

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°1

Led

EN SAVOIR PLUS SUR ...

LA MICRO-INFORMATIQUE

LA TELEMATIQUE

L'ELECTRONIQUE ET L'AUTO

9 REALISATIONS DONT

1 BOOSTER TRIPHONIQUE



Led

Directeur de la publication :
Edouard Pastor.

Rédaction.

Ont collaboré à ce numéro :

Christian Darteville,
Charles-Henry Delaleu,
Bernard Duval,
Philippe Faugetas,
Jean Hiraga,
Gabriel Kossmann,
Pierre Labéy,
Gilles Ledoré,
Christian Miquel,
Patrick Vercher.

**Montages techniques,
études et maquettes.**

Direction :

Bernard Duval
assisté de :
Gérard Chrétien,
Jean Hiraga,
Gilles Ledoré.

Secrétariat :

Gisèle Crut.

Conseiller artistique :

Patrick Hazera.

Réalisation :

Pierre Thibias.

Photo couverture :

Frédéric Lefèvre.

Société éditrice :

Editions Fréquences.

11, boulevard Ney - 75018 Paris

Tél. : (1) 238.80.88

Président-directeur général :

Edouard Pastor.

Publicité générale :

chez l'éditeur

Alain Boar : 238.80.37

Jean-Charles Schmidt : 238.82.40.

Secrétariat :

Annie Perbal.

Publicité revendeurs :

Périfélec.

Christian Bouthias

La Culaz. 74370 Charvonnex.

Tél. : (50) 67.54.01.

Bureaux de Paris :

Jean Semerdjian

7, boulevard Ney. 75018 Paris.

Tél. : (1) 238.80.88.

Service abonnements :

Editions Fréquences

Fernande Givry : 238.81.85.

LED (LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI). MENSUEL 15 F. 10 NUMEROS PAR AN. ADRESSE : 11, BD NEY. 75018 PARIS. TEL. : (1) 238.80.88. PUBLICITE GENERALE : 11, BD NEY. 75018 PARIS. PUBLICITE REVENDEURS : PERIFEEC. LA CULAZ. 74370 CHARVONNEX. TEL. : (50) 67.54.01. BUREAUX DE PARIS : 7, BD NEY. 75018 PARIS. TEL. : (1) 238.80.88. ABONNEMENTS 1 AN (10 NUMEROS) : FRANCE : 120 F. ETRANGER : 200 F. TOUS DROITS DE REPRODUCTION (TEXTES ET PHOTOS) RESERVES POUR TOUS PAYS. LED EST UNE MARQUE DEPOSEE. ISSN ET COMMISSION PARITAIRE EN COURS D'ATTRIBUTION. IMPRESSION : BERGER-LEVRAULT. 18, RUE DES GLACIS. 54017 NANCY.

13

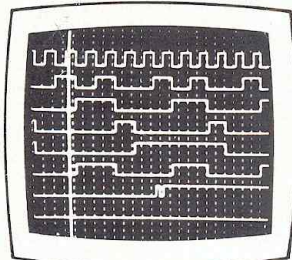
LED VOUS INFORME

L'actualité du monde de l'électronique, les produits nouveaux.

23

RACONTE-MOI LA MICRO-INFORMATIQUE

Les micro-ordinateurs et leurs périphériques comme si vous y étiez.



29

EN SAVOIR PLUS SUR LE FILTRE PASSIF

Comment en calculer les caractéristiques ?

34

EN SAVOIR PLUS SUR L'ELECTRONIQUE DANS MON AUTO

En automobile, comme partout, l'électronique remplace ou asservit la mécanique.

38

CONSEILS ET TOUR DE MAIN

Pas de bon ouvrier sans bons outils et pas de bons outils sans bon artisan.

47

L'ELECTRONIQUE A L'HEURE DE LA TELEMATIQUE

Ou comment une expérience comme Télétel va déboucher dans notre vie quotidienne.

58

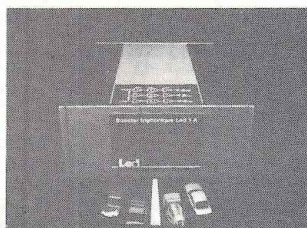
EN SAVOIR PLUS SUR LE VHS COMPACT

Quelles sont donc les modes de fonctionnement du dernier développement de la vidéo ?

64

KIT : UN BOOSTER TRIPHONIQUE

Sur la route, trois voies c'est mieux que deux.



76

KIT : UN GENERATEUR BF

Construisez vous-même l'un des outils indispensables de votre laboratoire.

84

KIT : UN COMPRESSEUR DE MODULATION

Pour que les crêtes du signal ne deviennent pas des plateaux.

86

KIT : UN ROGER BEEP

Un ingénieux dispositif qui vous permettra de ponctuer correctement vos dialogues cibistes.

90

KIT : COMMANDE DE MOTEUR A COURANT CONSTANT

La vitesse de rotation de votre moteur électrique sera enfin stable.

94

KIT : UN MINI-THERMOMETRE

De 0 à 100°C, un indicateur souple et précis de la température, facile à réaliser.

96

KIT : UN LUX-METRE A DIODES LED

Ce type d'indicateur vous donne une mesure de l'éclairement : indispensable aux photographes !

101

KIT : UNE ALARME A USAGES MULTIPLES

Invasion d'eau, de lumière ou de voleurs, et cette alarme facile à construire se déclenchera !

104

KIT : UN WATT-METRE LOGARITHMIQUE

L'indication précise de la puissance de sortie agrémentera utilement votre amplificateur.

raconte-moi...

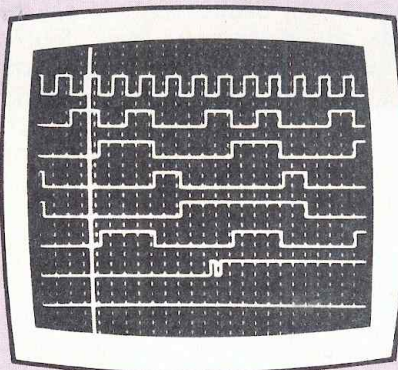
LA MICRO-INFORMATIQUE

On peut aborder la micro-informatique avec des regards qui, bien que semblant diamétralement opposés, sont, nous le verrons assez similaires. La façon la plus simple et la plus courante est de considérer un système à microprocesseur comme une boîte noire avec quelques boutons qui lancent, lorsqu'ils sont appuyés, différents programmes ; c'est le programmeur de vos appareils ménagers. Une façon plus élégante d'aborder la micro-informatique : à partir d'un mini-ordinateur de type Commodore, Tandy ou Apple, et s'initier à l'informatique à travers différents programmes de jeux ou de gestion. C'est la solution du « logicien » ou du responsable de Pme qui traite sa gestion à l'aide d'une telle machine. Pour l'électronicien désirant s'initier à la micro-informatique, cet aspect « logiciel » s'accompagnera souvent d'une approche « matériel », aussi dans cet article on se propose de décrire différents systèmes utilisables par un technicien, cette description nous permettant de découvrir la structure générale d'un mini-ordinateur.

SYSTÈME MINIMUM

Avant de passer à la description d'un système complet et de ses divers composants, nous allons voir qu'il existe plusieurs étapes. On peut se poser la question de savoir quelle est l'architecture minimum que doit avoir un système pour fonctionner. Ce type de système est représenté sur la figure 1 : au cœur, on retrouve le microprocesseur (unité centrale), il a pour fonction d'exécuter les instructions arithmétiques ou logiques et de séquencer l'ensemble de la machine. En particulier, il gère l'ensemble des signaux de synchronisation qui permet le transfert des données et des adresses entre les différents circuits du système. La fonction de la mémoire est double : elle contient

Que ce soit dans notre vie professionnelle, dans nos loisirs, nous avons tous été, à de nombreux instants, en contact avec la micro-informatique. Ce contact peut évidemment se faire sous différentes formes.



