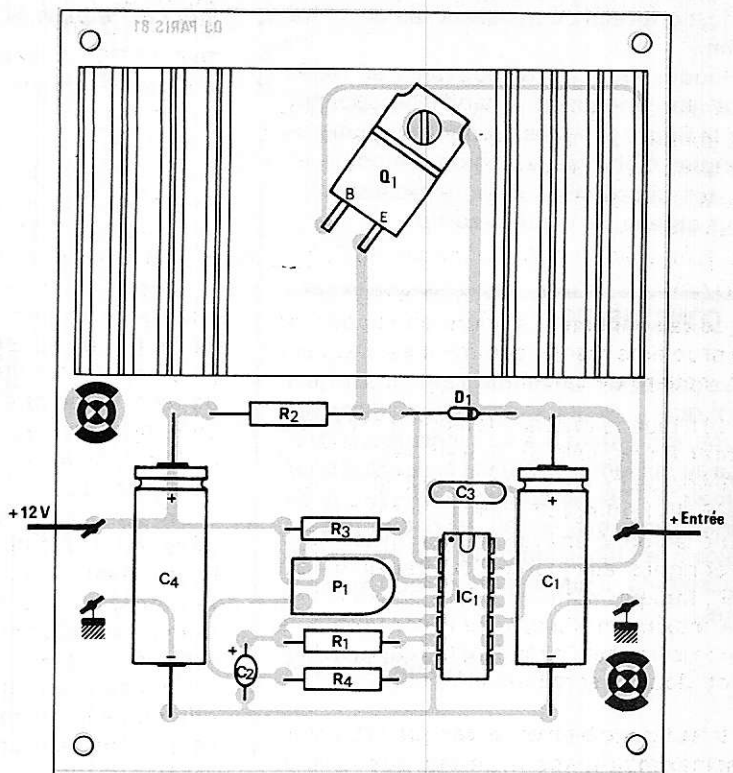


Figure 4

comprise entre ce même curseur et la ligne de sortie (+ 12 V) est : $12 - 8 = 4$ V. Reste une variable à déterminer pour appliquer la loi d'Ohm, c'est le courant qui parcourt ce pont. Afin de pouvoir négliger l'intensité absorbée par l'entrée (-), dans toute la gamme de température, on prendra une valeur MINIMALE de 1 mA.

Dans ce cas, il faut respectivement 8 k Ω et 4 k Ω , ce qui n'est pas standard. Donc, nous allons chercher une intensité de pont un peu plus forte, jamais moins, qui donnera des valeurs courantes. De plus, on prévoit dans la valeur globale celle du potentiomètre P1 qui devra permettre une variation d'au moins $\pm 5\%$ pour rattraper l'ensemble des dispersions.

Après quelques essais sur la calculatrice électronique, nous avons retenu une valeur globale de pont de 8800 Ω . Ceci donne par la loi d'Ohm :

$$I_{\text{pont}} = \frac{12 \text{ V}}{8800 \Omega} = 1,36 \text{ mA}$$

Nous obtenons pour une chute de 8 V : 5 866,66 Ω
et pour une chute de 4 V : 2933,33 Ω .

Et opterons pour les valeurs normalisées suivantes :

$$\begin{aligned} R_4 &= 5,6 \text{ k}\Omega \\ P_1 &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= 2,2 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Enfin, il faut donner à R1 une valeur qui minimise la dérive thermique de l'alimentation, causée alors par la dérive des courants d'entrée de l'ampli différentiel qui montent avec la température. Ceci est réalisé si R1 équivaut à la mise en parallèle des branches haute et basse du pont de mesures, soit :

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{5866,66} + \frac{1}{2933,33}$$

Ce qui donne (hélas) une valeur de 1917 Ω . De guerre lasse, nous opterons pour la plus proche résistance normalisée, soit 1,8 k Ω . Avec une petite capacité au tantale de 1 μ F (C2) nous fausserons de toute façon ce calcul, mais formerons un filtre éliminateur du bruit de la référence fort efficace. Différents essais avec le fer à souder et la bombe givrante ont prouvé nettement le luxe de ce dernier calcul.

Nous avons mesuré une stabilité du 12 V de sortie dans la gamme des tests de 1% ! C'est presque un étalon pour le laboratoire de l'amateur.

Pour la détermination de C3, c'est une affaire d'essais sur chaque maquette. Néanmoins, une valeur de 270 pF semble bien convenir dans le cas d'un montage propre, avec le plan de masse en étoile que

nous avons dessiné. Le chimique de sortie C4 est de 100 μ F, valeur arbitraire, car l'expérience conseille de compter 1 μ F par milliampère de débit, dans le cas d'un chimique de filtrage ordinaire. C'est plutôt pour limiter l'inductance interne de ce chimique que nous avons choisi une faible valeur.

La diode D1 a été placée par habitude, car un Darlington intégré en contient toujours une montée en inverse, dont D1 est bien facultative, mais cette exception confirme bien la règle de l'importance d'une telle diode pour la protection de l'alimentation contre une polarisation inverse accidentelle par C4.

4) LA RÉALISATION DU CIRCUIT

Son tracé est proposé en **figure 2**. Posez sa photocopie sur le côté cuivré d'une plaquette époxy découpée aux dimensions correctes et percez à travers au moyen d'un foret de 1 mm. Frottez énergiquement le cuivre avec un tampon Jex ou équivalent pour obtenir un bel éclat.

Reliez alors les trous au stylo spécial et laissez sécher un quart d'heure. Inspectez le tracé pendant ce temps, puis grattez les fautes avec une pointe acérée. Trempez au perchlorure, puis nettoyez au trichlo-

réthylène. Percez les cinq trous de la visserie, dont celui du transistor, au diamètre 3 mm.

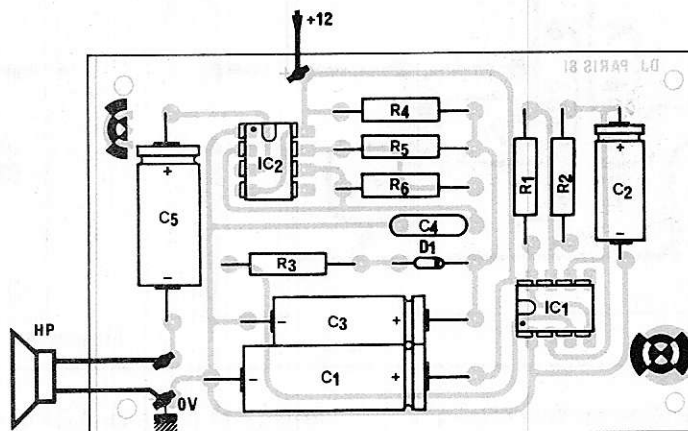
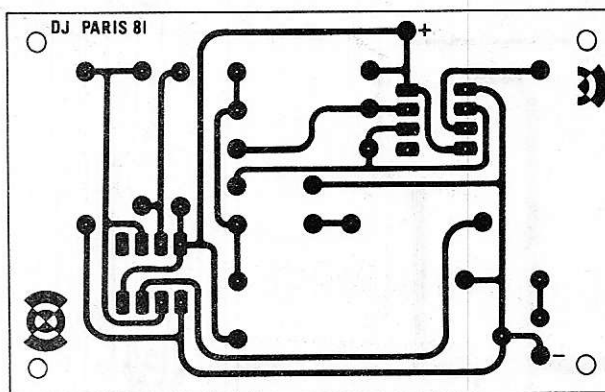
Soudez alors les composants en repérant leur orientation quand elle apparaît sur la **figure 3**. Après un contrôle optique complet, mettez sous tension le module, et ajustez simplement le potentiomètre P1 pour obtenir 12 V sur la sortie.

5) CONCLUSION

La carte est plus simple à construire qu'à expliquer. Néanmoins, vous disposez d'une alimentation à vos mesures et précise au millième, ce qui est assez rare pour l'amateur. C'est encourageant vu le peu de composants mis en jeu, et risque fort de devenir le stabilisateur de vos meilleures réalisations, mais alors le design sera de vous...

D. JACOVOPOULOS

Suite de la page 62



Quand la carte est prête, on monte les composants dans le sens correct à l'aide de la **figure 4**. La qualité des soudures est importante, et plus encore si le système doit être enfermé pour l'utilisation en alarme.

L'auteur vous proposera dans l'avenir d'autres réalisations de bruiteurs, mais rassurez-vous, dans une autre optique...

D. JACOVOPOULOS

4) CONCLUSION

La sirène est en service normal après quelques secondes, nécessaires à une synchronisation correcte de IC2 sur IC1. Ensuite la régularité et le réalisme sont surprenants. Ce système ne doit pas, du point de vue légal équiper une moto ou une automobile en tant qu'avertisseur sonore, bien que son alimentation 12 V en laisse supposer l'utilisation.

Enfin, la mise au point est inexistante et le montage doit fonctionner à la première mise sous tension. Les essais seront faits avec un petit haut-parleur, et on ne s'étonnera pas de trouver IC2 très chaud en service. en l'absence d'ampli extérieur. Ceci est normal et peut, le cas échéant, conduire à un remplacement de ce 555 s'il refuse son travail en puissance (le cas est peu probable et concerne un circuit intégré défectueux).

Pour une poignée de francs, et suivant l'option choisie, on réalise un montage dont les impressions d'écoute vont de l'amusement à l'épouvante, ce qui nous semble économiquement valable.

Nomenclature

Résistances

- R₁ = 1,8 kΩ 0,25 W - 5 %
- R₂ = 1,5 Ω - 3 W - bobinée
- R₃ = 2,2 kΩ - 0,25 W - 5 %
- R₄ = 5,6 kΩ 0,25 W - 5 %
- R₅ = 1 kΩ - Ajustable PIHER

Condensateurs

- C₁ = 22 μF / 63 V (ou plus)
- C₂ = 1 μF / 35 V tantale goutte
- C₃ = 270 pF - céramique
- C₄ = 100 μF / 16 V - chimique.

Transistors

- Q₁ = BDW 93 C (SGS-ATES) ou tout Darlington NPN, supportant 100 V et 50 W (80 V est un minimum).

Circuits intégrés

- IC₁ = L 146 (SGS-ATES) ou son équivalent TDB 1146 DP (SESCOSEM)

Autres semi-conducteurs

- D₁ = 1 N 4002 à 4007

Divers

- Support 14 pattes éventuel.
- 4 cosses-picot.
- Visserie de Ø 3 mm.
- Un radiateur universel pouvant évacuer 10 W au moins. Taille 80 x 40 mm sur notre maquette.
- Un peu de graisse silicone.

Nomenclature

Résistances quelconques (0,5 W maximum)

- R₁ = 1 kΩ
- R₂ = 220 kΩ
- R₃ = 8,2 kΩ
- R₄ = 100 kΩ
- R₅ = 39 kΩ
- R₆ = 39 kΩ

Condensateurs

- C₁ = 220 μF / 16 V chimique
- C₂ = 10 μF / 16 V chimique
- C₃ = 100 μF / 10 V chimique
- C₄ = 10 nF mylar
- C₅ = 100 μF / 16 V chimique

Circuits intégrés

- IC₁ = IC₂ = 555

Autres semi-conducteurs

- D₁ = 1 N 914 ou 1 N 4148

Divers

- Un haut-parleur 8 Ω - 3 W (ou voir texte).

En construisant un mini-chenillard programmable, nous vous proposons d'étudier d'abord

les mémoires RAM, puis d'appliquer vos nouvelles connaissances à un montage attractif.

Comprendre les mémoires RAM

I - GÉNÉRALITÉS PRATIQUES SUR LES MÉMOIRES RAM

RAM signifie Random Acces Memory → Mémoire à Accès Aléatoire. Grâce à ces circuits intégrés RAM, il est possible de mettre des informations logiques (BIT : état 0 ou 1) en mémoire.

1) on appelle MODE ÉCRITURE l'action d'enregistrer des BITS.

2) on appelle MODE LECTURE l'action de lire ces BITS.

— Il existe 2 sortes de RAM.

1) LES RAM DYNAMIQUES : existent uniquement en technologie CMOS et nécessitent 3 tensions d'alimentation : + 5 V, - 5 V, - 12 V.

— L'élément de mémoire est constitué par le condensateur formé de la grille et de la source d'un MOS-FET. Le « 1 » correspond au condensateur chargé et le « 0 » au condensateur déchargé. Malheureusement, ces condensateurs ont une faible valeur (moins de 30 pF) et un courant de fuite non négligeable : si on ne recharge pas ces condensateurs, l'information mémorisée va disparaître. Il faut donc procéder à un rafraîchissement périodique, c'est-à-dire, recharger tous les « 1 » par une lecture de tous ces « 1 ».

2) LES RAM STATIQUES : se rencontrent en technologie TTL dite BIPOLAIRE : la tension d'alimentation est + 5 V, et en technologie CMOS : la tension d'alimentation doit être comprise entre + 3 V et + 15 volts.

— L'élément de mémoire est constitué par une bascule bistable (FLIP-FLOP) et selon le « 0 » ou le « 1 » que l'on veut mémoriser, la sortie de la bascule sera mise à l'état correspondant.

— Vous aurez une idée de la densité des composants constituant une mémoire, sachant qu'il faut 3 transistors par BIT de mémoire. Ainsi, une mémoire de 4 096 BITS devra donc avoir 12 288 transistors uniquement pour l'unité mémoire sur une « puce » de quelques mm² !

IMPORTANT : l'inconvénient majeur des RAM (statiques ou dynamiques) est qu'elles

perdent le programme préalablement mis en mémoire dès que l'alimentation est coupée même brièvement. Pour cette raison on les appelle aussi MEMOIRES VOLATILES.

— Si on remet la RAM sous tension, elle se charge d'un programme ALÉATOIRE. Pour introduire un nouveau programme, il suffira d'écrire « par dessus » l'ancien.

— L'exposé qui suit traite uniquement des mémoires RAM statiques (tension unique 5 V).

II - DESCRIPTION DES FONCTIONS D'UNE RAM STATIQUE

1) BORNE WRITE /READ ou W/R (écriture /lecture).

— si on place un 0 logique sur cette borne, on est en mode écriture (W).

— Si on place un 1 logique sur cette borne, on est en mode lecture (R).

2) Bornes DATA INPUT /OUTPUT (données d'entrée /de sortie)

— Ces bornes peuvent être communes ou séparées.

Un peu de vocabulaire : les données sont des informations électriques (BITS 0 ou 1) que l'on désire écrire ou lire dans la mémoire. Comme dans un livre, les informations sont constituées de MOTS : pour nous un MOT sera donc un ensemble de BITS. On appelle OCTET un mot de 8 bits et demi - OCTET un mot de 4 bits.

— Il est bien évident que pour faire apparaître des données en sortie, il faut d'abord les enregistrer...

— Avant cette opération, il faut préparer le MOT (le PROGRAMME), c'est-à-dire placer sur chaque borne d'entrée de donnée (DATA INPUT) les informations désirées 0 ou 1 soit avec des interrupteurs (voir le montage ci-après où les mots sont de 4 bits : donc 4 interrupteurs), soit électroniquement.

— Quand les informations d'entrée sont prêtes, on peut les enregistrer en appliquant une impulsion 0 logique sur la borne W/R : on aura ainsi écrit un mot sur une ligne.

IMPORTANT : dès la fin de l'impulsion le code écrit (programme) apparaît sur les bornes de sortie : on peut contrôler ainsi le mot que l'on vient d'écrire.

3) BORNES ADDRESS BUS (BORNES D'ADRESSES)

C'est le plus difficile à comprendre paraît-il ! Pourtant, si on compare ces adresses aux lignes d'un cahier la difficulté devrait disparaître. On sait déjà que notre programme à enregistrer est constitué de MOTS. On écrira donc ces MOTS (qui auront tous même longueur) les uns sous les autres. En résumé : **on trouvera un mot par adresse** (il est rappelé qu'une adresse est encore appelée une ligne).

— Ainsi avec une mémoire qui possède **4 bornes** d'adresses on aura $2^4 = 16$ adresses soit 16 mots à écrire.

— Avec une mémoire qui possède **8 bornes** d'adresse, on aura $2^8 = 256$ adresses soit 256 MOTS à écrire à raison d'un MOT par ligne (rappel).

— Par ailleurs, pour passer d'une ligne à une autre, il faut piloter la mémoire par un circuit intégré compteur qui, à chaque impulsion de changement de ligne, avancera d'un PAS.

NOTES : on comprendra que le compteur doit avoir le même nombre de sorties que le nombre de bornes d'adresses de la RAM.