Exemple de chronogramme de signaux logiques circulant dans les « bus » de micro-ordinateur.

d'abord les programmes (instructions) qui seront exécutés par le microprocesseur, ensuite elle conserve les données traitées par le programme.

Le dernier sous-ensemble contenu dans ce système est le module d'entrées-sorties, c'est lui le responsable du dialo-

gue entre le microprocesseur et l'extérieur, par exemple les périphériques (écran de visualisation, imprimante, etc.). Enfin, ces trois sous-ensembles communiquent entre eux à l'aide de bus (adresses, données, contrôle), qui, par définition, sont un ensemble de lignes parallèles sur lesquelles peut venir se connecter chacun des sous-ensembles. Cette description faite sous forme de bloc ne saurait faire oublier différents circuits qui gravitent autour du microprocesseur et qui sont indispensables à son bon fonctionnement. Par exemple, l'horloge qui donne le rythme de déroulement des instructions, les amplificateurs de ligne qui remettent en forme les différents signaux et bien sûr l'alimentation.

C'est ce genre de système que l'on retrouve le plus souvent sur les équipements industriels (sous forme de carte Europe, etc.). Un exemple typique est donné par les systèmes d'acquisition de données. La figure 2 représente ce mode d'équipement, en premier lieu on retrouve les capteurs qui traduisent en une valeur électrique analogique les différentes informations que l'on désire (température, vitesse...). Depuis l'avène-



Destiné à l'industrie ou aux collectivités, Hewlett-Packard HP-85 constitue un outil très puissant grâce à ses possibilités d'extension.

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

ment des microprocesseurs, toute une gamme de capteurs s'est développée, qui allie à la fois une grande sensibilité et un faible encombrement. Les derniers en date, les capteurs fibres optiques, sont pleins de promesses, en particulier dans le domaine acoustique. Par définition, un microprocesseur ne traite que des valeurs numériques, aussi on trouve à la suite du capteur toute une chaîne de transformation (amplificateur, convertisseur analogique numérique...). Enfin, après traitement (c'est-à-dire déroulement du programme contenu dans la mémoire), les données peuvent être mémorisées, sorties vers un périphérique ou encore, dans un système bouclé, agir sur un système extérieur (déclenchement d'un relais par exemple). Il est évident que dans ce type d'automatisme, l'intérêt du microprocesseur réside dans le fait qu'il y a plusieurs données à synthétiser. Ainsi, dans un système à régulation de température, la décision de mise en route d'un équipement de chauffage pourra tenir compte de la température de la

pièce à chauffer, de la température extérieure, du type de pièce à chauffer, de l'heure, etc.

KITS D'INITIATION

On voit que ce système très simple à mettre en œuvre peut être très intéressant pour l'amateur ou le professionnel qui désire réaliser ses propres automatismes. Mais tout de suite une question se pose : comment mettre au point ses programmes ou plus simplement tester la carte ? En général, les professionnels disposent d'un système de développement qui permet d'assembler les divers programmes et encore mieux « d'émuler » la carte. Cette émulation est réalisée en remplaçant le microprocesseur de la carte en étude par le système de développement lui-même (câble 40 points). Celui-ci génère tous les signaux nécessaires aux circuits annexes et permet donc, en déroulant le programme pas à pas, de tester les différents points de la carte et de vérifier si le programme se déroule correctement.

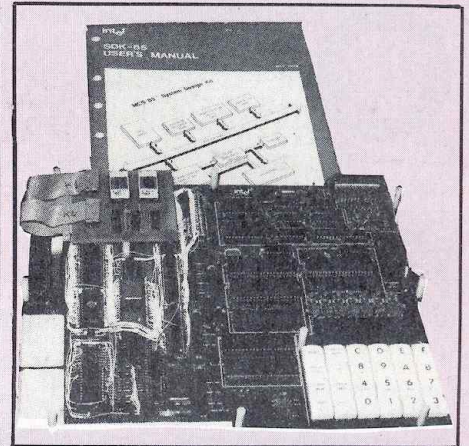


Photo 1 : Kit d'initiation SDK 85... avec quelques extensions.

Ces systèmes de développement (Intellec : Intel, Exorciser : Motorola, Tektronix, Hewlett Packard...) sont malheureusement très coûteux (200 000 F et plus) et inaccessibles à l'amateur.

Les kits d'initiation, proposés par tous les grands constructeurs de microprocesseurs, sont une alternative très attrayante pour tous les techniciens désirant développer leurs propres applications. Construits autour d'un microprocesseur donné, ils incluent tous les composants du système minimum décrit plus haut, avec en plus tous les outils nécessaires au développement d'un programme (clavier et affichage hexadécimal, interface cassette, nombreuses entrées-sorties...). Enfin point important, par leur structure, ces kits d'initiation présentent un côté très pédagogique.

Un exemple de kit (Intel SDK 85) est donné à la figure 3. Ses caractéristiques sont résumées dans le tableau. Du côté logiciel, ces kits possèdent ce qu'on appelle un moniteur résident (c'est-à-dire mémorisé dans une mémoire morte).

Rappelons qu'un moniteur est un ensemble de programmes qui apporte toutes les facilités d'aide à la mise au point de programmes écrits

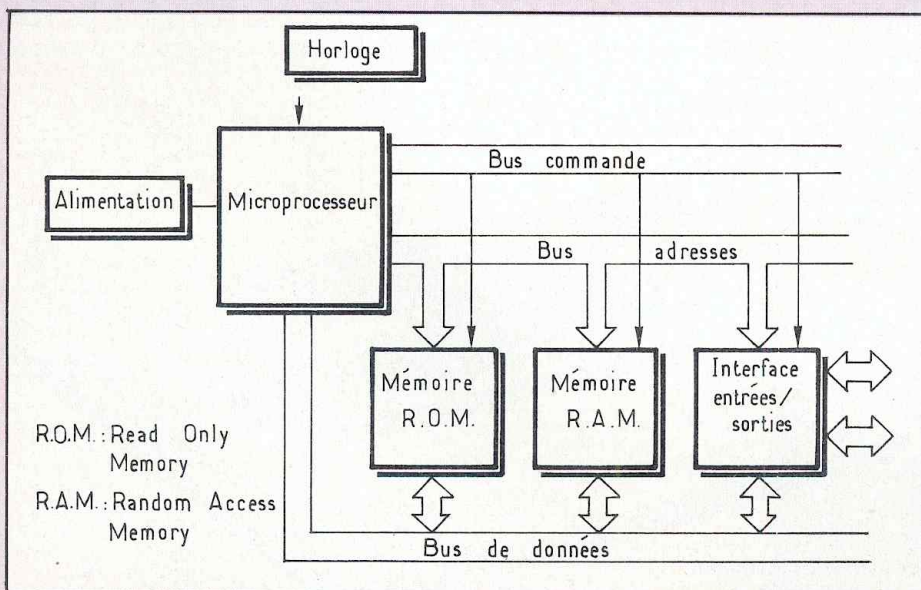


Fig. 1 : Système minimum.

en langage machine. Il permet, de plus, la gestion de tous les interfaces reliés au kit, tels que le clavier et l'affichage hexadécimal. On trouvera, dans un moniteur, des programmes du type transfert d'une zone mémoire dans une autre, initialisation de points d'arrêt (permettant à des endroits stratégiques de vérifier le bon déroulement d'un programme), commande de lancement d'un programme, commande d'exécution pas à pas, etc. Comme on le voit, un moniteur est un outil indispensable lors de la vérification du bon déroulement d'un programme. Enfin il apporte au programmeur toute une bibliothèque de sous-programmes très utiles.

Pour information, on peut citer d'autres kits comme le SDK 86 réalisé autour du microprocesseur 16 bits 8086 de chez Intel, le MK II à base de 6800 de chez Motorola...