— Suivant la RAM employée, la longueur du MOT à écrire sur une ligne (adresse) peut être de 1 BIT, 2 BITS, 4 BITS, 8 BITS...

— Sur la plupart des RAM les bornes de données d'entrées et de sorties sont distinctes.

— Pour des raisons d'encombrement et d'augmentation de la mémoire on peut trouver des RAM qui ont les bornes de données d'entrées et de sorties communes (bornes I/O) : le procédé d'écriture et de lecture reste inchangé mais on est obligé d'employer un C.I. tristate (par exemple 74 125 ou 74 126) qui isolera les données à introduire des données déjà enregistrées de la RAM.

4) BORNES CHIP ENABLE : CE (BORNES INHIBITION)

— Si on place un 1 logique sur cette borne, les sorties se trouvent alors à haute impédance : High Z, de ce fait la RAM ne peut plus être programmée ni lue (on utilise cette borne pour grouper plusieurs RAM).

— Si on place un 0 logique sur cette borne, la RAM est en ordre de marche : on peut enregistrer ou lire.

III - CARACTÉRISTIQUES DES RAM

Le nombre de BIT qu'une RAM peut garder en mémoire est sa caractéristique essentielle. Voici quelques exemples de circuits intégrés.

1) MÉMOIRE RAM SN 82S11 : 1024 BIT-BIPOLAR RAM (1024 x 1)

1024 BIT : représente la capacité totale de la mémoire.

BIPOLAR : technologie TTL donc tension d'alimentation + 5 volts.

(1024 x 1). 1024 représente le nombre d'adresses (lignes), ce qui correspond à 10 bornes d'adresses ($2^{10} = 1024$).

— 1 représente la longueur du MOT, par conséquent, le nombre d'entrées et de sorties (chaque MOT aura donc 1 BIT).

2) MÉMOIRE RAM SN 2112 : 1024 BIT STATIC MOS RAM (256 X 4)

1024 BIT : capacité totale de la mémoire.

STATIC : nécessite qu'une tension d'alimentation.

MOS : tension d'alimentation comprise entre + 3 et + 15 V (plus la tension est élevée moins la RAM est sensible aux parasites).

256 x 4 : 256 représente le nombre d'adresses (lignes), ce qui correspond à 8 bornes d'adresses car : $2^8 = 256$. On sait que $256 \times 4 = 1024$.

— 4 représente la longueur du MOT, par conséquent, le nombre d'entrées et de sorties, et évidemment le nombre de BITS par MOT.

3) MÉMOIRE RAM SN 74 89 : 64 BITS BIPOLAR RAM (16 X 4) cette RAM est employée dans le montage qui suit.

64 BITS : capacité totale de la mémoire.

BIPOLAR : TTL dont + 5 volts

16 x 4 : 16 représente le nombre d'adresses, ce qui correspond à 4 bornes d'adresses ($2^4 = 16$).

— 4 représente la longueur du mot (donc MOT de la 4 BITS).

NOTE : On emploie souvent les termes 1 kilobit pour 1024 bits ; 2 kilobits pour 2048 bits ; 4 kilobits pour 4096 bits

Mini - chenillard programmable

Voici donc le montage qui vous permettra de vous initier à la programmation des mémoires RAM.

I - GÉNÉRALITÉS

Vous apprécierez dans ce montage :

— la simplicité et le faible coût (5 circuits intégrés) ;

— l'alimentation : bien que la TTL demande une tension de 5 volts, ce montage fonctionne très bien avec une pile 4,5 volts ;

— la RAM SN 7489 N est à collecteur ouvert ce qui simplifie la commande de l'affichage (pas de transistors) ;

— l'effet chenillard ou de cascade est très spectaculaire même avec 4 LED ;

— par ailleurs, ce montage est fixé sur la face avant du coffret ce qui simplifiera les manipulations ultérieures.

II — LE FONCTIONNEMENT

La figure 1 donne le schéma synoptique que nous pouvons donc analyser.

1. Affichage :

4 LED visualisent l'état des sorties de la RAM en mode lecture uniquement.

2. RAM DN 7489 N - 64 BITS (16x4)

Rappel : 16 lignes d'écriture et 4 sorties

donc 4 informations par ligne (mots de 4 bits) RAM à collecteur ouvert.

3. Clavier de programmation :

En réalité, il s'agit de 4 interrupteurs simples permettant de préparer le mot de 4 bits à programmer avant de l'introduire dans la RAM.

4. Compteurs SN 7493 :

(diviseur par 16 qui générera les 16 lignes (adresses) suivant le codage binaire.

5. Horloge manuelle :

Permet l'avance pas à pas du programme lors de la programmation avec le clavier (un pas est une ligne ou une adresse).

6. Horloge 4 Hz :

C'est à ce rythme que seront lus les mots enregistrés sur chaque ligne et ainsi provoquer l'effet chenillard avec les 4 LED.

La figure 2 donne le schéma de principe, il n'y a donc pas d'alimentation 5 V à partir de secteur pour que le montage reste simple. Il suffira d'une pile 4,5 volts de bonne qualité pour alimenter le montage.

L'affichage des états de sortie se fait grâce à 4 LED. Comme ces LED ne supportent qu'une tension de 1,6 V il faut placer en série une résistance de 150 Ω qui limitera le courant dans la diode et chutera la tension nécessaire (1/4 W suffit).

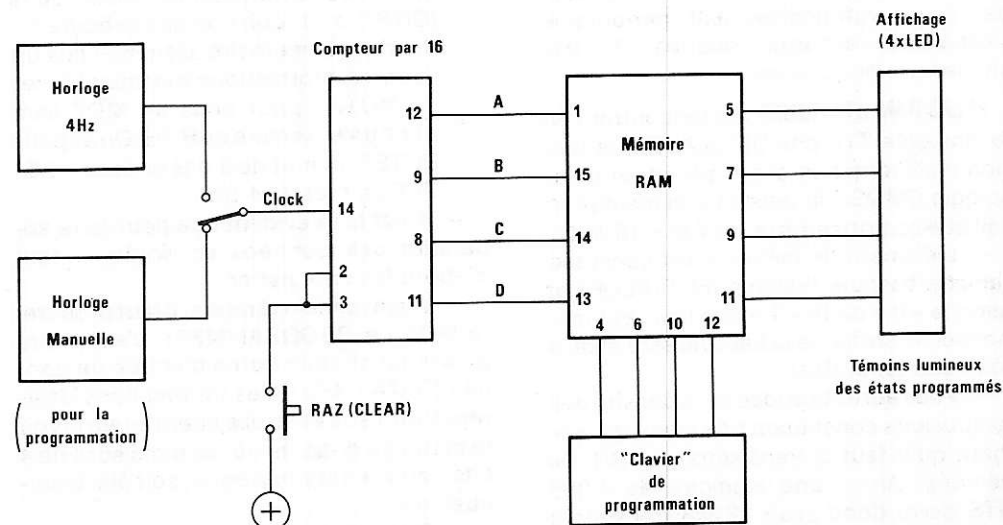


Figure 1

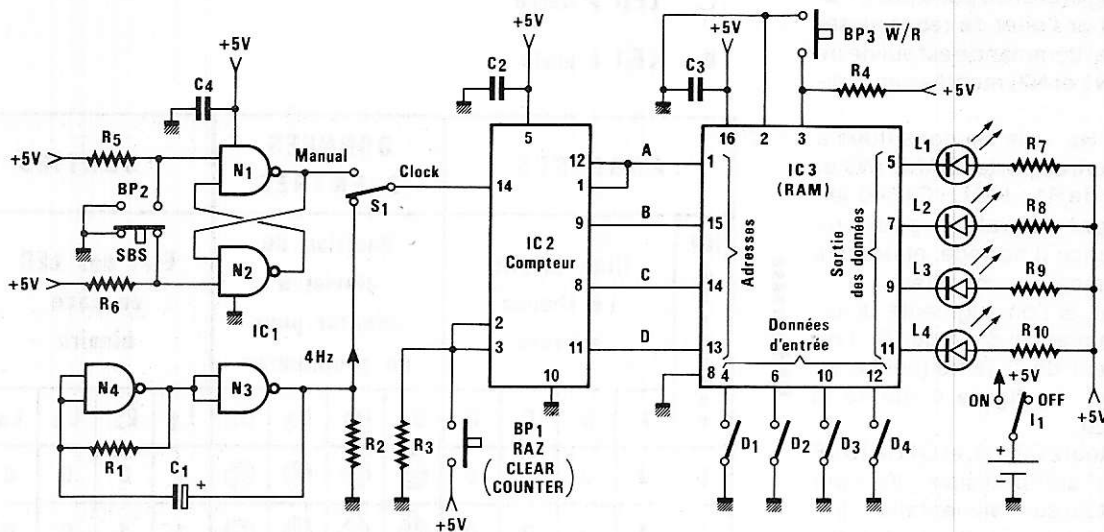


Figure 2 :

La RAM SN 7489 a été choisie parce qu'elle présente différents avantages, ses sorties sur collecteurs ouverts, son faible coût et sa capacité (16x4) qui n'est pas trop grande et permet donc une étude facile de son fonctionnement. La figure 3 donne son brochage. Les 4 sorties de données (bornes 5-7-9-11) feront s'allumer ou non les LED indiquant ainsi leur état 1 ou 0. Les 4

bornes d'adresses (1 - 13 - 14 - 15) seront branchées directement au compteur qui sélectionnera l'adresse (ligne) à laquelle on inscrira le mot. Les 4 bornes d'entrée des données (4 - 6 - 10 - 12) recevront du clavier le mot de 4 bits à mettre en mémoire sur la ligne présélectionnée par le compteur. La borne W/R (Write/Read) (écriture/lecture), borne 3, enregistre le mot

préalablement écrit sur le clavier lorsque l'on appuie dessus et visualise le mot enregistré sur les LED lorsqu'on la relâche. La borne chip-inable (inhibition), borne 2, est mise à la masse pour que la RAM soit en état de marche et donc non inhibée.

Le clavier met un 1 logique sur la donnée d'entrée de la RAM lorsqu'un interrupteur est ouvert et un 0 logique lorsqu'un interrupteur est fermé.

Le compteur : il permet de changer d'adresse (ligne). C'est un SN 7493 N dont le brochage est donné figure 4. Les sorties sont binaires, A, B, C, D (bornes 12, 9, 8, 11). Avec ces 4 sorties on peut avoir 16 configurations possibles, ce qui va vous donner 16 lignes d'écriture dans la RAM.

Note : pour compter jusqu'à 16, il a fallu relier la borne A (12) à la borne input B (1).

L'entrée A (borne 14) va recevoir les signaux d'horloge, celle-ci fait avancer le compteur d'une ligne lorsque l'entrée A est soumise à un front descendant, voir figure 5, soit en manuel, soit avec l'horloge 4 Hz. Un inconvénient subsiste, il n'est pas possible de passer d'un seul bond de la ligne 3 par exemple à la ligne 10 ceci pour que l'électronique reste simple. On progressera donc toujours dans le sens 0, 1, 2, 3... 14, 15, 0, 1 etc.

La RAZ (clear) bornes 2 et 3 remet immédiatement le compteur à 0 lorsqu'on envoie un plus sur ces 2 bornes par l'intermédiaire de BP1, et ce, quelle que soit la position du compteur à ce moment-là.

L'avance pas à pas (step by step : SBS) fera avancer le compteur d'un pas donc d'une ligne, en manuel. Les horloges ou clock ont pour rôle d'envoyer une ou des impulsions sur l'entrée du compteur qui réavancera d'un pas à chaque impulsion.

S1 commute l'entrée d'horloge sur MANUAL ou sur l'horloge 4 Hz.

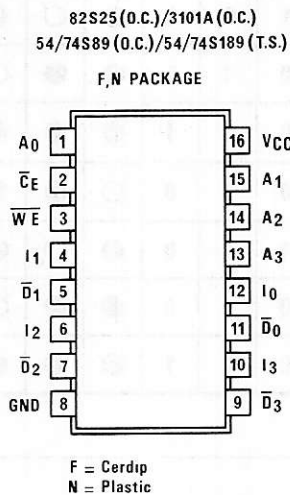


Figure 3 :

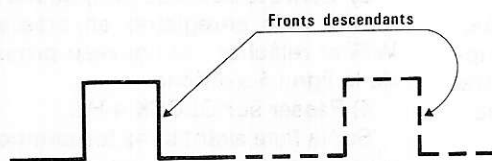


Figure 5 :

COMPTEUR PAR 16_54/7493

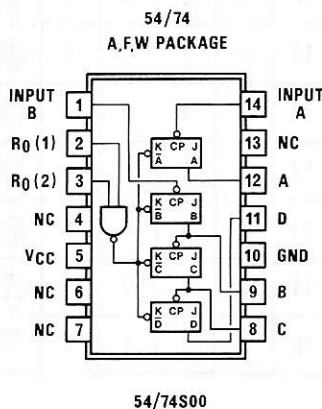


Figure 4

54/74, 54/74LS, 54S A,F,W PACKAGE

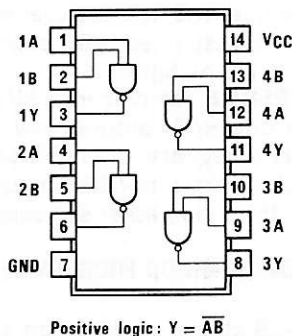


Figure 6

a) L'horloge manuelle : c'est en relâchant SBS que se produit l'impulsion descendante d'horloge (avance pas à pas). Par ailleurs, pour éviter l'effet de rebondissement de SBS cette commande est suivie de 2 portes NAND (N1 et N2) montées en anti-rebonds.

b) L'horloge 4 Hz : elle est constituée à partir des deux autres portes NAND (N3 et N4) du CI 7400 et de R1 : 1 k Ω et C1 100 μ F. Il suffit de changer ces valeurs pour que change la fréquence d'horloge, et donc la vitesse de défilement du chenillard.

A titre indicatif, si l'on augmente la valeur de R la fréquence diminue. Si l'on augmente la valeur de C, la fréquence diminue également. La figure 6 donne le brochage du 7400.

Les condensateurs C2, C3, et C4 de 10 nF jouent le rôle d'anti-parasites. Ils sont montés en parallèle sur l'alimentation, 5 V à proximité de chaque CI. Il ne sont pas obligatoires mais évitent bien des déboires.

III - EXEMPLE CONCRET DE PROGRAMMATION

— Soit à réaliser le programme du tableau 1.

1) Ecrire préalablement sur une feuille de papier, comptant 16 lignes, le programme à enregistrer (voir l'exemple des colonnes « Données d'entrée »).

2) Placer l'inverseur d'horloge (S1) sur MANUAL.

3) Appuyer sur RAZ pour que le programme commence à la ligne zéro.

4) Placer les interrupteurs de données d'entrée comme à la ligne 0 des colonnes « Données d'entrée ».

5) Enregistrer le programme en appuyant sur WR : en relâchant cette commande, la LED s'allume, les autres sont éteintes.

6) Actionner SBS pour faire avancer d'un pas : on se trouve maintenant sur la ligne 1, les LED sont allumées ou éteintes aléatoirement.

7) Placer les interrupteurs de donnée d'entrée comme à la ligne 1 des colonnes « Données d'entrée ».

8) Enregistrer en appuyant et relâchant W/R : les lampes prévues s'allument.

9) Actionner SBS pour faire avancer d'un pas.

10) Placer les interrupteurs de données d'entrée comme à la ligne 2 etc... et ainsi de suite jusqu'à la ligne 15.

11) Quand les 16 lignes de programme sont en mémoire (ouf !) basculer l'horloge sur 4 Hz et le programme défilera indéfiniment sous vos yeux jusqu'à nouvelle programmation ou coupure de l'alimentation.

NOTE : en cas d'erreur ou tout simplement si vous êtes perdus, il suffit de provo-

 LED allumée

 LED éteinte

No d'adresse	ADRESSES				DONNEES D'ENTREE				SORTIES DE DONNEES							
	Code binaire de chaque adresse				Position du clavier à adopter pour ce programme				Etat des LED en code binaire				Etat des LED après enregistrement			
	A	B	C	D	D1	D2	D3	D4	L1	L2	L3	L4	L1	L2	L3	L4
0	0	0	0	0					1	0	0	0				
1	1	0	0	0					1	1	0	0				
2	0	1	0	0					1	1	1	0				
3	1	1	0	0					1	1	1	1				
4	0	0	1	0					0	1	1	1				
5	1	0	1	0					0	0	1	1				
6	0	1	1	0					0	0	0	1				
7	1	1	1	0					0	0	0	0				
8	0	0	0	1					1	0	0	0				
9	1	0	0	1					0	1	0	0				
10	0	1	0	1					0	0	1	0				
11	1	1	0	1					0	0	0	1				
12	0	0	1	1					1	0	0	0				
13	1	0	1	1					0	1	0	0				
14	0	1	1	1					0	0	1	0				
15	1	1	1	1					0	0	0	1				

quer une RAZ et d'appuyer autant de fois que nécessaire sur SBS pour se retrouver sur la bonne ligne.