Ces kits présentent un grand intérêt, pourtant une limitation va bientôt se faire jour : le logiciel. En effet, tous ces kits se programment en langage machine, c'est-à-dire que les seuls dialogues que vous avez avec le système se font en hexadécimal (système de numérotation en base 16). En général, la démarche que suit le programmeur est la suivante : après avoir conçu la structure de son programme (en écrivant un organigramme par exemple), celui-ci est transcrit en langage assembleur, c'est-à-dire qu'à chaque instruction machine on fait correspondre un mnémomique (appellation abrégée : ADD pour additionner par exemple). Puis le programme terminé, le programmeur effectue lui-même l'assemblage c'est-à-dire la conversion mnémomique hexadécimale, et enfin rentre son programme en mémoire vive à l'aide du clavier.

Bien sûr, la taille du programme augmentant, ce type de démarche devient vite fastidieux. Des modules éditeur-assembleur, adaptables sur

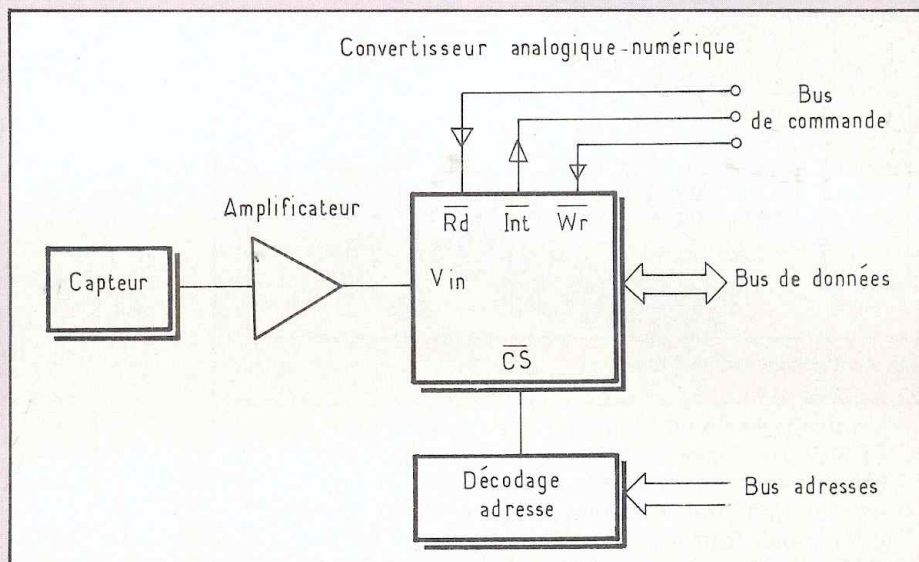


Fig. 2 : Système d'acquisition de données.

certains kits, existent (tel que l'Asmedit sur SDK 85), ils demandent en plus du kit un écran de visualisation et un clavier ASCII.

Très proche de la machine, le langage assembleur est très performant (vitesse d'exécution, encombrement mémoire) mais peu facile d'emploi (à

chaque microprocesseur correspond un assembleur différent), c'est pourquoi il est surtout utilisé dans des applications spécifiques. Pour faciliter la tâche des programmeurs, des langages plus évolués ont été créés (Basic, Fortran, Pascal, Ada...). Plus proches de la formulation naturelle et

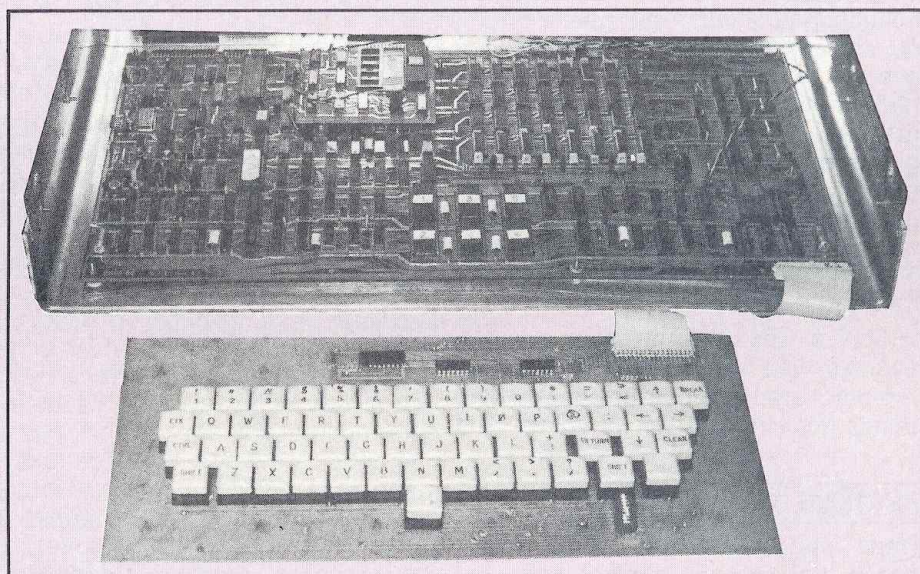


Photo 2 : Système évolué complet.

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

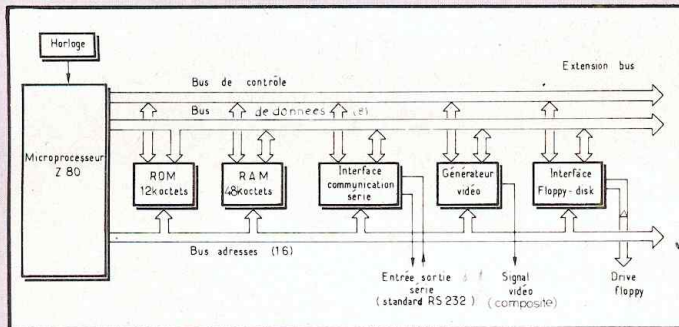


Fig. 4 : Système évolué 8 bits

Un exemple de kit d'initiation, le modèle Intel SDK 85. Il possède un moniteur, ensemble de programmes en mémoire morte et permet la gestion des interfaces du kit. Ses caractéristiques principales sont :

CPU : 8085, ROM : 2 k Bytes, RAM : 256 Bytes, entrées sorties parallèles 38 lignes, entrée sortie série.

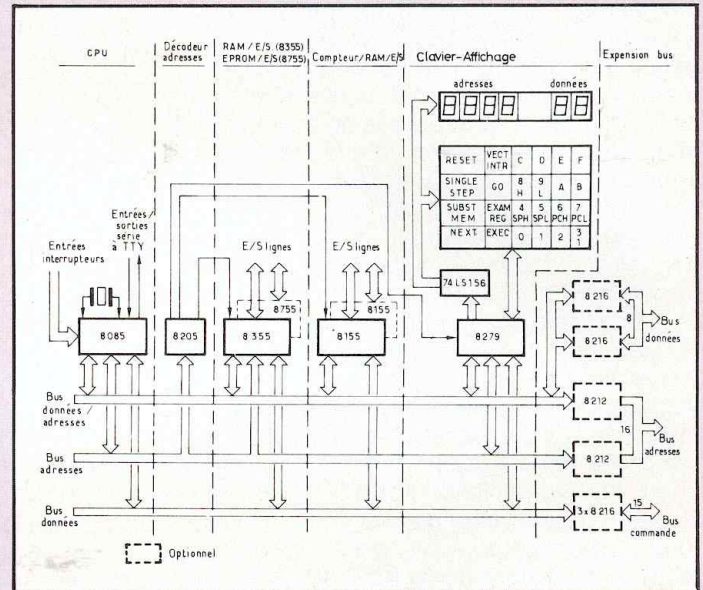


Fig. 3 : SDK 85, kit d'initiation

scientifique, ces langages sont indépendants de la structure interne de l'ordinateur.

Il faut rappeler que sur un système informatique, le coût du logiciel est beaucoup plus important que le coût de la machine et que par des langages de haut niveau, on tente de réduire notablement les frais de maintenance et d'écriture des programmes. Le langage le plus utilisé sur les petits systèmes individuels est bien sûr le Basic, cet état de fait est principalement dû à la facilité d'emploi de ce langage (quelques heures suffisent à l'apprendre).