RESUME : se placer en MANUAL, effectuer une RAZ, programmer les interrupteurs, enregistrer avec W/R, contrôler l'état des LED, actionner SBS, programmer etc... à la 15^e ligne passer sur clock 4 Hz.

MODIFICATION DU PROGRAMME

— Soit une modification à effectuer au pas 5 par exemple (ligne ou adresse n° 5).

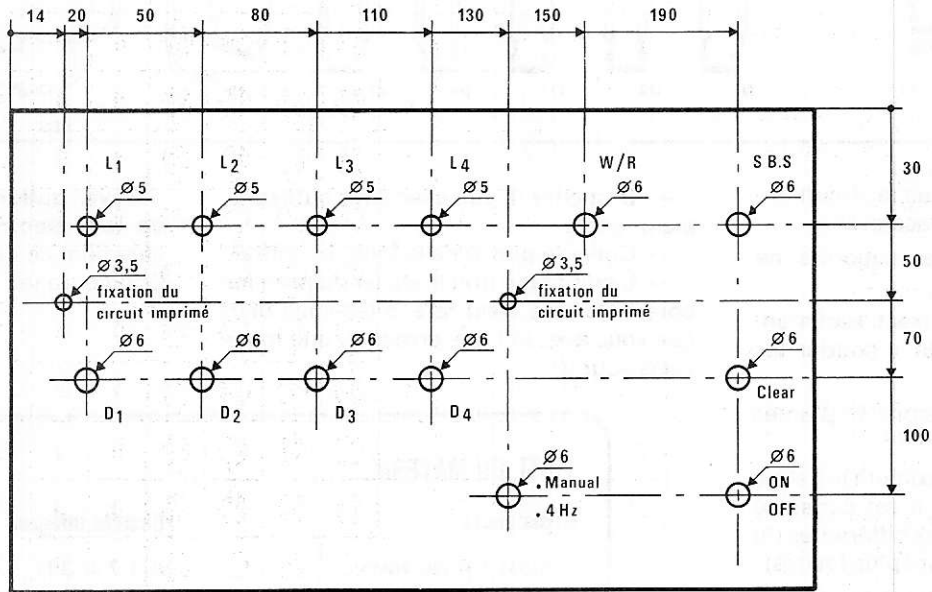
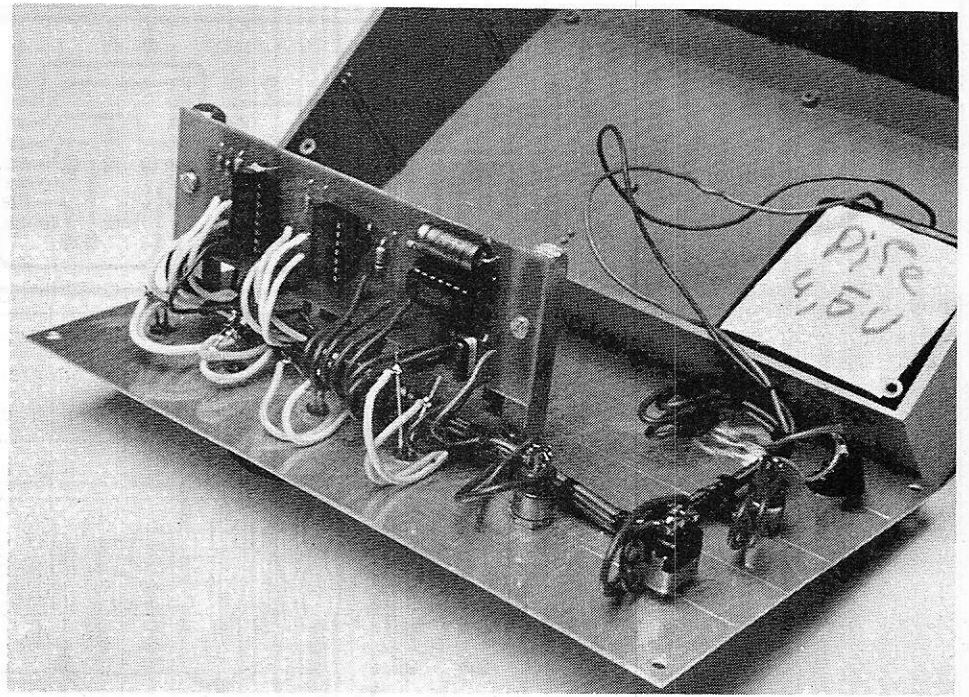
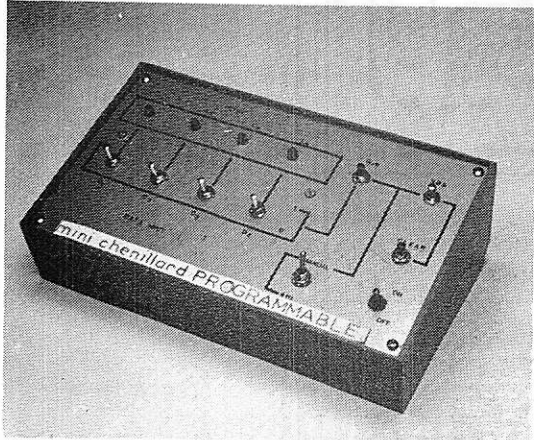
1) Passer sur MANUAL.

2) Appuyer sur CLEAR pour faire une RAZ, puis presser 5 fois sur SBS.

3) Ecrire le nouveau programme avec le clavier puis enregistrer en pressant sur W/R et relâcher : le nouveau programme de la ligne 5 s'affiche.

4) Passer sur CLOCK 4 Hz.

Sur la face avant **sans les composants**, préparer 2 supports pour le circuit imprimé soit en coupant 2 morceaux de 60 mm de longueur dans une règle en aluminium à section carrée de 6 à 8 mm, soit en fabriquant 2 équerres de mêmes dimensions avec des chutes de tôle figure 9.



- ∅ 3,5
- ∅ 5
- ∅ 6

Figure 7

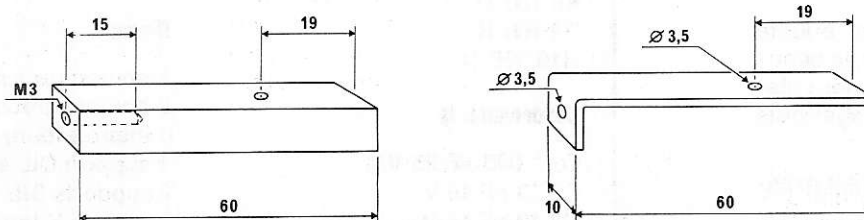


Figure 9

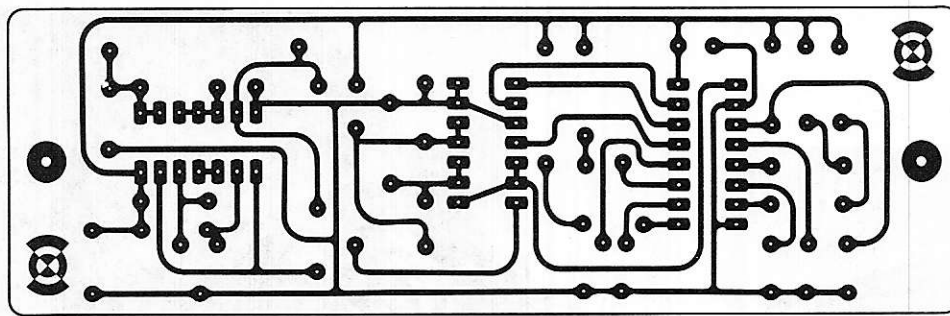


Figure 8

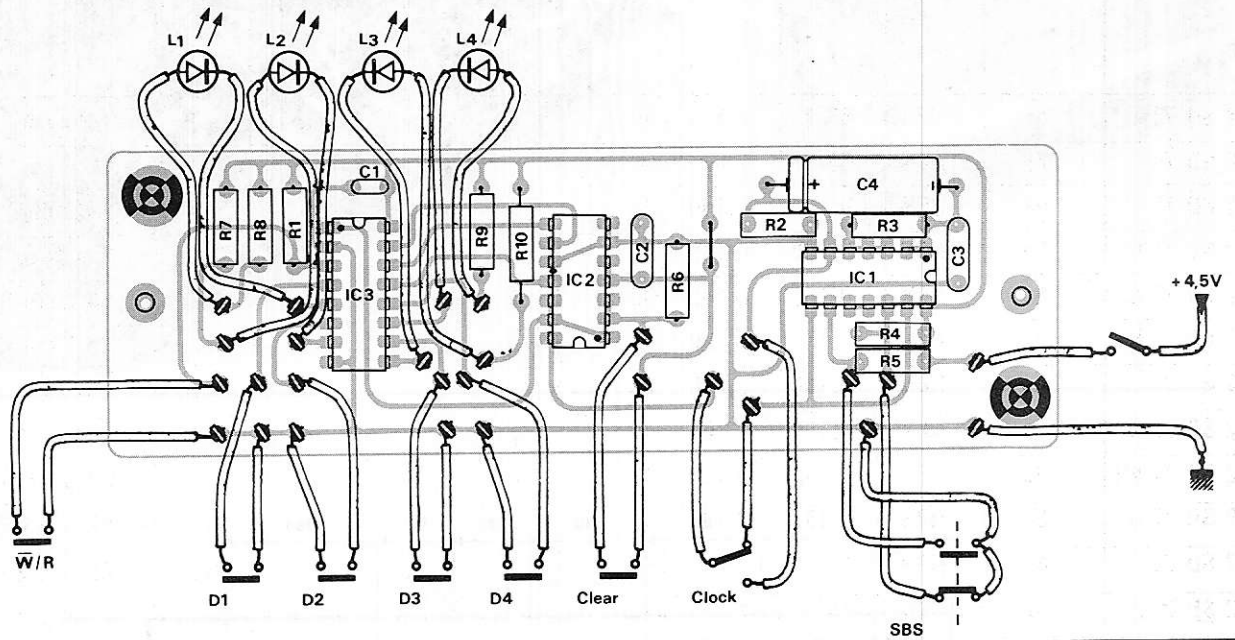


Figure 10

- Fixer les supports sous le circuit imprimé, puis le tout sur la face avant.
- Assurez-vous que les supports ne touchent aucune piste.
- Si le montage est correct, redémonter le circuit imprimé pour y souder les composants.
- Les composants seront implantés selon la **figure 10**.
- Afin de réduire au maximum le risque d'erreur dans le câblage, il est conseillé d'utiliser des fils de couleurs différentes (fil **souple** car les soudures sont plus faciles).
- Progresser en attachant les fils en formant ce qu'on appelle un toron comme sur la photo.
- Lorsque vous arriverez près d'un composant, sortir le ou les fils du toron mais de grâce ne le coupez pas, ne le soudez pas tant que tous les fils ne seront pas distribués.
- Ménager à nouveau une boucle comme sur la photo, couper le fil, le dénuder sur 5 mm, l'étamer, la cosse sera étamée aussi (**toujours** avant soudage) puis souder.
- Tout tient sur la face avant : c'est pratique, non ?
- Monter les 3 CI en veillant bien à leur orientation.

- Brancher la pile avec 2 fils suffisamment longs.
- Coller la pile dans le fond du coffret.
- Le montage doit marcher du premier coup ! Comme c'est rare, dites-vous bien que vous avez fait une erreur ou une mauvaise soudure.

Soyez patient, c'est la qualité première de tout électronicien, et vous trouverez sûrement ce qui ne va pas !
Bon courage !

P. GREMAT

LISTE DU MATÉRIEL

Résistances

Toutes 1/4 de watt

- R1 1 k Ω
- R2 1 k Ω
- R3 1 k Ω
- R4 1 k Ω
- R5 1 k Ω
- R6 1k Ω
- R7 160 Ω
- R8 160 Ω
- R9 160 Ω
- R10 160 Ω

Condensateurs

- C1 1 000 μ F 25 V
- C2 10 nF 16 V
- C3 10 nF 16 V
- C4 10 nF 16 V

Circuits intégrés

- IC1 7 400 N
- IC2 7 490 N
- IC3 7 489 N

Autres semi-conducteurs

4 x LED

Divers

- 1 bouton poussoir 1 RT
- 2 boutons poussoirs 1 T
- 6 interrupteurs 1 RT
- 1 support DIL 16 broches
- 2 supports DIL 14 broches
- 1 pile 4,5 V longue durée
- 1 coffret TEK0 n° 363 pupitre.

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SD 73	Si	NPN	60	7,5	60		25	80	T03	TIP 41 A <small>marque RCA</small>	2 N 1616 A
2 SD 74	Si	NPN	60	7,5	90		25	80	T03	TIP 41 C <small>marque RCA</small>	2 N 1618 A
2 SD 75	Ge	NPN	0,150	0,100	25	4		40	T01	2 N 1605	2 N 2426
2 SD 75 A	Ge	NPN	0,150	0,100	45	4		40	T01	2 N 1473	2 N 1605-A
2 SD 75 AH	Ge	NPN	0,150	0,100	30	3		40	T01	SK 3010-RT	2 N 1102/5
2 SD 75 H	Ge	NPN	0,150	0,100	30	3		40	T01	SK 3010-RT	2 N 1102/5
2 SD 77	Ge	NPN	0,150	0,100	25	3,5		55	T01	2 N 1605	2 N 2426
2 SD 77 A	Ge	NPN	0,150	0,100	45	3,5		55	T01	2 N 1473	2 N 1605-A
2 SD 77 AH	Ge	NPN	0,150	0,100	30	3,5		55	T01	SK 3010-RT	2 N 1102/5
2 SD 77 H	Ge	NPN	0,150	0,100	30	3,5		55	T01	SK 3010-RT	2 N 1102/5
2 SD 78	Si	NPN	1	2	60		80		T05	BD 373 B	2 N 5414
2 SD 78 A	Si	NPN	15	2	80		40	160	T05	2 N 2874	2 N 2781
2 SD 79	Si	NPN	15	2	60		40	160	F19	BD 167	2 N 5598
2 SD 80	Si	NPN	50	6	20	1,5	40	60	T03		BD 195
2 SD 81	Si	NPN	50	6	40	1,5	40	60	T03	2 N 6129	BD 539
2 SD 82	Si	NPN	50	6	60	1,5	40	60	T03	2 N 5494	BD 243 A
2 SD 83	Si	NPN	50	6	75	1,5	40	60	T03	2 N 6131	BD 589 B
2 SD 84	Si	NPN	50	6	85	1,5	40	60	T03	2 SD 202	S 1350
2 SD 88	Si	NPN	83	5	300 (Vcb)	10	34	517	T03	183 T 2 C	TIP 150
2 SD 88 A	Si	NPN	125	10	300 (Vcb)	12	34	517	T03	2 N 6249	PTC 118
2 SD 88-1	Si	NPN	80	5	50	BF	34	230	T03	180 T 2 C	2 N 5977
2 SD 88-2	Si	NPN	80	5	58	BF	34	230	T03	181 T 2 C	2 N 5979
2 SD 88-3	Si	NPN	80	5	100	BF	34	230	T03	181 T 2 C	BLX 20
2 SD 90	Si	NPN	20	3	20		20	40	F5	MJE 520	2 N 3927
2 SD 91	Si	NPN	20	3	40		20	40	F5	BDY 12-6	TIP 29
2 SD 92	Si	NPN	20	3	55		20	40	F5	BDY 13-6	TIP 29 A
2 SD 93	Si	NPN	20	3	70		20	40	F5	BDY 13-6	TIP 29 B
2 SD 94	Si	NPN	20	3	80		20	40	F5	BD 179	TIP 29 B
2 SC 96	Ge	NPN	0,300	0,250	18	4		90	T01	40396/N	AC 187
2 SD 100	Ge	NPN	0,250	0,400	32	1,5		75	R10	2 N 1473	2 N 2430
2 SD 100 A	Ge	NPN	0,250	0,400	45	1,5		75	R10	2 N 2430	2 N 1473
2 SD 101	Ge	NPN	0,250	0,600	80			70	R93	BSX 21 <small>silicium</small>	MPSH 04 ou 5 <small>silicium</small>
2 SD 102	Si	NPN	25	3	80	1,5	30	300	T066	2 SD 877	TIP 29 B