Grâce à ses performances et sa syntaxe très structurée, le Pascal remplace peu à peu le Basic sur certaines applications.

SYSTÈME ÉVOLUÉ

Dans cette dernière partie, nous allons décrire un système évolué complet. Ce qu'il faut noter tout de

suite, c'est que quel que soit le mini-ordinateur choisi (PET, Apple, TRS 80) cette description reste valable ; seuls les circuits intégrés, et en particulier le microprocesseur, changent. La description qui va suivre va se faire à partir d'un exemple concret : le TRS 80 muni de ses extensions. Un synoptique de ce mini-ordinateur est donné à la figure 4 : on retrouve les différents composants du système minimum, le microprocesseur (Zilog Z80), la mémoire vive (48 K de RAM dynamique) la mémoire morte (12 K : interpréteur Basic). A ce système minimum sont ajoutés différents sous-systèmes responsables du dialogue entre le microprocesseur et les différents périphériques. L'interface vidéo met en forme les données issues du microprocesseur afin de les rendre compatibles avec un écran de télévision conventionnel. On trouve ensuite un interface série réalisé à partir d'un U.A.R.T. (universal asynchronous receiver transmitter) qui transforme les données parallèles

sous forme série et réciproquement : cet interface permet d'échanger des données entre le microprocesseur et des équipements environnants (par exemple un autre ordinateur).

Enfin, tout programmeur doit disposer d'un organe de mémoire non volatile (non détruit après coupure de l'alimentation) et réinscriptible. En général, on utilise des périphériques magnétiques du type mini-cassette ou floppy disk.

CONCLUSION

A travers la description de différents systèmes, cet article nous a permis d'arriver à l'architecture d'un mini-ordinateur. Cette description est, bien sûr, très générale et très simplifiée. Dans de prochains articles, nous reprendrons un à un les différents sous-ensembles d'un système évolué, en donnant les schémas d'un mini-ordinateur complet que chacun de vous peut réaliser.

Philippe Faugeras

LE FILTRE PASSIF

Les filtres répartiteurs de fréquences ont un rôle extrêmement important à jouer dans une enceinte acoustique, tout autant que les haut-parleurs et l'ébénisterie. Ils servent à aiguiller les différentes fréquences vers les transducteurs appropriés et permettent de linéariser les courbes de réponse et d'impédance, de minimiser les rotations de phase. Avant de passer sérieusement à la pratique, examinons les bases essentielles.

Deux types de filtres sont en général utilisés : les filtres actifs, les filtres passifs. Le type le plus courant est de configuration passive. Le filtre passif est placé entre la sortie d'un amplificateur et les haut-parleurs, il fonctionne à basse impédance et haute puissance. Le filtre actif est utilisé en multi-amplificateur, chaque haut-parleur étant attaqué par son propre amplificateur. Dans ce cas, le filtre est placé entre le préamplificateur et les amplificateurs de puissance. Un filtre actif fonctionne à haute impédance et basse puissance.

Les principales caractéristiques d'un filtre passif sont :

- le nombre de voies,
- les fréquences de coupures,
- l'impédance de charge,
- l'atténuation de chaque cellule.

Le nombre de voies : une enceinte réalisée avec un boomer et un twee-

ter aura besoin d'un filtre à deux voies composé d'un passe-bas et d'un passe-haut (le passe-bas coupe les fréquences hautes sur le boomer, le passe-haut coupe les fréquences basses sur le tweeter). Une enceinte réalisée avec un boomer, un médium et un tweeter nécessitera un filtre à trois voies composé d'un passe-bas, d'un passe-bande et d'un passe-haut (le passe-bande coupe les fréquences basses ainsi que les fréquences hautes, ne laissant passer que les fréquences du registre médium).

Les fréquences de coupures : un filtre à deux voies ayant une coupure à 3 500 Hertz signifie que le boomer est coupé à partir de 3 500 Hertz et que le tweeter démarre à partir de 3 500 Hertz.

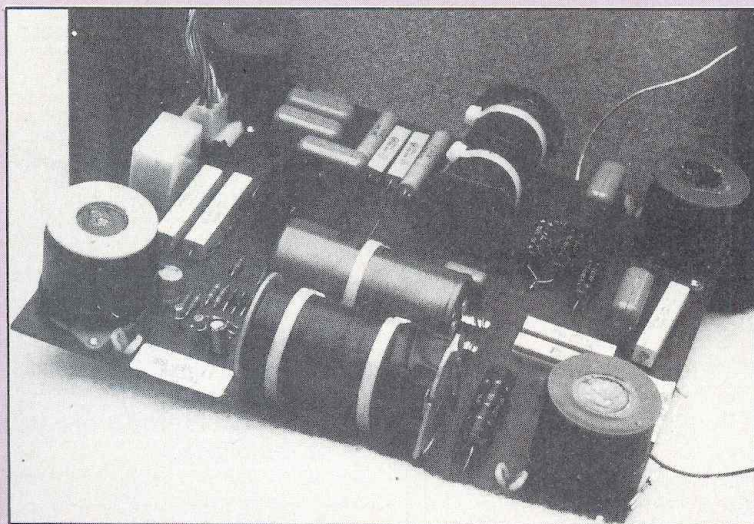
L'impédance de charge : un filtre est calculé et mis au point en fonction de l'impédance des haut-parleurs chargeant celui-ci.

L'atténuation des différentes cellules : l'atténuation occasionnée par une cellule passe-haut ou passe-bas peut être effectuée avec différentes pentes. Les pentes d'atténuation utilisées sont généralement de 6 ou 12 décibels/octave, elles peuvent aller jusqu'à 18 ou 24 dB/octave. Si une cellule coupe à 1 000 Hertz et 12 dB/octave, cela signifie qu'à 2 000 Hertz, le signal sera atténué de 12 dB, chaque octave supérieure sera donc réduite de 12 dB.

Sur la figure 1 est représenté un filtre passe-bas avec des pentes d'atténuation de 6, 12 et 18 dB/octave.

Sur la figure 2 sont représentés des

Complexe et très élaboré, un filtre trois voies à 18 dB/oct. de B & W, muni de protections.



LE FILTRE PASSIF

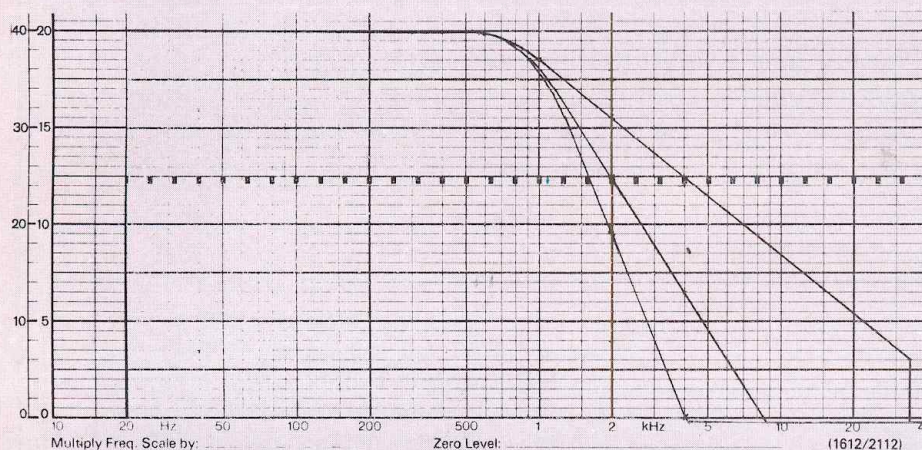


Fig. 1 : Exemple de courbes de réponse de filtres passe-bas. Ici $f = 1$ kHz avec $s = 6, 12$ ou 18 dB/oct. Il s'agit de cellules destinées à une enceinte deux voies, étant donné la fréquence de coupure.

schémas de filtres 6, 12 et 18 /octave (2a 6 dB/octave, 2b 12 dB/octave, 2c 18 dB/octave).