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SD 103	Si	NPN	25	3	50	1	30	300	T066	BDY 12-16	BDY 12-10
2 SD 104	Ge	NPN	0,150	0,400	20 (Vcb)	2,800	60		T01	2 N 1306	ASY 29
2 SD 105	Ge	NPN	0,150	0,400	20 (Vcb)	2,800	35		T01	2 N 1304	ASY 28
2 SD 107	Si	NPN	50	5	60	30	1 000	10 000	T03	TIP 620	TIP 625
2 SD 108	Si	NPN	50	5	40		1 000	10 000	T03	2 N 6034	2 N 6037
2 SD 110	Si	NPN	100	10	110	2	20	40	T03	2 N 5628	TIP 602
2 SD 111	Si	NPN	100	10	80	2	20	40	T03	2 N 5624	2 N 5626
2 SD 113	Si	NPN	200	30	80	0,500	10	60	T03	2 N 6327	MJ 802
2 SD 114	Si	NPN	200	30	50	0,500	10	60	T03	2 N 6326	MJ 3771
2 SD 116	Si	NPN	75	7	100 (Vcb)	BF	80	120	T03	TI 1133	40369
2 SD 117	Si	NPN	75	7	150 (Vcb)	BF	80	120	T03	TI 1135	2 SD 218
2 SC 118	Si	NPN	100	7	110	2	30	200	T03	BD 550	RCA1 B06
2 SD 118 BL	Si	NPN	100	7	110	2	80	200	T03	BD 550	RCA1 B06
2 SD 118 R	Si	NPN	100	7	110	2	30	70	T03	BD 550	RCA1 B06
2 SD 118 Y	Si	NPN	100	7	110	2	50	120	T03	BD 550	RCA1 B06
2 SD 119	Si	NPN	100	7	80	2	30	200	T03	2 N 5874	
2 SD 119 BL	Si	NPN	100	7	80	2	80	200	T03	2 N 5874	
2 SD 119 R	Si	NPN	100	7	80	2	30	70	T03	2 N 5874	
2 SD 119 Y	Si	NPN	100	7	80	2	50	120	T03	2 N 5874	
2 SD 120	Si	NPN	1	1,5	40		15	100	T05	2 N 6376	MC 160
2 SD 120 H 5c	Si	NPN		T. recouv. 0,7 ns		0,800		60	T039	2 N 5559	ACY 40
2 SD 121	Si	NPN	1	1,5	55		15	100	T05	2 N 3735	40367
2 SD 121 H 5c	Si	NPN		T. recouv. 0,7 ns		0,800		60	T039	2 N 5559	ACY 40
2 SD 122	Si	NPN	15	3	60 (Vcb)	0,600	20	60	T08	BD 131	BD 617
2 SD 123	Si	NPN	15	3	100 (Vcb)	0,600	20	60	T08	BD 133	BD 619
2 SD 124	Si	NPN	60	6	60 (Vcb)	0,500	30		T03	TIP 41 A	BD 197
2 SD 124 A	Si	NPN	60	7	75 (Vcb)	1	30		T03	2 N 5492	2 N 5346
2 SD 124 AH	Si	NPN	60	7	50	1	20	80	F6	2 N 5490	2 N 5491
2 SD 125	Si	NPN	60	6	100 (Vcb)	0,500	30		T03	TIP 41 C	BD 601
2 SD 125 A	Si	NPN	60	7	100 (Vcb)	1	30		T03	2 N 5497	2 N 5479
2 S125 AH	Si	NPN	60	7	75	1	20	80	F6	2 N 5496	2 N 5477
2 SD 126	Si	NPN	60	7	150 (Vcb)	0,500	10		T03	2 SC 2199	BD 543 D
2 SD 126 H	Si	NPN	60	7	100	1	20	40	F6	181 T2A	181 T2B

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SD 127	Ge	NPN	0,250	0,500	20			82	T01	AC 185	2 N 576 A
2 SD 127 A	Ge	NPN	0,250	0,500	20		46		T01	AC 185	2 N 576 A
2 SD 128	Ge	NPN	0,250	0,500	30			82	T01	2 N 1473	2 N 576 A
2 SD 128 A	Ge	NPN	0,250	0,500	30		46		T01	2 N 1473	2 N 576 A
2 SD 129	Si	NPN	25	3	80	1	30	200	T066	TIP 31 B	2 N 2308
2 SD 130	Si	NPN	25	3	50	1	30	200	T066	BDY 12-10	BDY 12-16
2 SD 131	Si	NPN	50	5	100 (Vcb)		40	80	T03	2 SD 175	BD 539 A
2 SD 132	Si	NPN	150	20	65		20	60	T03	40444	BDY 76
2 SD 134	Ge	NPN	0,030	0,005	60 (Vcb)			40		2 N 1311	2 N 1510
2 SD 136	Si	NPN	4	0,100	200		30	250	F6	BF 257	2 N 4926
2 SD 137	Si	NPN	4	0,100	300		30	250	F6	BF 259	HEPS 5024
2 SD 138	Si	NPN	30	1	200		50	100	S0T9	SK 3104	2 N 3583
2 SD 139	Si	NPN	30	1	300		50	100	S0T9	2 SD 766	TIP 48
2 SD 141	Si	NPN	15	3	12		30	240	F6		MRF 475
2 SD 142	Si	NPN	15	3	20		30	240	F6	BD 361	BD 361 A
2 SD 143	Si	NPN	15	2	40		30	240	F6	BD 613	UPT 221
2 SD 144	Si	NPN	15	2	50		30	240	F6	BD 615	BD 131
2 SD 146	Si	NPN	20	1	35	1,400	30	150	F6	2 N 2948	BD 165
2 SD 147	Si	NPN	20	1	50	1,400	20	150	F6	2 N 3766	3005
2 SD 148	Si	NPN	20	2	70	1,200	35		F12	2 N 5598	2 N 5600
2 SD 149	Si	NPN	0,800	1	70	1,200		40	T039	2 N 1252 A	2 N 4897
2 SD 150	Si	NPN	15	1	40	0,010	30	240	F6	SK 3049	TIP 29
2 SD 151	Si	NPN	120	15	70	1	30		T03	2 N 3055	BDX 10
2 SD 152	Si	NPN	15	1	70		30	70	F6	TIS 140	NSD 104
2 SD 153	Si	NPN	120	5	200	10	30	160	T063	STA 8309	MJ 410
2 SD 154	Si	NPN	20	3	60		40	145	F6	2 SD 255	2 N 4232
2 SD 155	Si	NPN	20	3	60		4	145	T066	2 SD 255	2 N 4232
2 SD 156	Si	NPN	4	0,100	200		20	250	T066	BF 257	2 N 4926
2 SD 157	Si	NPN	4	0,100	300		20	250	T066	BF 259	HEPS 5024
2 SD 158	Si	NPN	30	1	200	16	20	250	T066	SK 3104	2 N 3583
2 SD 159	Si	NPN	30	1	300	16	20	250	T066	2 SD 766	TIP 48
2 SD 160	Si	NPN	25	1,5	55		50		T08	2 N 2947	2 N 3297
2 SD 161	Si	NPN	100	10	70	1	30		T03	2 N 5624	2 N 5006

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

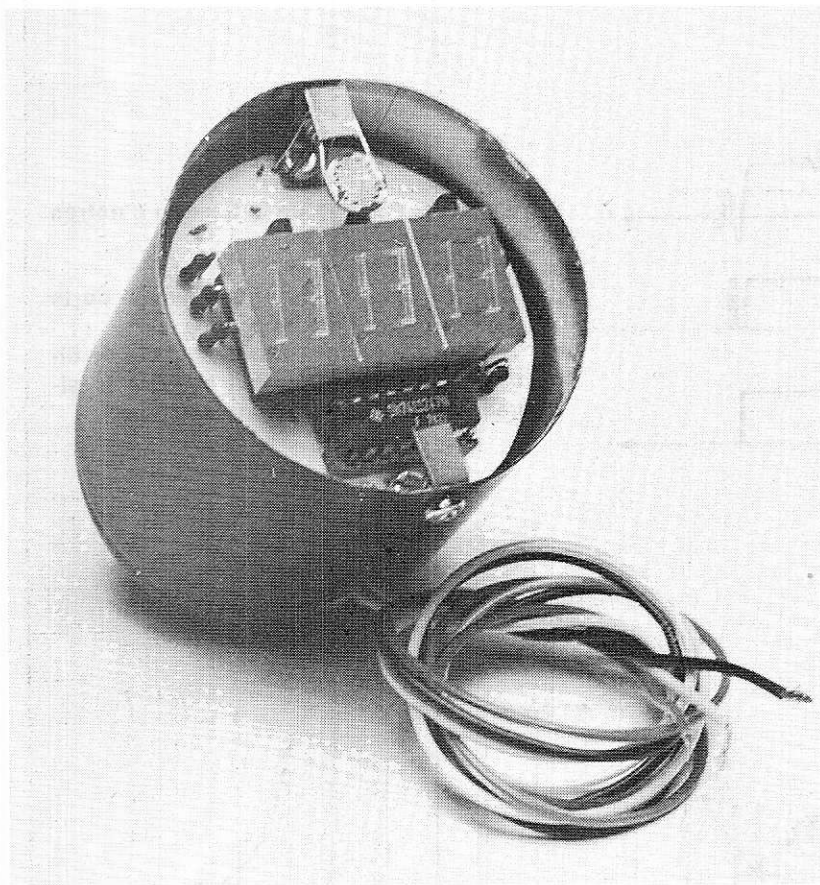
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SD 162	Ge	NPN	0,065	0,030	15	3		60	R18	2 N 164	2 N 440
2 SD 163	Si	NPN	100	10	40	0,800	15	30	T03	BD 205	BD 605
2 SD 164	Si	NPN	100	10	55	0,800	15	30	T03	2 N 5622	2 N 5049
2 SD 165	Si	NPN	100	10	70	0,800	15	30	T03	2 N 5624	2 N 5622
2 SD 166	Si	NPN	100	10	85	0,800	15	30	T03	2 N 5624	2 N 5626
2 SD 167	Ge	NPN	0,200	0,500	20 (Vcb)			120	R16	2 N 576	2 N 1102/5
2 SD 168 4)	Si	NPN	50	10	70		2500		T03	BDX 85 A <small>(100 W)</small>	BDX 85 B <small>(100 W)</small>
2 SD 170	Ge	NPN	0,600	0,500	18		70	300	T01	AC 187 K	40396/N
2 SD 170 A	Ge	NPN	0,600	0,500	25		70	300	T01	2 SD 72	AC 176
2 SD 171	Si	NPN	125	3,5	150		30	100	T03		SDT 1626
2 SD 171-1	Si	NPN	125	3,5	150		30	200	T03		SDT 1626
2 SD 171-2	Si	NPN	125	3,5	200		30	200	T03	SDT 410	STI 410
2 SD 172	Si	NPN	100	10	40	1,200	10	60	T03	BD 205	BD 605
2 SD 173	Si	NPN	100	10	60	1,200	10	60	T03	2 N 5622	BD 607
2 SD 174	Si	NPN	50	5	40	1,200	6	60	T03	2 N 4395	BD 947
2 SD 175	Si	NPN	50	5	60	1,200	10	60	T03	2 SD 131	BD 539 A
2 SD 175 M	Si	NPN	50	5	60	0,500	15	45	T03	2 SD 131	BD 539 A
2 SD 176	Si	NPN	100	10	50	1,200	10	50	T03	2 N 5049	BD 205
2 SD 177	Si	NPN	100	10	70	1,200	10	50	T03	2 N 2624	2 N 5622
2 SD 177 M	Si	NPN	100	10	70	0,500	15	45	T03	2 N 2624	2 N 5622
2 SD 178	Ge	NPN	0,225	0,300	20 (Vcb)	1,500		90	R43	2 N 576	2 N 1431
2 SD 178 A	Ge	NPN	0,225	0,300	40 (Vcb)	1,500		90	R43	2 N 576 A	2 N 1605 A
2 SD 179	Si	NPN	580	40	300		10	100	MT99	SDT 55460	SDT 55560
2 SD 180	Si	NPN	60	6	70	10	30	120	T03	BD 293	BD 295
2 SD 181	Si	NPN	100	15	100	10	30	180	T03	BD 451	2 N 3055-3
2 SD 181 A	Si	NPN	100	10	200	10	30	180	T03	2 N 6249	BUY 69 C
2 SD 182	Si	NPN	10	1	30		15	120	T08		SK 3049
2 SD 183	Si	NPN	10	1	55		15	120	T08	TIS 139	BD 228
2 SD 184	Si	NPN	25	1,5	40	1,500	20	100	T08	BD 239	BD 165
2 SD 185	Si	NPN	25	1,5	55	1,500	20	100	T08	2 N 2947	2 N 3297
2 SD 186	Ge	NPN	0,200	0,150	20 (Vcb)			150	T01	2 N 576	2 N 1102/5
2 SD 187	Ge	NPN	0,200	0,150	25 (Vcb)			150	T01	2 N 1102/5	2 N 214 A
2 SD 188	Si	NPN	60	7	80	10	30	120	T03	2 SD 217	2 N 5496

Ce compte-tours extrêmement performant permet, non seulement de connaître la vitesse de rotation du moteur en roulant, mais encore d'effectuer à l'arrêt des contrôles

et des réglages de haute précision qui permettent d'économiser le carburant et les quelques deniers que vous donnez habituellement à votre garagiste pour ces travaux. Il est, de plus, attrayant par son affichage digital orange de trois chiffres.



COMPTE-TOURS de précision à affichage digital

I) PRESENTATION — CARACTERISTIQUES

Ce compte-tours inédit basé sur un principe entièrement nouveau, élimine tous les défauts inhérents aux modèles existants, décrits ci-dessous :

— LE COMPTE-TOURS MECANIQUE OU ELECTRONIQUE A AIGUILLE

- fragile,
- taux de panne élevé,
- faible définition (100 t/mn),
- faible précision,
- grande inertie.

— LE COMPTE-TOURS ANALOGIQUE A DIODES LED

- (Basé sur UAA 170 ou 180)
- nécessite beaucoup de diodes LED, encombrement important sur un tableau de bord,
 - faible définition (100 t/mn),
 - bonne précision,
 - faible inertie et reste lisible en toutes conditions.

— LE COMPTE-TOURS DIGITAL (CLASSIQUE)

- faible définition (100 t/mn),
- instabilité à l'affichage,
- indications fantaisistes.

Nous voyons donc que parmi les systèmes actuels, le compte-tours analogique à LED est le plus performant, puisqu'avec 32 LED, on obtient une définition de 200 t/mn sur une gamme de 0 à 6 000 t/mn, et de 100 t/mn sur une gamme commutable de 0 à 3 000 t/mn.

Actuellement, les systèmes à affichage digital, trop simplistes, ne valent pas mieux qu'un bon compte-tours à aiguille.

Le compte-tours présenté ici établit un compromis entre le type analogique et le type digital :

- affichage digital de haute lisibilité,
- 3 digits, **définition 10 t/mn**,

- précision ± 10 t/mn,
- stabilité de l'affichage, due à une certaine inertie,
- variation automatique de la luminosité (fonctionnement jour/nuit),
- inertie, temps de réponse $T_r = 0,68$ ou $0,47$ s,
- coût égal à un bon compte-tours à aiguille du commerce et inférieur à celui d'un compte-tours digital « classique »,
- faible encombrement ($\varnothing 55$ mm, L 45 mm),
- l'utilisation d'un convertisseur A/D permet l'adjonction ultérieure d'un certain nombre d'autres fonctions très facilement (dwellmètre, consommètre, thermomètre, etc.) qui peuvent être sélectionnés par un simple commutateur.

II) PRINCIPE

Les compte-tours digitaux « classiques » fonctionnent selon le principe suivant :

- les impulsions au rupteur sont comptées digitalement pendant un temps de $0,33$ s pour un 4 cylindres, puis mémorisées et affichées, ce qui donne à 100 tours près la vitesse du moteur, mais ils souffrent de 3 défauts essentiels :

1) le manque de synchronisation illustré **figure 1**, qui, selon la position du train d'impulsions dans la porte de comptage, peut produire une erreur de 100 t/mn. Ce problème est difficile à résoudre (nombreux IC's) ;

2) la faible immunité au bruit : le filtrage de la tension au rupteur est délicat, et une impulsion peut être comptée plusieurs fois. Une cellule de filtrage correcte exige au moins 3 résistances et 3 condensateurs, et 1 trigger de Schmidt en sortie (**figure 2**) ;

3) le manque d'inertie et l'aspect non ponctuel de la mesure (mauvais comportement en régime transitoire). Le comptage donne un résultat qui est la moyenne du nombre de tours moteur, pendant le temps de mesure ($0,33$ s), mais le manque d'inertie fait que, lors des variations de la rotation du moteur, il apparaît brusquement des différences de 1000 t/mn qui donnent un affichage anarchique. Le diagramme de la **figure 3** montre ces différences.

Cependant on remarquera que la mesure et sa précision dépendent uniquement d'un seul facteur, la base de temps.

Le compte-tours proposé fonctionne sous un nouveau principe qui combine conversion analogique et conversion digitale, et qui est exposé par le schéma synoptique de la **figure 4**.

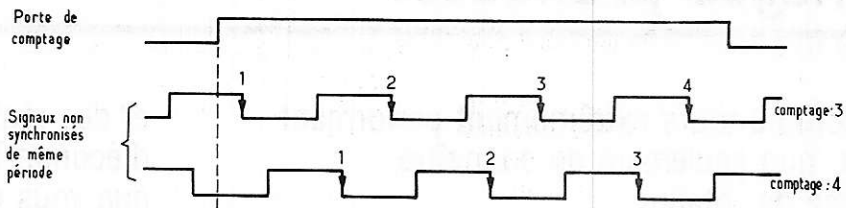


Figure 1 : Comptage sans synchronisation (comptage sur flanc descendant du signal).

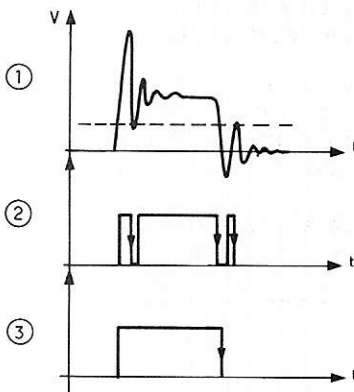


Figure 2 : Filtrage de la tension d'entrée au rupteur.

- 1) tension d'entrée au rupteur,
- 2) après traitement par une simple porte logique (signal erroné),
- 3) après traitement par une cellule de filtrage et un commutateur à hystérésis (signal correct) sans rebondissement.

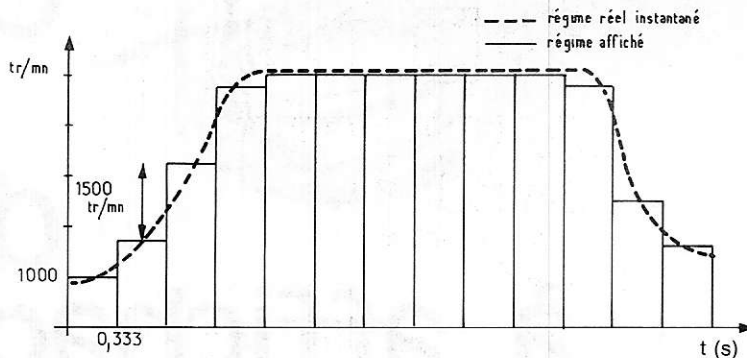


Figure 3 : Mise en évidence du manque d'inertie.

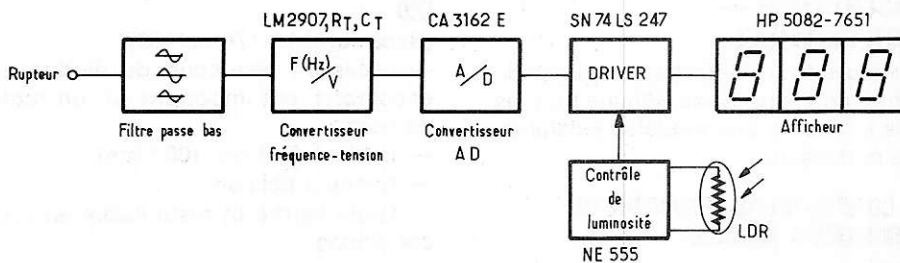


Figure 4 : Schéma de principe du compte-tours digital proposé.

III) DESCRIPTION DETAILLEE

Le schéma général est donné à la **figure 5**.

Le signal à l'entrée du rupteur est tout d'abord découplé par le filtre passe-bas R1, R2, C1 et est appliqué à l'entrée du circuit LM 2907 convertisseur fréquence-tension, commandant un comparateur qui possède une hystérésis de + ou - 30 mV ce qui assure une forte immunité au bruit. La tension de référence comparée est fixée par le réseau R3 D1 qui donne une valeur de 0,6 V parfaitement convenable. On obtient à la sortie du comparateur un signal rectangulaire qui commande le convertisseur à pompe de charge.

La tension de sortie à la broche 3 vaut : $V3 = Rt Ct Vcc \cdot f_{in}$

Et on doit avoir : $Rt \geq \frac{V3 \max}{I3 \min}$

$$Ct = \frac{V3 \max}{Vcc \cdot f_{max} \cdot Rt}$$

13 min = 150 μA (donnée constructeur).

La relation qui lie la fréquence au nombre de tours par minute est :

$$f = \frac{\text{rpm}}{30} \text{ pour un 4 cylindres}$$

$$f = \frac{\text{rpm}}{20} \text{ pour un 6 cylindres}$$

pour un 4 cylindres, on a donc $f_{max} = 333 \text{ Hz}$ pour rpm = 9990 t/mn.

La sensibilité du convertisseur A/D étant 1 V, on choisit $V3_{max} = 1,5 \text{ V}$ de façon à pouvoir effectuer un réglage précis, et on a $Vcc = 5 \text{ V}$.

On obtient donc $Rt = 10 \text{ k}$ et $Ct = 82 \text{ nF}$ (valeurs normalisées).

Ces valeurs conviennent pour un 6 cylindres si l'on ne dépasse pas 7 000 t/mn. L'ondulation résiduelle en sortie vaut :

$$Vr_{pk-pk} = \frac{Vcc \cdot Ct}{2 \cdot B_8} \times \left(1 - \frac{Vcc \cdot f_{in} \cdot Ct}{12 \min} \right) \frac{Vcc \cdot Ct}{2 \cdot CS}$$

On doit choisir Cs de façon à ce que Vr < 10 mV crête à crête ce qui impose Cs > 22 μF.

Le temps de réponse du système Tr doit être supérieur au temps de conversion du convertisseur A/D qui est 0,25 s, on a $Tr = Rt \cdot Cs$.

On choisira de préférence : Cs = 68 μF d'où Vr 3 mV pk-pk et Tr = 0,68 s ou bien Cs = 47 μF d'où Vr 4,3 mV pk-pk et Tr = 0,47 s

Il est déconseillé de choisir une valeur inférieure à 33 μF pour Cs.

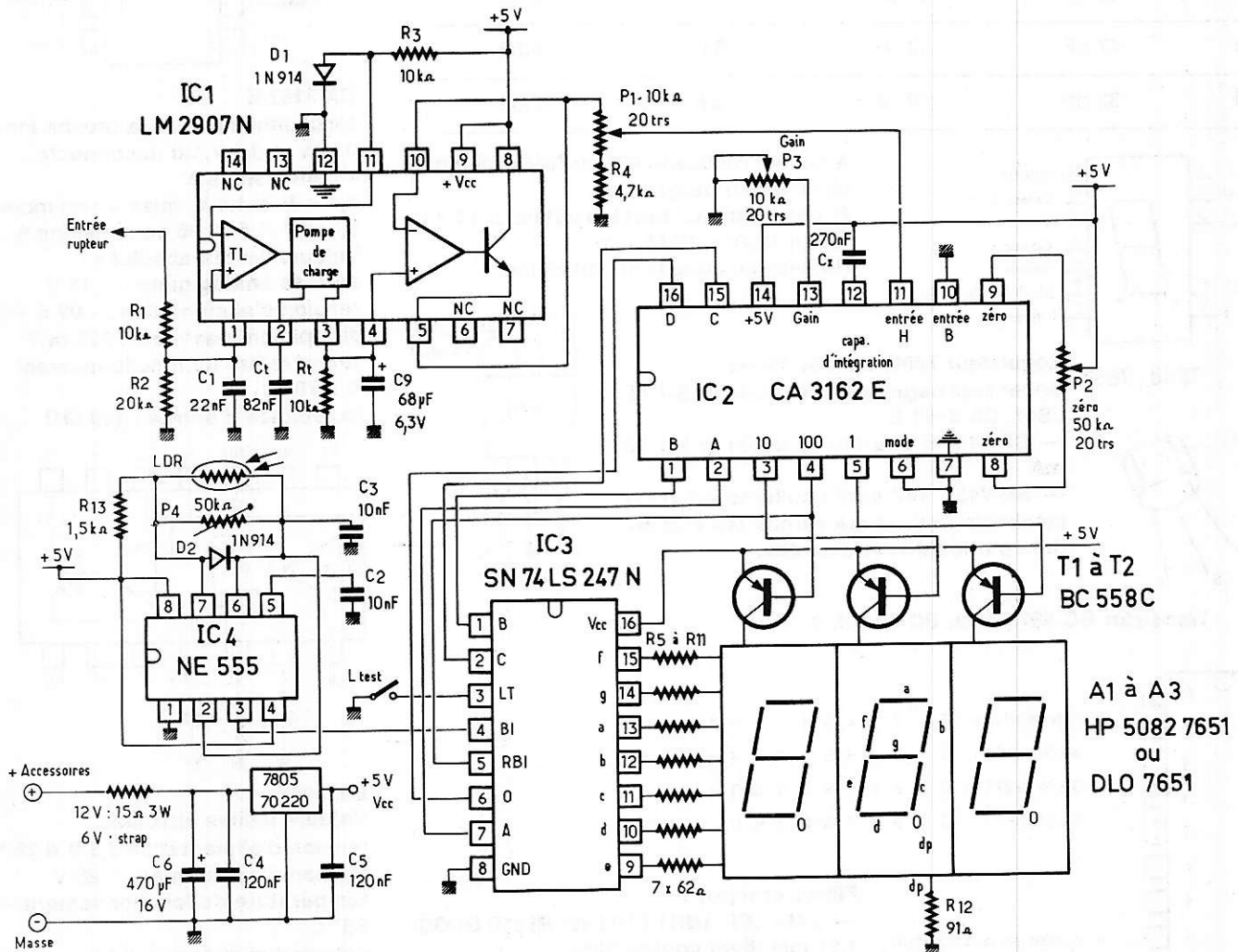


Figure 5 : Schéma théorique.

Un calcul similaire peut être fait pour 6 ou 8 cylindres, moteur 2 temps, etc.

La tension de sortie est alors amplifiée par un ampli-op à faible impédance de sortie grâce au transistor interne du CI LM 2907. Attention ! il est impératif d'utiliser le LM 2907 en version 14 broches et non pas le LM 2907 N-8 en boîtier mini-dip.

La linéarité du LM 2907 est de 0,3 % à pleine échelle ce qui est excellent. Aussi, il est conseillé d'utiliser des composants haute stabilité pour R_t et C_t de façon à éviter toute dérive thermique. En effet, la température à l'intérieur d'un véhicule peut varier de 0 à 70°C.

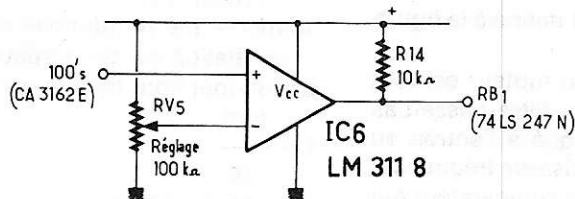
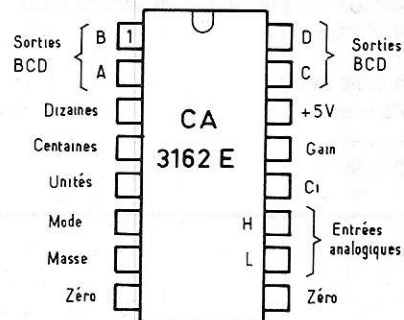


Figure 6

Annexe 1 : Autres valeurs possibles pour R_t , C_t , C_s .

R_t	C_t	C_s	V_R ph - pk (mV max)	TR (seconde)
10 kΩ	82 nF	68 μF	3,0	0,68
10 kΩ	82 nF	47 μF	4,4	0,47
12 kΩ	68 nF	47 μF	3,6	0,56
18 kΩ	47 nF	33 μF	3,6	0,59
24 kΩ	33 nF	22 μF	3,8	0,53



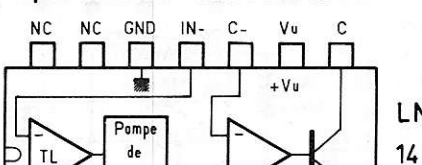
CA 3162 E

fonctionnement de la broche mode
 $0 < V < 0,4$ V, ou déconnecté :
 4 conversions /3

$0,8 < V < 1,6$ V, mise en mémoire
 3,2 < V < 5 V, 96 conversions /6

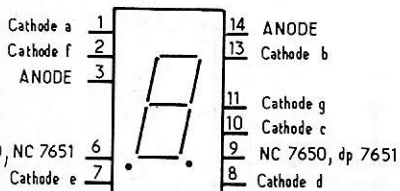
Valeurs limites absolues :
 entrées analogiques : ± 15 V
 tension d'alimentation : - 0V à + 7V
 dissipation maximale : 625 mW
 température de fonctionnement :
 0 à 70° C
 impédance d'entrée : 100 MΩ

Sorties BCD



LM 2907 N
 14 broches

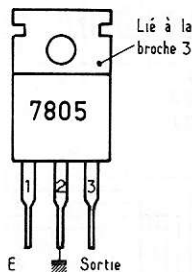
LM 2907
 Valeurs limites absolues :
 tension d'alimentation 3,5 V à 28 V
 tension d'entrée max. ± 28 V
 température de fonctionnement - 40 à + 85° C
 valeurs typiques à + 5 V
 consommation propre : 3 mA
 courant d'entrée à la broche 1 : 0,1 μA
 courant d'entrée à la broche 4 : 50 μA
 courant de sortie : 10 mA.



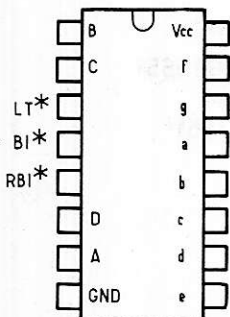
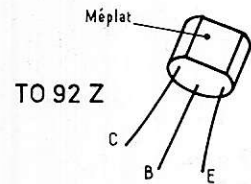
Afficheur HP 5082-7651 ou 7650 (point décimal droite et gauche).

Encombrement (sans les pattes) p x x x L
 6,35 x 12,70 x 19,05 mm
 Hauteur du caractère : 10,92 mm

Régulateur 7805, LM 390 TS etc.
 Driver sept segments SN 74LS247, SN 74 LS47, CA 3161 E
 — CA 3161 E courant de sortie fixé à 15 mA.
 — SN 74LS 247 sortie collecteur ouvert maximum 15 V, 24 mA caractères engendrés par les divers décodeurs.



Transistor BC 557,8,9 ou BC 307, 8, 9



Code hexadécimal · 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 A B C D E

SN 74 LS 47 N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E
SN 74 LS 247 N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E
CA 3161 E	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	-	E	H	L	P

* n 'existe pas sur CA 3161 (NC)

Filtres oranges :

- 3 M : LCF ABR1 0° 08 90° R6310 GLOS 1,27 mm (light control film)
- 3 M : PF ABR1 R6310 GLOS 1,27 mm (panel film)
- Panelgraphic Scarlet red 65
- Homalite 1670.

La tension de sortie est ensuite divisée par le réseau P1 R4, P1 est un modèle multitours, ce qui permet de faire un réglage très fin, indépendamment de la tolérance sur les autres composants.