Soit un filtre 6 dB/octave 2 voies, nous avons :

$L = \frac{R}{2\pi F_c}$ pour la valeur de la self branchée en série avec le boomer.

$C = \frac{1}{R \times 2\pi F_c}$ pour la valeur du condensateur branché en série avec le tweeter.

Soit un filtre 12 dB/octave 2 voies, nous avons :

$$L = \frac{\sqrt{2}R}{2\pi F_c}$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}R \times 2\pi F_c}$$

Soit un filtre 18 dB/octave 2 voies, nous avons :

$$L1 = \frac{3R}{2\pi F_c}$$

$$L2 = \frac{R}{4\pi F_c}$$

$$L3 = \frac{3R}{8\pi F_c}$$

$$C1 = \frac{1}{3\pi R F_c}$$

$$C2 = \frac{1}{\pi F_c R}$$

$$C3 = \frac{1}{3\pi R F_c}$$

Ces formules correspondent aux cellules de filtrage généralement employées. Toutefois, il convient de connaître d'autres systèmes qui, lorsqu'ils sont correctement utilisés, peuvent donner des résultats très intéressants.

Un paramètre important est le temps de propagation de groupe, celui-ci n'est pas optimisé dans les équations citées ci-dessus. Le temps de propagation de groupe est constitué par la variation dans la réponse en phase de la fonction de transfert liée à la fréquence, soit :

$$F_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

$$\varphi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} = 1$$

$$L = \frac{R}{\pi F_c}$$

$$C = \frac{1}{4\pi R F_c}$$

Quand la réponse en phase est linéaire en fonction de la fréquence, le temps de propagation de groupe est constant.

Les équations données correspondent à un filtre 12 dB/octave dont le schéma de base est identique à la figure 2b.

Le schéma tel qu'il est noté sur la figure 2a permet d'obtenir sur signal carré une réponse impulsionnelle correcte. Dans la figure 3 sont représentés deux circuits correspondant à des filtres 12 et 18 dB/octave, permettant une réponse impulsionnelle carrée.

Ces méthodes font appel à des cellules de remplissage. On ajoute entre une cellule passe-bas et une cellule passe-haut une troisième cellule dite de remplissage. Cette troisième cellule a pour but d'équilibrer le système, et fonctionne parfaitement dans des systèmes à deux haut-parleurs, plus haut-parleur de remplissage.

Dans le cas d'un filtrage à 18 dB/octave, le haut-parleur de remplissage aura une sensibilité double de celle des deux autres haut-parleurs.

Soit pour un deuxième ordre avec cellule de remplissage :

$$L1 = \frac{\sqrt{2}R}{2\pi F_c}$$

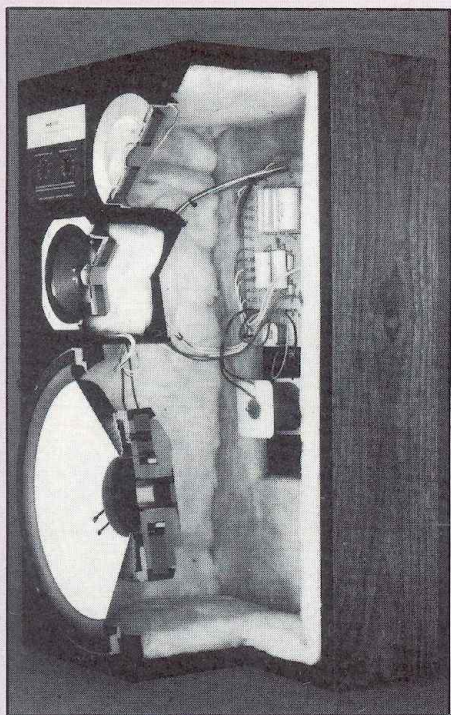
$$L2 = \frac{R}{2\sqrt{2}\pi F_c}$$

$$C1 = \frac{1}{\sqrt{2}R \times 2\pi F_c}$$

$$C2 = \frac{\sqrt{2}}{R \times 2\pi F_c}$$

Soit pour un troisième ordre avec cellule de remplissage :

$$L1 = \frac{3R}{4\pi F_c}$$



Plus simple mais fort bien réalisé, un filtre trois voies de JBL.

$$L2 = \frac{R}{4\pi Fc}$$

$$L3 = \frac{3R}{8\pi Fc}$$

$$L4 = \frac{R}{2\pi Fc}$$

$$C1 = \frac{2}{3\pi FcR}$$

$$C2 = \frac{1}{R 2\pi Fc}$$

$$C3 = \frac{1}{3R \pi Fc}$$

$$C4 = \frac{1}{R \pi Fc}$$

LES SELFS

Trois expériences ont été effectuées sur quatre haut-parleurs de graves utilisés avec six selfs différentes.

Self de 3 mH, φ du fil
0,7 mm, Rcc 2,14 Ω
1,5 mm, Rcc 0,39 Ω
3 mm, Rcc 0,20 Ω .

Self de 6 mH, φ du fil
0,7 mm, Rcc 4,32 Ω
1,5 mm, Rcc 0,78 Ω
3 mm, Rcc 0,39 Ω .

Les quatre boomers étaient de technologies différentes mais de haute qualité.

Dans un premier temps, les courbes d'impédance de chaque haut-parleur furent tracées, haut-parleur avec et sans self. On note une différence très nette dans la bande 50-4 000 Hz de 2 à 5 dB suivant les modèles.

Le second essai a consisté à ressortir les paramètres des haut-parleurs. Ces mesures furent effectuées sur

les transducteurs branchés directement au banc de mesure, puis par l'intermédiaire d'une self de 6 mH équipée du fil de 0,7 mm de diamètre. On note une variation de 20 % des valeurs des coefficients de surtension mécanique, électrique et totale.

Le troisième essai concerne la réponse impulsionnelle des haut-parleurs sur signal carré de 1 ms, ce qui procure de grandes variations de niveau acoustique entre la self de 6 mH $\varnothing$ 0,7 et $\varnothing$ 1,5 mm.

La conclusion de ces trois essais permet de penser qu'il est impossible de calculer correctement une enceinte acoustique en tenant uniquement compte du volume de l'enceinte : il faut aussi tenir compte des absorbants acoustiques placés à l'intérieur du coffret, de même, il semble qu'il

GUIDE SOMMAIRE POUR LE CHOIX DES CONDENSATEURS POUR FILTRES RÉPARTITEURS DE FRÉQUENCES

Chimique	Peu recommandé, usage uniquement dans les filtres 12 dB/oct., condensateur en parallèle sur le passe-bas du boomer.
Polyester	Généralement utilisé dans les filtres. Il est indiqué de prendre des tensions de service élevées.
Polycarbonate	Meilleur que le polyester, même remarque.
Papier huilé	Lorsqu'il est correctement réalisé mécaniquement, c'est le meilleur dans les prix moyens.
Polycarbonate imprégné époxy	Très cher, mais le meilleur toutes catégories. A utiliser en priorité comme condensateur série dans les cellules médium et aiguës.
Polypropylène	Très agréable pour les fortes valeurs, plus de 10 μ F. Très bon en condensateur série sur les passe-haut de cellule médium.
Papier utilisé	Bons tous usages.