Le signal obtenu est alors envoyé à l'entrée du CA 3162 E, convertisseur A/D 3 digits (— 99 mV à + 999 mV), sorties BCD. Le brochage de ce circuit en technologie I² L haute intégration parle de lui-même. Une capacité d'intégration, un potentiomètre multitours pour le gain, un pour le zéro, sont les seuls composants extérieurs nécessaires. La présence du potentiomètre de zéro est fondamentale, et permet de compenser à la fois l'offset propre au CA 3162 et l'offset en sortie du LM 2907, ce qui permet d'avoir un affichage « 0.0 » à l'arrêt. Il n'est donc pas question de remplacer ce convertisseur A/D par un autre (ICL 7106 etc.) car ce réglage devient alors impossible puisque ces circuits possèdent un cycle d'auto-zéro. De plus, le CA 3162 E est économique ce qui nous invite à l'employer avantageusement.

Les sorties 1, 10, 100, commandent les digits, l'affichage étant multiplexé, grâce à des transistors PNP 558 C ou équivalents.

Les sorties A, B, C, D, commandent le décodeur 7 segments du type SN 74LS247 N. Habituellement le CA 3162 E est utilisé avec un décodeur spécial CA 3161 E qui génère le signe — et le symbole E de débordement, mais ici à quoi nous servent de tels symboles ? De plus le 74247 a des possibilités intéressantes puisqu'en reliant 100 du CA 3162 à RBI, on efface le premier zéro non significatif et que, en commandant la broche BI par un 555 monté en astable modulé par la lumière ambiante, on fait varier le temps d'extinction de l'affichage par modification du rapport cyclique. L'utilisation du réglage automatique de luminosité crée un léger parasitage du système qui nuit à la stabilité (+/- 20 t/mn au lieu de +/- 10 t/mn). Le fonctionnement de la suppression automatique du zéro dépend essentiellement de la qualité des niveaux logiques à la sortie du CA 3162E et n'est pas systématique.

Le circuit de la **figure 6** assure l'adaptation du niveau à coup sûr.

Tout ceci est impossible avec le CA 3161. De plus, le courant de sortie du 74247 est plus élevé (24 mA) que celui du CA 3161 (15 mA). On a donc avantage à l'utiliser d'autant plus qu'il est nettement moins cher. Il est cependant impératif d'utiliser la version « low-Schottky » de façon à assurer la compatibilité en sortie du CA 3162.

Cependant, à l'attention de ceux qui voudraient profiter du convertisseur A/D pour d'autres fonctions, par exemple la température, il leur faudra utiliser le CA 3161 E, de façon à bénéficier des températures négatives. Il faut alors supprimer le circuit de modulation d'affichage.

Avec le 74247 le signe - est remplacé par \subset , et le dépassement de capacité par \supset , à la place de « E ».

Le potentiomètre P4 sert à régler la luminosité minimale dans l'obscurité totale.

La broche « lamp-test » du SN 74247 peut être utilisée pour tester tous les segments de l'affichage. On obtient à la lecture « 88,8 » qui allume tous les segments.

L'alimentation est tout à fait classique et emploie un μ A 7805 T en boîtier TO 220. Le circuit consomme au plus 400 mA. Le condensateur de 470 μ F n'est pas monté sur le circuit imprimé de façon à ne pas surcharger celui-ci. La résistance Rsh de 15 Ω 3 W bobinée évite une dissipation abusive du régulateur intégré lorsque la tension de batterie est de 12 V, elle doit être supprimée en 6 V. Ici prend fin la description technique du compte-tours. Le brochage des divers composants est donné à la **figure 7**.

IV) REALISATION — REGLAGE

On reproduira les trois circuits imprimés, soit par méthode photo, soit par méthode transfert selon les **figure 8a, 8b, 8c**. On percera avec une mèche \varnothing 0,8 les trous destinés aux composants et les 6 trous de fixation avec \varnothing 3. On étamera les pistes et on nettoiera au trichloréthylène.

On soude tout d'abord les supports de IC (impératif) puis les composants discrets : on ne mettra pas en place les IC's sur les supports. Les implantations sont données aux **figures 9a, 9b, 9c**.

On réalise 2 équerres en aluminium du modèle A et on prépare 2 entretoises de 13 mm. On découpe un filtre rouge ou orange d'un diamètre \varnothing 55 et un cache B dans du papier Canson orange. L'isolateur optique, destiné à empêcher l'influence réciproque de l'afficheur et de la photorésistance sera découpé dans du papier Canson noir.



Figure 8a

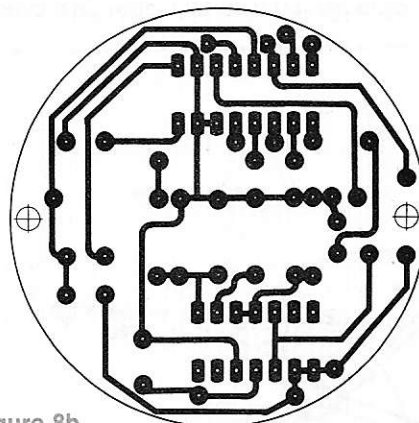


Figure 8b

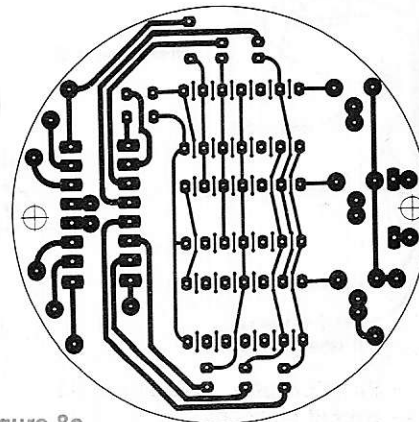


Figure 8c

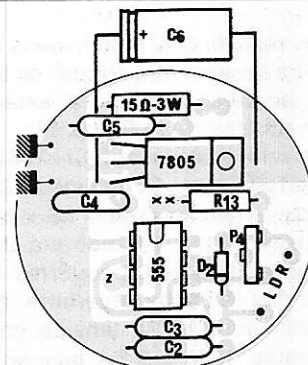


Figure 9a

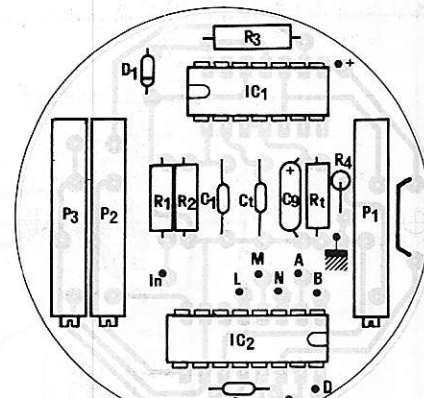


Figure 9b

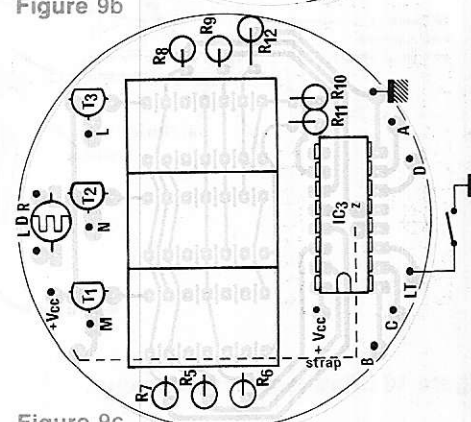
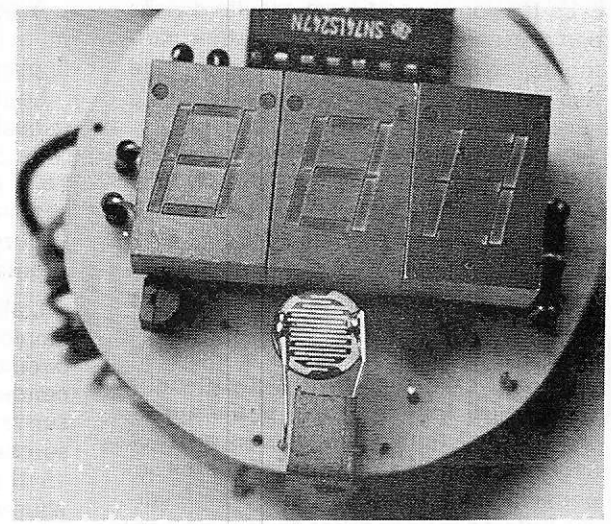
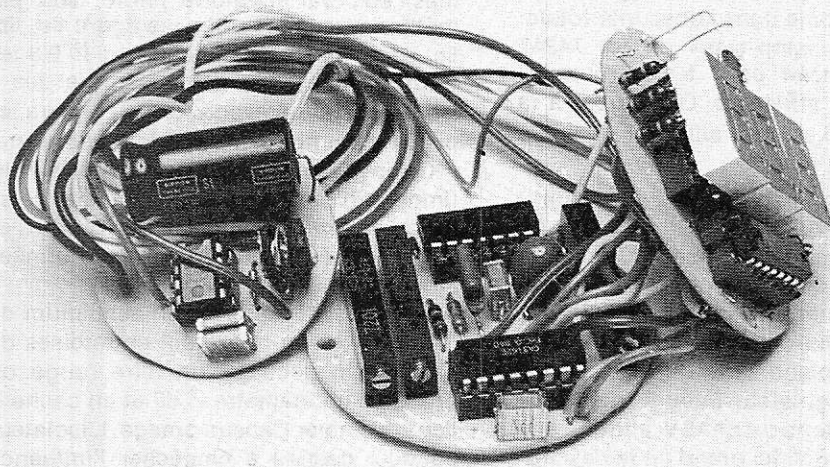


Figure 9c



↑ Le module afficheur on distingue la LDR servant un contraste automatique.

← Les trois circuits du compte tours assemblés.

On réalisera le boîtier dans une vieille bombe à raser **vide**, coupée en biseau, que l'on percera et peindra extérieurement (voir schéma de la **figure 10**).

On relie ensuite les 2 CI Ø 55 par des fils assez longs et le CI d'alimentation par des fils mesurant au moins 1,5 x la longueur totale du boîtier. On montera alors les entretoises et les deux équerres de fixation ainsi que le cache et le filtre, après avoir brièvement testé la tension en sortie du régulateur ($5\text{ V} \pm 2\%$), puis enfilé les 4

IC's. Nous pouvons procéder aux réglages.

On règle P2 de façon à obtenir « 0,0 » à l'affichage, et on injecte une tension comprise entre 0,5 et 0,99 V sur la broche 11 du CA 3162 E, que l'on mesure à l'aide d'un multimètre, et on ajuste P3 de façon à lire la même valeur.

Grâce à un transformateur de 6 ou 12 V sans redresseur, on injecte le 50 Hz secteur à l'entrée du montage sur le LM 2907. On règle P1 de façon à lire 15,0 pour un 4 cylindres ou bien 10,0 pour un 6 cylindres.

On retouche éventuellement le zéro et on procède éventuellement à un nouveau réglage de façon à avoir 0,0 sans signal et 15,0 avec, simultanément.

Une fois ces opérations terminées, le compte-tours est prêt à être monté dans son boîtier puis dans le véhicule.

On remarque que l'ensemble convertisseur-affichage-filtre forme un bloc compact qui pourra être démonté facilement, à l'aide de 2 vis parker, pour d'éventuelles retouches ou réparations.

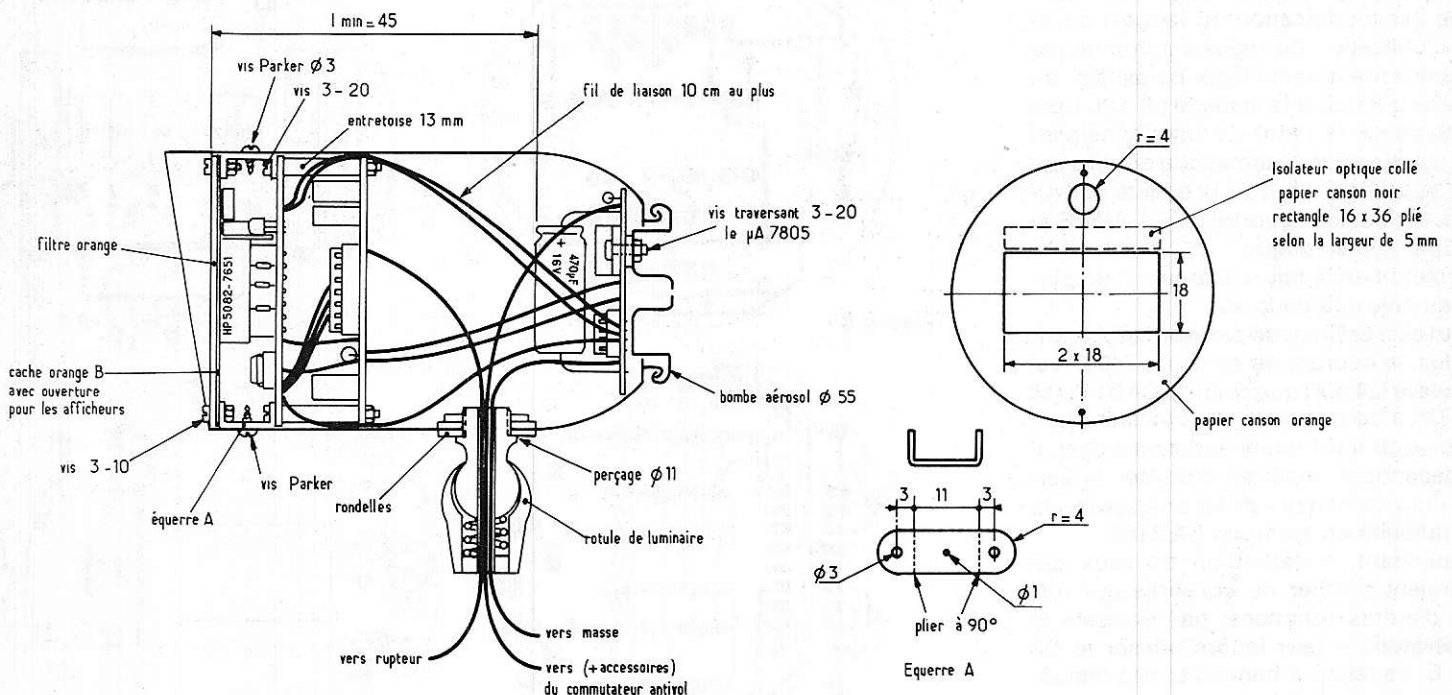


Figure 10 : Réalisation mécanique.

V) CONSEILS

Il est absolument nécessaire de monter les afficheurs et IC's sur supports de façon à éviter toutes surchauffes et à faciliter les réparations. De plus, nous vous conseillons vivement d'utiliser les afficheurs préconisés de couleur orange (High-efficiency-red), qui sont réellement de meilleure qualité que les afficheurs courants. Ils bénéficient d'une forte luminosité, absolument indispensable pour la lecture en plein jour (1 mcd typ. à 10 mA) et d'un faible courant de déclenchement.

Leur prix est le double de celui d'un afficheur rouge classique mais cela vaut l'investissement.

Il est possible de remplacer le 7561 par un autre afficheur spécialement étudié pour être lu en plein soleil, qui a pour référence HDSP 3731 en orange et HDSP 4131 en jaune.

Choisissez des composants miniatures (résistances 1/4 W, condensateurs MKM) car les circuits imprimés sont calculés au plus juste.

J. DEBIEZ

Nomenclature

Résistances :

1/4 W 5 % :
R1 10 k Ω
R2 20 k Ω
R3 10 k Ω
R4 3,7 k Ω
R5 à R11 62 Ω
R12 91 Ω
R13 1,5 k Ω
Métal 5 % :
Rt 1/2 W ou 1/4 W 10 k Ω ou 12 k Ω .
Bobinée 3 W :
Rsh 15 Ω 5 %.

Semiconducteurs :

IC1 LM 2907 N 14 PINS ou LM 2917 N 14 (NS)
IC2 CA 3162 E (RCA) ou AD 2020 (Analog Devices)
IC3 SN 74LS247 N ou SN 74LS47 N ou CA 3161 E (voir texte)
IC4 NE 555 minidip
IC5 μ A 7805, 1 A, TO 220, 5 V
T1, T2, T3, BC 558 B ou C
D1, D2 1N914
LDR LDR 07 ou LDR 05 ou LDR 03
A1, A2, A3 GP 5082-7651 (Hewlett-Packard) ou DLO 7651 (Litronix).

Potentiomètres :

Multitours :
P1 10 k Ω
P2 50 k Ω
P3 10 k Ω
Ajustable vertical 2,54 mm :
P4 50 k Ω

Condensateurs :

Siemens MKM 5 % :
C1 22 nF
C2 10 nF
C3 10 nF
C4 120 nF
C5 120 nF
Ct 82 nF 68 nF
Ci 270 nF ou 220 nF
Polarisés :
C6 470 μ F 16 V chimique
Cs 68 μ F ou 47 μ F 6,3 V tantale goutte.