LE FILTRE PASSIF

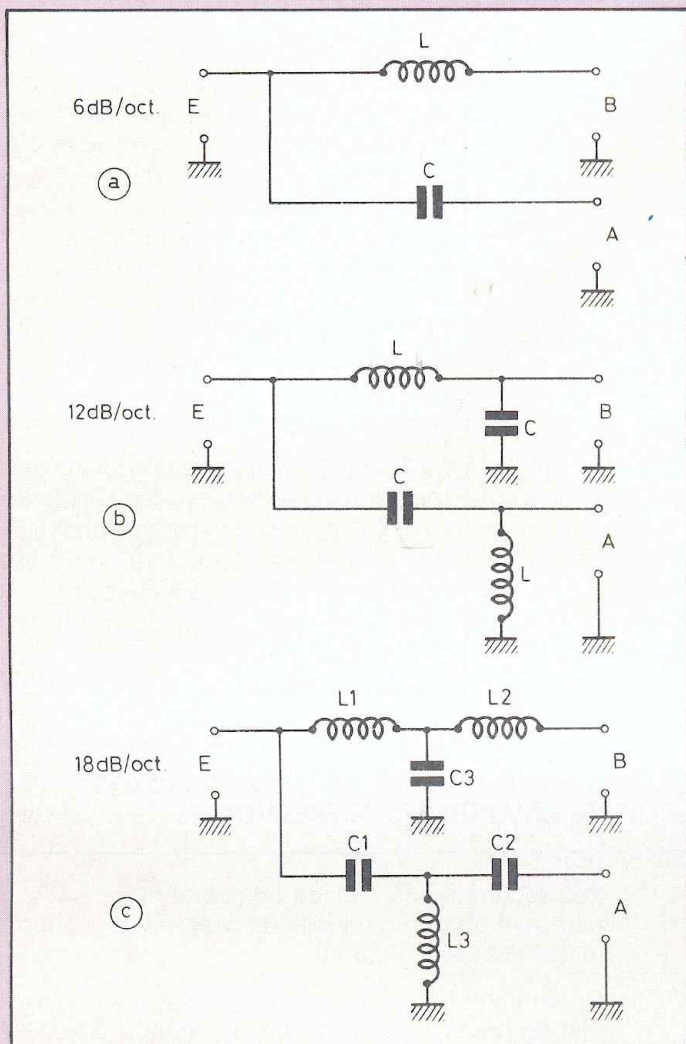


Fig. 2 : Configuration des filtres de base, pour systèmes à deux voies, avec pente de 6, 12 et 18 dB/oct.

faillie également tenir compte de la qualité des selfs placées en série avec le boomer.

LES CONDENSATEURS

Pour démontrer l'influence de la qualité des condensateurs, différentes technologies sont utilisées dans un filtrage à 6 dB/octave sur un haut-parleur médium. La réponse impulsionnelle est mesurée dans chaque

cas. Comme dans les cas de selfs, on note une variation de niveau significative suivant la qualité des composants. Le tableau de la page précédente est un guide sommaire pour le choix des condensateurs pour les filtres répartiteurs de fréquences.

Il n'est guère possible en quelques lignes d'étudier de façon précise l'ensemble des filtres passifs pour enceintes acoustiques, mais dans le

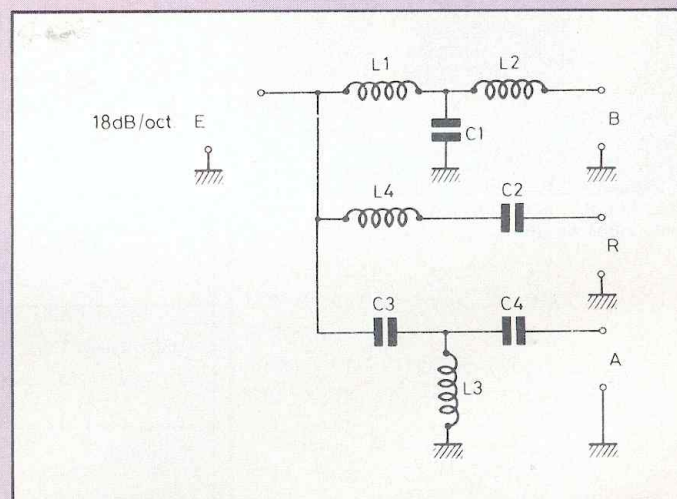
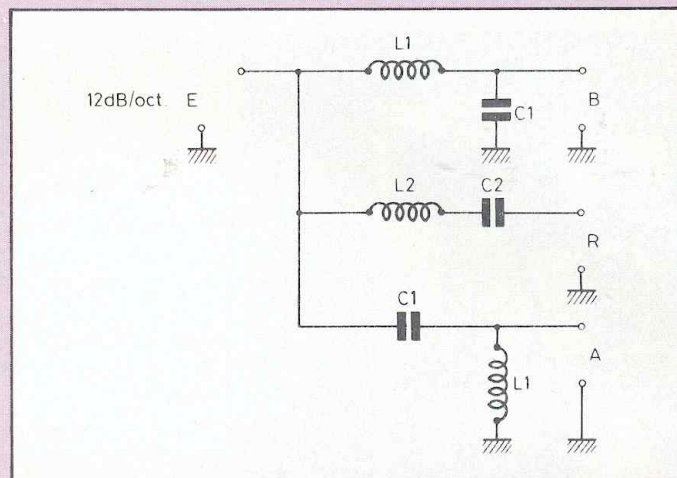


Fig. 3 : Plus performantes en caractéristiques de phase, ces structures font apparaître les cellules de remplissage (voies R).

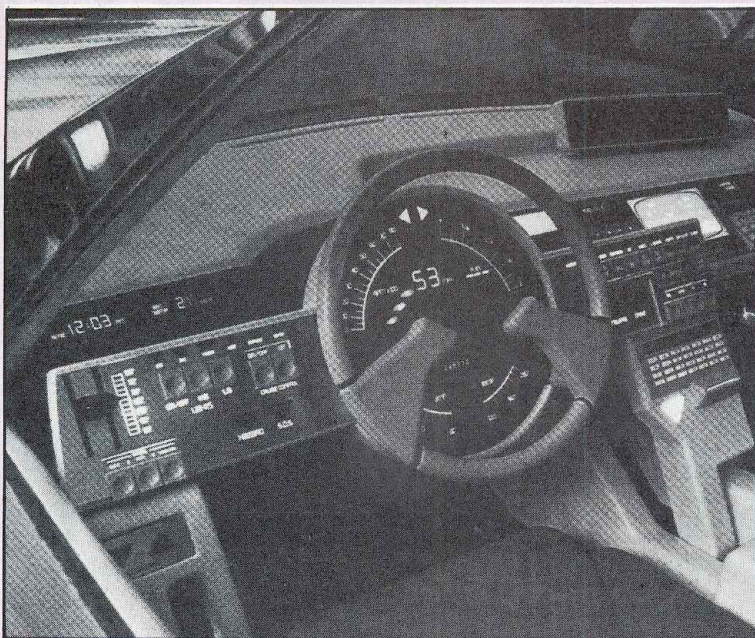
prochain numéro nous aborderons la méthode qu'il convient d'utiliser dans le calcul de cellules de filtrage, ainsi que l'étude d'un circuit extrêmement intéressant qui permettra aux lecteurs de réaliser un ensemble de filtrage de hautes qualités. Il sera possible sur le même circuit de câbler des cellules 6, 12 et 18 dB/octave à différentes fréquences de coupure.

Charles-Henry Delaleu

L'ELECTRONIQUE DANS MON AUTO

Le rapprochement électronique et automobile s'est effectué fort tard par rapport au degré de technicité atteint dans ces deux domaines. Ce rapprochement a même été plutôt forcé, à cause des lois sévères sur l'antipollution en particulier aux U.S.A. et au Japon, et du « choc pétrolier » dont les conséquences sur le coût de l'essence, en touchant directement le porte-monnaie, ne pouvaient laisser personne indifférent.

Tableau de bord entièrement digital, qui préfigure celui des automobiles de demain sur le prototype Ford Probe 1 d'après une idée du designer Giugiaro. (Doc. « Voitures de rêve »).



Auparavant, électroniciens et mécaniciens vivaient sur des planètes technologiques différentes. On comprend cependant l'effroi des électroniciens qui ne voyaient pas très bien, il y a une vingtaine d'années, comment faire cohabiter de fragiles composants électroniques avec une mécanique qui dégage sous un capot près de 120° et qui, de plus est génératrice de vibrations à très fort niveau dont la plage des fréquences s'étend de quelques hertz à 1 000 Hz, et dont la haute tension de l'allumage (près de 25 000 V au secondaire) rayonne des parasites électriques effroyables. Sans oublier qu'un circuit d'alimentation automobile, même parfaitement

régulé, peut avoir des sautes de tension ultra-rapide durant 200 μ s de près de 200 V qui peuvent griller n'importe quel circuit non protégé devant fonctionner sous 12 V.

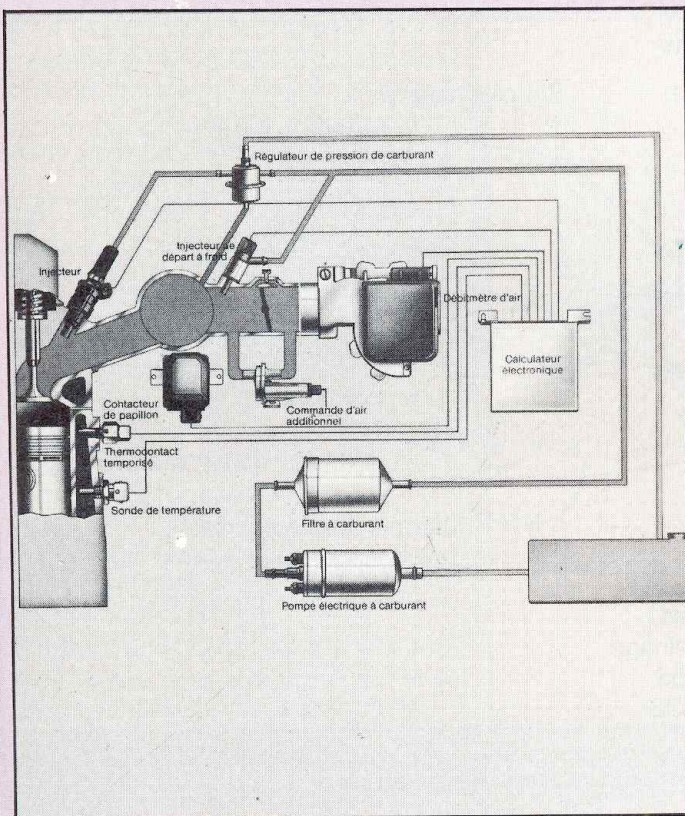
Ajouter à tout cela qu'une automobile doit fonctionner correctement sous toutes les latitudes, dans une plage de température comprise entre -30 et + 50°, avec un degré hygrométrique qui peut atteindre les 100 %, sans parler des divers facteurs de corrosion (routes salées, etc.).

Ces vingt dernières années, les progrès de l'intégration des composants électroniques rendirent peu à peu possible le mariage auto-électronique.

Ainsi dans un circuit intégré, on est passé de quelques centaines de composants élémentaires à plus de 100 000, tout en ayant une sécurité de fonctionnement beaucoup plus grande et surtout un prix de revient de plus en plus bas par rapport aux multiples fonctions qu'ils peuvent fournir. C'est ainsi que l'électronique a gagné le difficile pari de venir aider par son intelligence une mécanique qui était venue à bout des moyens techniques conventionnels.

L'AVENIR DE L'ELECTRONIQUE AUTOMOBILE

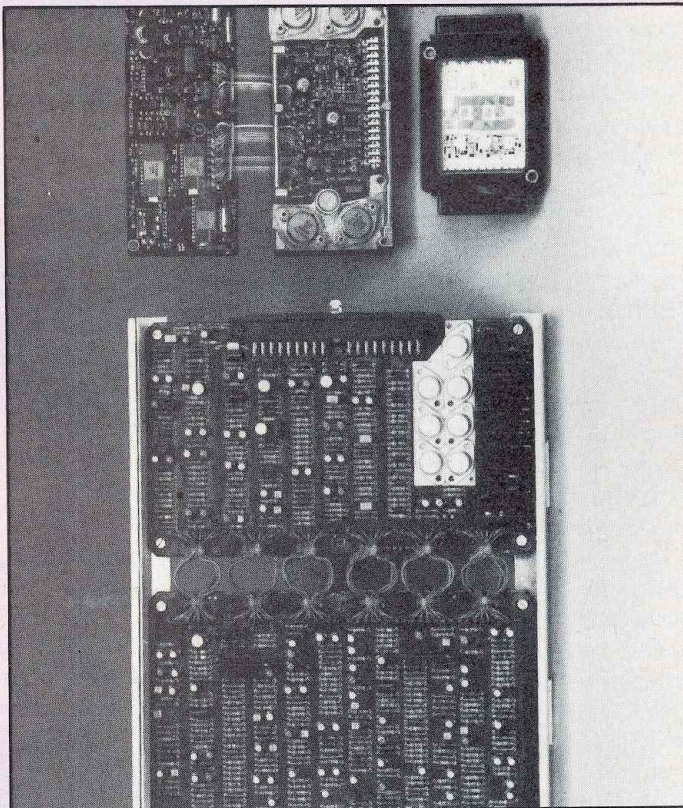
L'électronique doit rencontrer de plus en plus de domaines d'application dans l'automobile. En dehors de son assistance précieuse au niveau de l'allumage et des systèmes de carburation par injection dosée élec-



Synoptique du premier système d'injection électronique « L-Jetronic » de Robert Bosch. Depuis, ce système a considérablement évolué, jusqu'au « Motronic ».

troniquement sur le plan économique, les performances du moteur à explosion pourront également être améliorées grâce à de nouveaux types de sondes qui observeront à l'intérieur de chaque cylindre le comportement à l'explosion du mélange air-essence pour transmettre certaines modifications aux systèmes d'injection et d'allumage qui seront programmés l'un par rapport à l'autre en fonction des caractéristiques de charge du moteur. Le système de refroidissement classique du moteur à explosion par pompe à eau mécanique et radiateur avec thermostat risque de céder la place à des pompes à eau électriques qui se déclencheront quand le moteur aura atteint sa

température idéale de fonctionnement (autour de 80°) avec mise en circulation de l'eau de refroidissement dans le circuit et déclenchement du système de ventilation électrique annexe, comme cela se fait aujourd'hui sur la plupart des voitures. Cette pompe à eau électrique économisera quelques chevaux et surtout permettra une régulation thermique en fonction du régime moteur et de sa charge beaucoup plus souple que le système à entraînement mécanique actuel. Toute cette unité de refroidissement sera commandée par un microcalculateur en liaison avec une série de sondes en divers points du bloc moteur.



Vue des différents composants du système « L-Jetronic » avec en haut à gauche la commande du papillon d'arrivée d'air et le débitmètre d'air, à droite le calculateur électronique.

Toujours dans le domaine mécanique, les transmissions automatiques feront de plus en plus appel aux calculateurs pour un passage des rapports corrects en fonction des multiples paramètres de charge de l'automobile, de la demande du conducteur et du souci d'économie d'essence. Un tel cerveau est actuellement en construction en grande série sur la Renault 9 boîte automatique, marquant ainsi la poursuite des efforts de Renault, entamés il y a dix ans avec la première électronique d'asservissement du passage des vitesses sur la Renault 16. C'est dans le domaine de la sécurité active que l'électronique jouera l'un des plus grands rôles : Bosch avec