Divers :

Inter, boîtier (\varnothing 55, 145), circuit imprimé, 4 supports IC's 14 pins, 2 supports 16 pins, support 8 pins, 3 cosses fermées rondes, équerres de fixation, fils divers, visserie.

Sté FIORE
s.a.r.l. au capital
de 60 000 fr.

MAGASIN FERMÉ
LE LUNDI

INTER ONDES

C.C.P. FIORE 4195-33 LYON - R.C. Lyon 67 B 380

69, rue Servient 69003 - LYON

Tél. (78) 62.78.19

- F 95 HFA -

STATION EXPERIMENTALE

See expédition :
84-61-43

NOUVELLE ADRESSE :

69, rue Servient 69003 LYON

A LYON :

COMPOSANTS - TRANSISTORS KITS-INTÉGRÉS - ÉMISSION-RÉCEPTION

PAIEMENT : à la commande, par chèque, mandat ou C.C.P. Envoi minimal 30 F.
Contre remboursement : moitié à la commande, plus 5 F de frais.

PORT : RÉGLEMENT A RÉCEPTION AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT HORS DE FRANCE

A l'écoute des émissions radio-amateurs on remarque parfois à la fin de certaines émissions un « PIP ».

Nous vous proposons avec ce montage, la possibilité

d'envoyer à la fin de chaque émission, un « PIP » que nous appellerons « DAA » ou un « DAA-DI-DAA ».

Ce montage a été baptisé « PIP-OVER » et intéressera tout radio-amateur - cibiste, etc...

Un «ROGER~BIP» composant la lettre K

GENERALITES

Tous les éléments nécessaires à la fabrication de cet appareil et son mode de raccordement avec un « Transceiver » sont groupés dans la **figure 1**.

Au microphone des émetteurs-récepteurs est associé en général un bouton-poussoir appelé P.T.T. (Push to talk =

pousser pour parler) qu'il faut relâcher pour pouvoir recevoir et pour faire savoir à l'autre station que c'est à elle d'émettre. Ce montage intercalé entre le micro et l'émetteur (voir **figure 1**) à la fin de chaque émission (P.T.T. relâché), maintient l'émission le temps d'envoyer un DAA ou surtout un DAA-DI-DAA qui en code morse équivaut à la lettre K, qui, en fin de message

veut dire « prêt pour réception /OVER ».

Le signal DAA-Di-DAA (**figure 2**) dont le ton et la vitesse sont réglables, se compose comme suit :

DAA = 3 temps
 repos = 1 temps
 DI = 1 temps
 repos = 1 temps
 DAA = 3 temps.

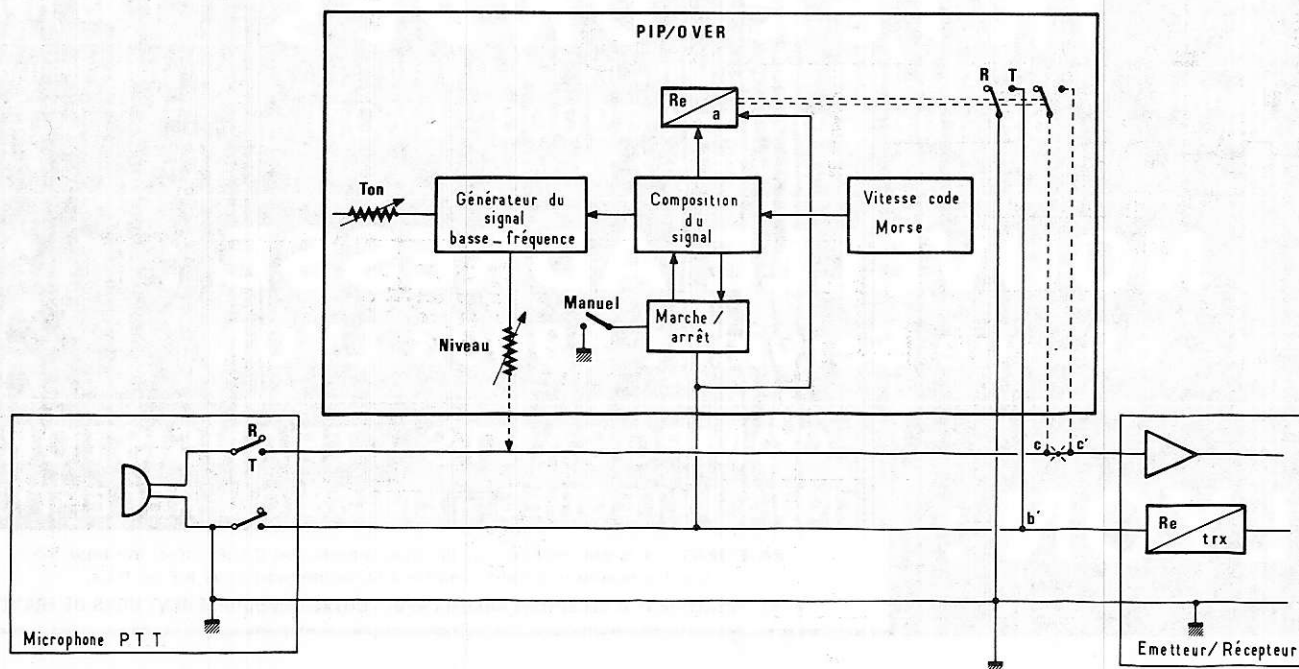


Figure 1

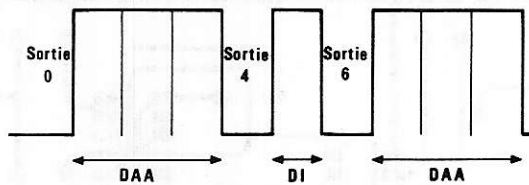


Figure 2 a

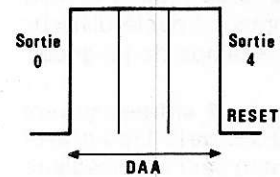


Figure 2 b

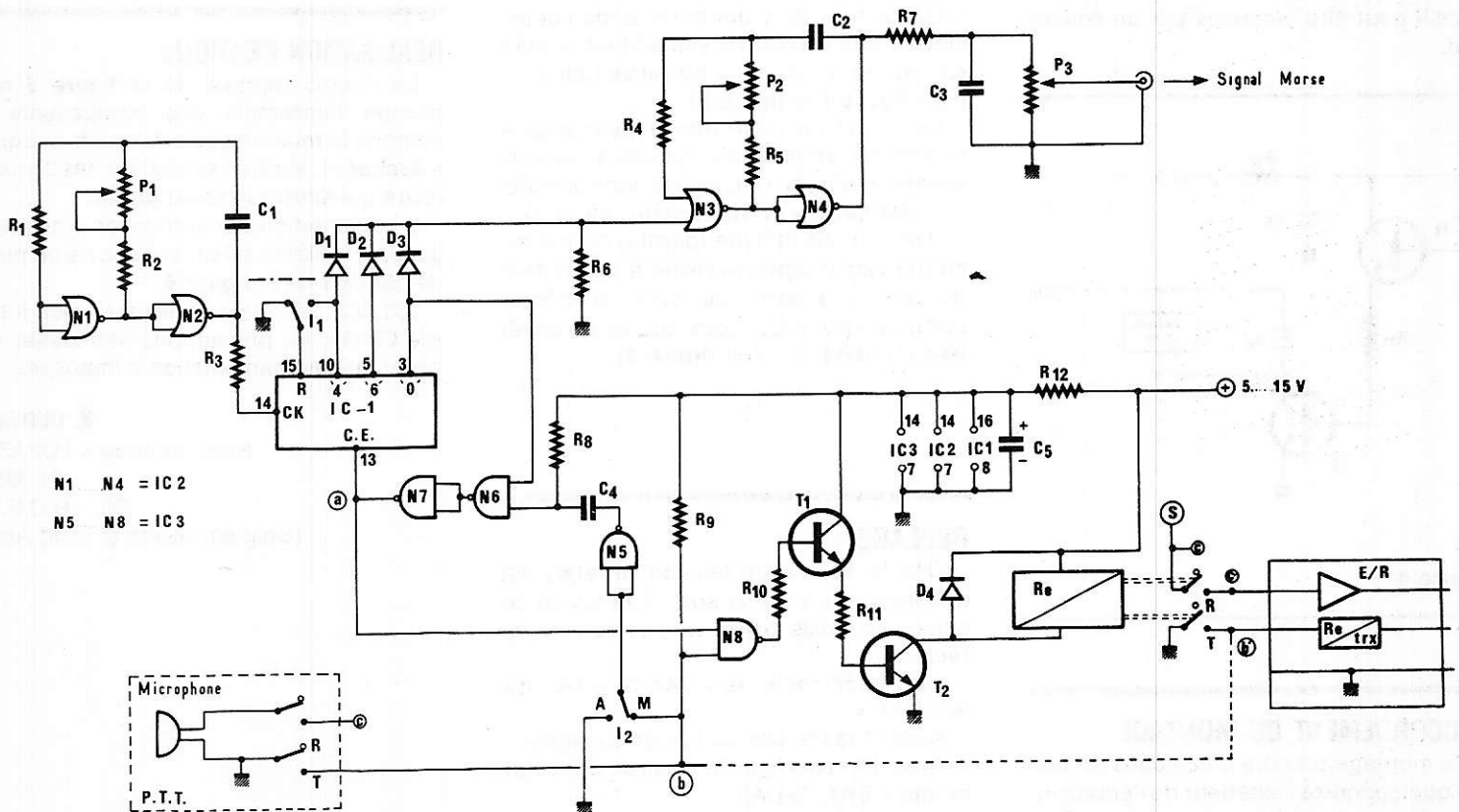
L'aspect du signal de sortie 4017 : on voit parfaitement que la matrice de décodage à diodes D1, D2, D3, placées sur les sorties 0, 4 et 6 du 4017 bloquent le générateur à 800 Hz, ce qui donne à la sortie de ce dernier, cette séquence.

ETUDE DU SCHEMA

Comme on le voit en figure 3 le cœur du montage est un compteur décodeur 4017 désormais très populaire. Les créneaux issus d'un oscillateur d'horloge bâti avec deux portes NOR (N1-N2) et dont la fréquence est réglable avec P1, attaquent le compteur sur son entrée Clock Borne 14. A chaque impulsion notre compteur avance d'un pas, ceci à condition que C.E. Borne 3

soit à l'état bas, ici on ne tient compte pour la composition du signal code morse que des sorties 4, 6 et 0 (respectivement pattes 10, 5 et 3). La sortie 4 forme le temps de repos du signal entre DAA et le DI, la sortie 6 entre le DI et le DAA, la sortie 0 l'arrêt final (voir figure 2), à l'aide de D1, D2, D3. Ces sorties viennent bloquer le générateur du signal B.F. (morse) bâti avec 2 portes NOR N3-N4 ; la fréquence de cet oscillateur, environ 800 Hz, sera réglée avec P2. La sortie

0 de IC 1 étant haute avec les 2 portes NAND N6 et N7 maintient le compteur bloqué C.E. haut. En relâchant le P.T.T. (l'inverseur 12 en position M-marche) une impulsion formée avec la porte NAND N5 et C4 via N6 et N7 vient valider l'horloge (borne 13 C.E. logique 0) ce qui fait démarrer le compteur, sortie 0 tombe à l'état logique 0 et maintient C.E. dans le même état jusqu'à ce qu'un état haut apparaisse à cette sortie.



N1 N4 = IC 2
N5 N8 = IC 3

Figure 3

Pour le DAA DI DAA le reset borne 15 est relié à la masse en permanence. Pour un seul DAA, à l'aide d'un inverseur (11), on relie cette borne à la sortie 4 (patte 10) afin de réaliser un compteur bouclé diviseur par 4, le DAA aura 3 temps de longueur. (Voir **figure 2A**).

Le NAND N8 dont les 2 entrées suivent les états logiques du C.E. de IC1 (point a) et celui du P.T.T. (point b) par l'intermédiaire de T1 et T2 actionne un relais qui fait les fonctions du P.T.T. et maintient l'émission après avoir relâché le P.T.T. et ce, le temps de passage du code morse.

D4 protège le transistor T2 des effets de self pouvant provenir du relais.

ALIMENTATION ET RELAIS

Une alimentation de 5 à 15 V par batteries ou secteur ou tiré de l'émetteur/récepteur pourra alimenter ce montage, par conséquent le relais sera adapté à cette tension.

L'alimentation de l'électronique est filtrée par R12 et C5 (voir **figure 3**) et est d'environ 2 mA — dans les cas où la construction de l'émetteur/récepteur le permet, ce relais viendrait à tomber et sera remplacé par celui de l'émetteur/récepteur et raccordé suivant la **figure 4** (entres autres).

— Le relais utilisé pour nos essais est de marque Archer — 12 V /250 ohms/50 mA. Mais il peut être remplacé par un équivalent.

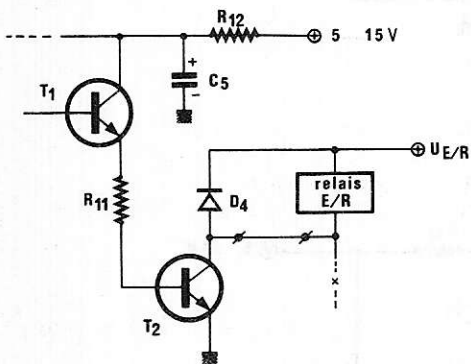


Figure 4

RACCORDEMENT DU MONTAGE

Le montage prendra place dans un boîtier quelconque à l'extérieur de l'émetteur/récepteur ou à l'intérieur de celui-ci, s'il y a assez de place, et sera intercalé entre le microphone (P.T.T.) et l'émetteur-récepteur (**figure 1**).

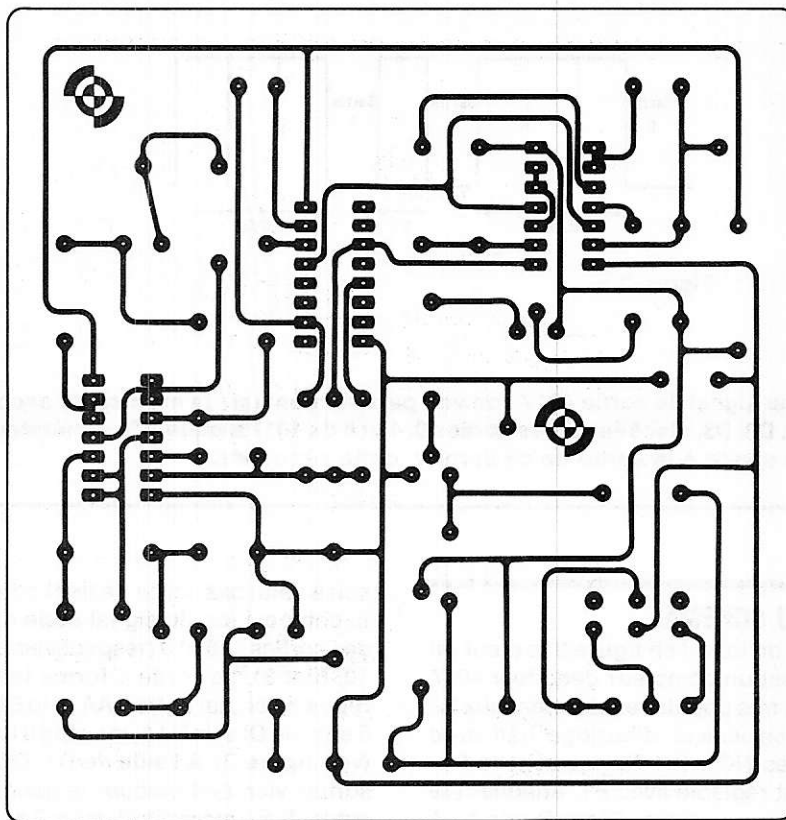


Figure 5

On relie la ligne qui commande l'émission (P.T.T.) au point b. Cette fonction sera reprise par un contact du relais (point b') (voir **figure 1** et **figure 3**).

Le signal du code morse peut aller à l'émetteur de diverses manières, la plus simple serait de l'injecter à la ligne (parole) du microphone - Point S (voir **figure 3**).

Dans ce cas la ligne (parole) du microphone sera coupée et reliée à un contact du relais ; la partie qui vient du microphone au point C, l'autre qui va à l'émetteur au point C'. (Voir **figure 3**).

REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de la **figure 5** regroupe l'ensemble des composants y compris le relais (tracé pour relais marque « Archer »). Mais, à l'exception des 2 inverseurs qui seront fixés au boîtier.

L'implantation des composants ne pose aucun problème si l'on se reporte au plan de câblage de la **figure 6**.

IC1, IC2, IC3 étant réalisés en technologie CMOS, les précautions habituelles au point de vue manipulation s'imposent.

K. OURTANI

Nom de code « TOPAZ »

31 3889

Club B.C.B.A.

(Belgian Citizen's Band Ass.)

REGLAGE

Dès la mise sous tension le relais est actionné et un signal sort. A la fin de ce signal, le relais prend la position repos (écoute).

Avec I1 on choisit le « DAA-DI-DAA » ou le « DAA ».

Avec I2 la marche ou l'arrêt du signal.

Avec P1 on règle la vitesse du code morse « DAA-DI-DAA ».

Avec P2 la hauteur du ton de ce signal (\pm 800 Hz) qui peut avoir une autre fréquence suivant goût.

Avec P3 son niveau de sortie.

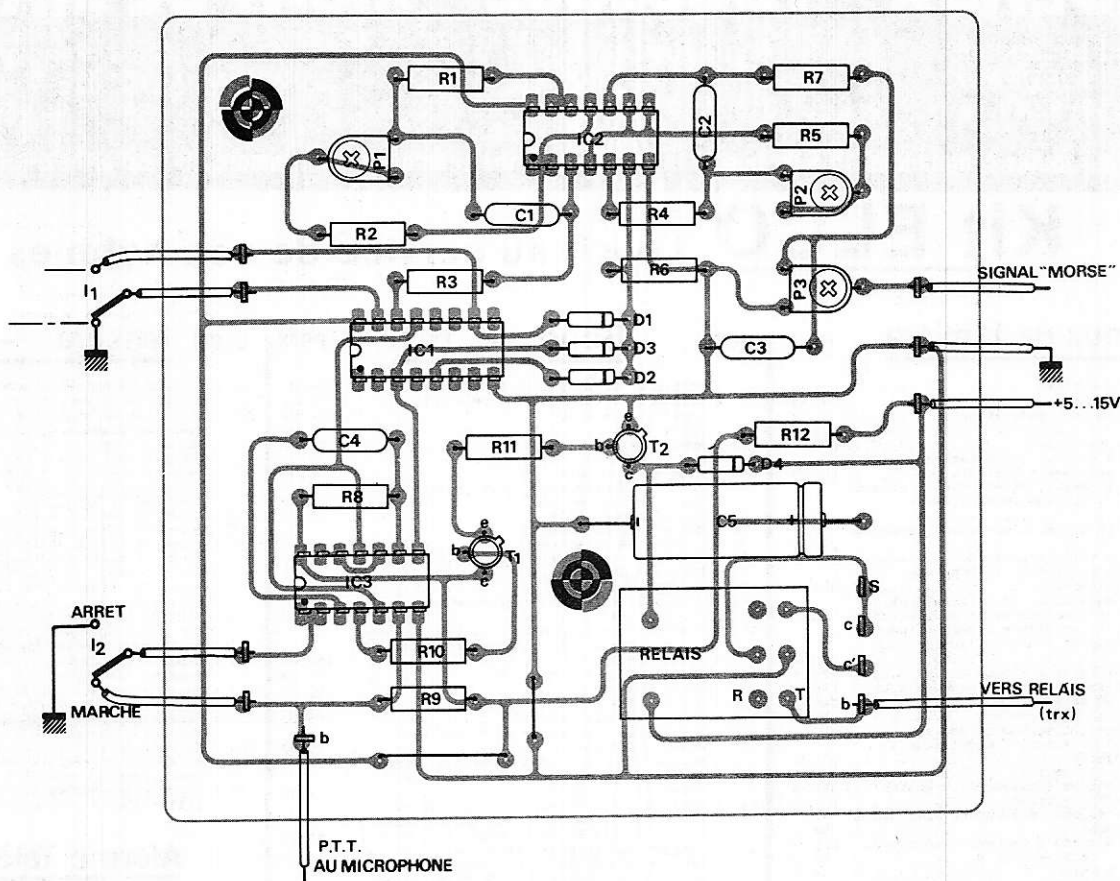


Figure 6

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances

A couche $\pm 5\%$ - 1/4 W.

R1 : 1 M Ω
 R2 : 220 k Ω
 R3 : 100 k Ω
 R4 : 100 k Ω
 R5 : 22 k Ω
 R6 : 47 k Ω
 R7 : 100 k Ω
 R8 : 1 M Ω
 R9 : 22 k Ω
 R10 : 22 k Ω
 R11 : 1 k Ω
 R12 : 47 Ω

P1 : 1 M Ω (ajustable-horizontal-miniature)

P2 : 100 k Ω (ajustable-horizontal-miniature)

P3 : 100 k Ω (ajustable-horizontal-miniature)

Condensateurs

C1 : 47 nF
 C2 : 10 nF
 C3 : 4,7 nF
 C4 : 100 nF
 C5 : 470 MF/16 V

Circuits intégrés

IC1 = CD 4017
 IC2 = CD 4001
 IC3 = CD 4011

Transistors

T1 = BC 108 ou équivalent
 T2 = BC 140 ou équivalent

Autres semi-conducteurs

D1 - D2 - D3 = 1 N 4148
 D4 = 1 N 4001

Divers

I1 = inverseur unipolaire 2 positions stables (miniature)
 I2 = inverseur unipolaire 2 positions stables (miniature)
 Relais : voir texte.

ELECTROME

BORDEAUX TOULOUSE MONT-DE-MARSAN

17, rue Fondaudège
33000 - BORDEAUX
Tél. : (56) 52.14.18

Angle rue Darquier
et, grande rue Nazareth
31000 - TOULOUSE

5, place J. Pancaut
40000 - MONT-DE-MARSAN
Tél. (58) 75.99.25

Pour toutes commandes 15 F de port et emballage. Contre-remboursement joindre 20 % d'arrhes + frais.

Kit ELCO Le Kit au service de vos hobbies

ELCO	Jeux de lumière	PRIX
9	Gradateur de lumière	39,00
10	Modulateur 3 canaux	95,00
11	Voie négative pour modulateur	26,00
12	Modulateur 3 V + négatif	125,00
16	Stroboscope 60 joules	110,00
17	Chenillard 4 canaux, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	130,00
19	Chenillard 8 canaux, aller-retour, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	220,00
22	Chenillard 16 voies aller-retour, programmable	290,00
23	Chenillard 8 voies professionnel, 10 programmes enchaînés en automatique, 2 vitesses réglables	390,00
26	Chenillard-Modulateur (ce kit rassemble un chenillard 4 canaux et un modulateur 3 V + négatif, un simple inverseur permet tant de passer de l'une à l'autre fonction)	250,00
28	Cliquotant alterné 2 x 1200 W	70,00
40	Stroboscope 150 joules, vitesse réglable	150,00
42	Chenillard 10 voies	240,00
43	Stroboscope 2 x 150 joules	250,00
44	Régie-lumière (1 strobo 60 joules, 1 chenillard 4 canaux, 1 modulateur 3 canaux + négatif)	390,00
46	Stroboscope 300 joules	250,00
47	Chenillard strobo 4 canaux x 60 joules	390,00
61	Vu-modulateur à 6 triacs	195,00
62	Préampli micro pour modulateur avec micro électret fourni	58,00
71	Modulateur à micro 3 canaux, avec micro	129,00
89	Cliquotant 1 canal x 1200 W	49,00
95	Modulateur 1 voie	38,00
119	Stroboscope alterné 2 x 60 joules	180,00
127	Visualisation à leds pour ELCO 12	34,00
132	Filtre pour montage à triacs	42,00
150	Mini chenillard programmable 8 voies, alimentation 220 V, vitesse réglable	240,00

Auto - Moto

90	Ampli 15 W eff. pour voiture (alim 12 V)	94,00
93	Compte-tours électronique digital, affichage sur 2 x 7 segments de 0000 à 9900 tours	185,00
96	Antivol auto, sortie sur relais	79,00
97	Alimentation pour mini-K7 en 7,5 V à partir du 12 V, ou auto-radio	49,00
98	Capdecur d'essuie glace	58,00
98	Amplificateur d'antenne	28,00
75	Compte-tour électronique, avec son galvanomètre	75,00
103	Allumage électronique	160,00
128	Horloge digitale moto-auto ou bateau, heure, minute à quartz, peut faire réveil alimentation en 12 V	124,00
156	Alarme antivol moto, avec son capteur	99,00
165	Modulateur 3 Voies, 12 V, pour auto-radio ou lecteur K7, sortie sur 6 leds (3 couleurs différentes)	85,00
167	Tuner FM Stéréo Booster 2 x 15 W (réglage grave, aigu, balance, volume) led stéréo	430,00
172	Alarme auto effet Doppler	245,00
173	Volmètre contrôle batterie 12 V (sortie sur 5 leds)	39,00
200	Booster stéréo 15 W, pour auto, avec correcteur de tonalité, volume, balance	190,00

Emission Réception Radio FM

25	Mini-récepteur FM 80 à 108 MHz avec ampli	54,00
27	Préréglage à touche control pour tuner FM (4 touches préréglables par potentiomètre 20 tours)	115,00
79	Décodeur stéréo FM	95,00
145	Récepteur 26 à 200 MHz, avec ampli	110,00
146	Récepteur citizen bande, avec ampli	95,00

ELCO	Sono - Hifi	PRIX
20	Filtre HP 2 voies pour enceinte 30 W	54,00
21	Filtre HP 3 voies pour enceinte 60 W	78,00
38	Ampli 10 W stéréo	130,00
52	Ampli 2 W	47,00
53	Ampli 6 W	61,00
54	Ampli 10 W	75,00
50	Vu-mètre à 6 Leds	58,00
65	Vu-mètre stéréo pour ampli jusqu'à 100 W (avec les vu-mètre)	89,00
77	Préampli mono RIAA	25,00
78	Correcteur de tonalité	29,00
79	Préampli RIAA stéréo	38,00
80	Correcteur de tonalité stéréo	56,00
93	Préampli micro	35,00
94	Préampli guitare	34,00
101	Equalizer 6 filtres réglables par 6 potentiomètres	125,00
102	Platine de mixage pour 2 platines magnétiques stéréo (réglage par potentiomètres rectilignes)	160,00
105	Tremolo électronique	90,00
107	Ampli 80 W eff.	260,00
108	Ampli 120 W eff.	320,00
109	Ampli 80 W eff. stéréo	495,00
118	Pré-écoute pour table de mixage avec commutateur pour 6 entrées	95,00
120	Mixage 1 micro + 1 magnétophone, permet de sonoriser des diapositives ou des films	72,00
125	Applaudimètre à leds, en fonction du allume de 1 à 12 leds fournis avec micro	150,00
135	Truque électronique permet d'imiter le bruit d'une détonation, aboiement de chien explosion, accélération de moto, sirène police, etc... indispensable pour vos soirées	230,00
140	Chambre de réverbération, volume et retard réglables	150,00
147	Ampli 0,5 W, réglage volume	31,00
148	Equalizer stéréo, réglage par potentiomètres rectilignes 6 voies	198,00
149	Déphaseur pour amplis 80 ou 100 W	45,00
151	Mixage guitare pour 5 entrées guitare ou micro, 1 entrée orgue ou autre, correcteur de tonalité grave, aigu, niveau d'entrée réglable sur chaque entrée	190,00
153	Ampli 60 W efficaces	210,00
160	Table de mixage stéréo à 6 entrées: 2 micros, 2 auxiliaires	220,00
161	Correcteur de tonalité stéréo, réglable par potentiomètres rectilignes peut s'adapter sur le 160	88,00
162	Préampli stéréo pour platine magnétique ou micro, réglage par potentiomètre rectiligne	59,00
170	Ampli tuner FM stéréo 2 x 20 W avec correcteur de tonalité volume, balance indicateur d'émission stéréo	450,00

Gadgets

24	Mini-orque électronique (8 notes réglables)	58,00
26	Carillon 6 tons	110,00
99	Sirène électronique	85,00
72	Metronome électronique avec son HP	55,00
74	Jeux de de électronique (affichage 7 leds)	45,00
86	Boulette électronique à 16 leds	95,00
92	Détecteur de métaux	95,00
115	Blor système pour train électrique	70,00
119	Sifflet pour train électrique	95,00
121	Mini-batterie électronique imite le son de deux instruments à percussion	68,00
123	Sablier électronique 3 temps réglable (entre 2 mn et 5 mn) sélection d'un des 3 temps, alarme par buzzer	70,00
124	Loquique feu de croisement, respecte l'ordre des feux	85,00
126	Horloge à affichage digital (heures, minutes) alim 220 V peut faire réveil	79,00
150	Sirène multiple, imite le bruit de la sirène de police américaine, sirène spatiale, bruitages pour flippers	88,00
171	Micro emetteur FM	49,00

ELCO	Mesure - Labo	PRIX
31	Testeur de semi-conducteur	45,00
32	Thermostat électronique sortie sur relais	85,00
39	Alimentation stabilisée 3 à 24 V 1,5 A, avec son transfo	140,00
50	Signal tracer	95,00
91	Générateur 1 Hz à 2 MHz en 6 gammes	95,00
95	Temporisateur 1 s à 5 mn sortie sur relais	88,00
99	Alimentation stabilisée 5 à 15 V 500 mA, avec son transfo	89,00
103	Alimentation 5 V 1,2 A, avec son transfo	95,00
91	Fréquence digital 10 Hz à 2 MHz	245,00
97	Temporisateur à affichage digital (heures minutes) réglable jusqu'à 40 mn précision une seconde	145,00
98	Tuner FM, sensibilité 1,2µV CAP, tête préréglée	220,00
99	Bloc de compte de 0 à 999, affichage sur 3 segments, exemple d'application en fréquence-mètre, comptage de passage	180,00
104	Capacimètre digital, par 3 afficheurs 7 segments de 100 pF à 10 000 microfarad	210,00
114	Base de temps à quartz 50 Hz pour horloge digitale	78,00
131	Générateur 5 Hz à 500 KHz, Sinus, Triangle, Carré	190,00
164	Alimentation 18 V 1 A, sans transfo	49,00
168	Alimentation réglable de 5 V à 24 V 1,5 A avec transfo, 5 V 1,5 A fixe	170,00
174	Traceur de courbes transistors pour oscilloscope (4 courbes) PNP, NPN	185,00

Alarme Télécommande

15	Centrale alarme pour maison	280,00
34	Barrière à ultra-son (portée 15 m)	165,00
35	Emetteur à ultra-son	75,00
36	Récepteur à ultra-son	90,00
37	Alarme à ultra-son par effet Doppler	230,00
70	Déclencheur photo-électrique, permet de construire des barrières lumineuses, comptage d'objets, etc... sortie sur relais	85,00
90	Vox-control, sortie sur relais	75,00
112	Emetteur 27 MHz, à quartz	55,00
113	Récepteur 27 MHz, à quartz	110,00
122	Passive automatique pour diapositives, vitesse réglable	85,00
133	Barrière à ultra son pour entrée magasin ou commande de porte de garage. Déclenche un relais pendant un temps réglable de 1s à 1 mn quand quelqu'un passe	188,00
144	Minuterie électronique à affichage digital pour insoléuse, commande jusqu'à 6 tubes ultra-violet de 1 s à 40 mn (affichage minutes-secondes)	190,00
142	Micro Timer programmable à Microprocesseur	450,00
143	Emetteur infra-rouge	95,00
144	Récepteur infra-rouge sortie sur relais	125,00
145	Télécommande secteur, permet de mettre un appareil en route en le télécommandant par le secteur	150,00

Maison - Horloge

30	Interrupteur crepusculaire, permet d'allumer ou d'éteindre un spot de façon progressive automatiquement	88,00
41	Interphone 2 postes	85,00
66	Horloge digitale (heure-minute)	129,00
67	Alarme pour ELCO 66, transforme ELCO 66 en horloge-reveil	36,00
110	Amplificateur téléphonique	75,00
137	Horloge digitale réveil pour cafetière électrique ou poste radio ou autre, commande une charge de 1 200 W à l'heure du réveil	99,00
138	Horloge réveil digitale, met un buzzer en route à l'heure du réveil	125,00
166	Alarme pour débordement machine à laver	49,00

DOCUMENTATION SUR KIT ELCO, CONTRE
3F EN TIMBRES