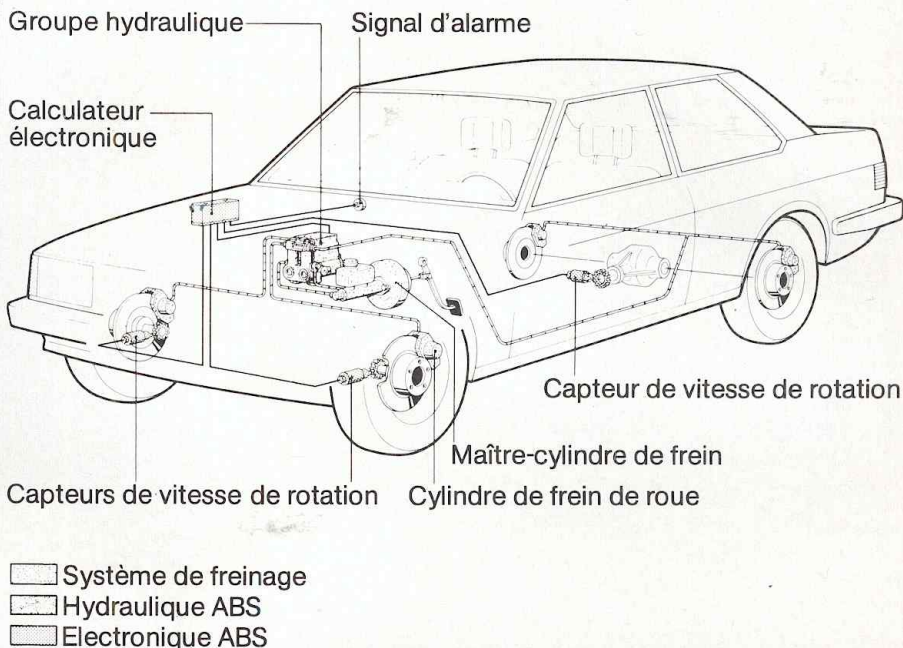
L'ELECTRONIQUE DANS MON AUTO

son système anti-blocage des roues, dit ABS, vient de faire un bond important dans le domaine de la sécurité active. Finis les freinages en catastrophe avec la voiture zigzaguant en tous sens, sur route mouillée surtout. Avec l'ABS la voiture reste en ligne, même si les conditions d'adhérence sont différentes et les distances de freinage raccourcies d'autant. De nombreuses sociétés, en particulier aux USA et au Japon, ont étudié des systèmes radar anti-collision dont le pouvoir sélectif de danger reste encore à déterminer.

L'électronique résoudra le problème de réglage constant de la hauteur des projecteurs qui évitera d'éblouir l'automobiliste venant en face, même dans le cas de surcharge du véhicule ou sur route déformée. Ce système équipe déjà certains véhicules à titre expérimental, conjointement aux passages progressifs de feux de route à feux de croisement, pour éviter le phénomène de trou noir qui panique certains automobilistes. Puisqu'au volant « la vue c'est la vie » l'électronique permettra peut-être de visualiser la route, même par temps de brouillard, avec une notion de distance convenable, cela sur écran cathodique grâce à des systèmes de détection à infrarouge. Plus proche de nous, on prévoit déjà un système de désembuage préventif de toutes les glaces de la voiture, préventif car se déclenchant avant même la formation possible de buée sur le verre, cela en fonction des données de chaleur et d'humidité grâce à des capteurs sensibles et à une nouvelle structure de verre avec film conducteur incorporé.

Les conducteurs de poids lourds pourront obtenir des informations précises sur la pression de gonflage des pneus équipant les roues des

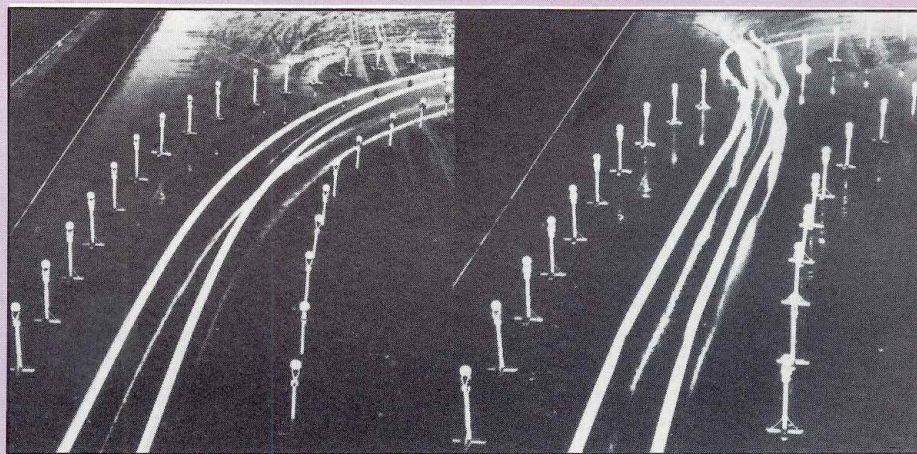
Schéma du système



Synoptique du système anti-blocage des roues au freinage, de type ABS, étudié et mis au point par Bosch. Un système qui améliore notablement la sécurité.

divers essieux des camions, avec système d'alarme en cas de chute subite de pression due à une crevaison. Ce système révélant instantanément l'incident avant que l'échauffe-

ment ne soit trop important et mette en péril, comme ce fut le cas trop souvent, la stabilité de l'attelage, sans parler des risques d'inflammation des produits transportés.



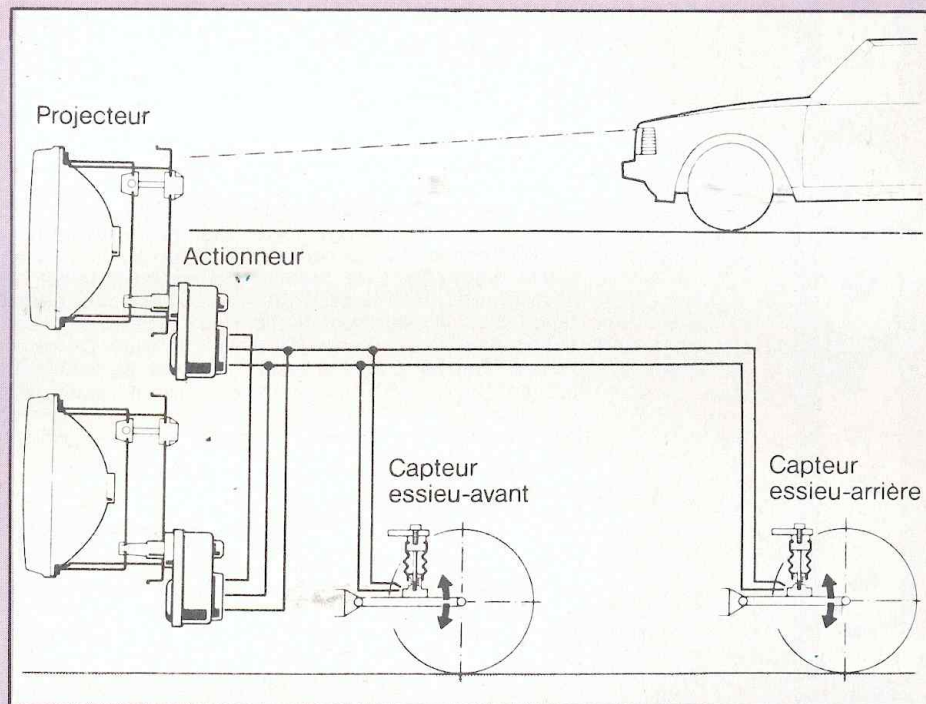
Efficacité de l'ABS sur une route glissante au freinage avant une courbe. A droite, la voiture avec freinage ABS : elle suit parfaitement la trajectoire. A gauche, sans ABS, la voiture zigzague et sort de la route.

Pour le confort du conducteur et des passagers, des installations de climatisation à programmation électronique avec réglage diversifié de la température sont prévues à différents niveaux de l'habitacle.

Les instruments de bord se verront peu à peu remplacer par des indicateurs soit à cristaux liquides, soit à diodes Led, soit des écrans de type télévision, où s'afficheront non seulement les classiques données de vitesses, nombre de tours/minute du moteur, mais aussi les plages optimales du couple moteur et de consommation, avec synoptique lumineux des points névralgiques de l'automobile et contrôle permanent des divers circuits grâce à un système d'alarme en cas de défaillance.

Toujours dans le domaine du confort, on arrivera peut-être à l'automobile sans secousse grâce à des capteurs et radars placés en direction du sol à l'avant du véhicule, ils détecteront les creux et bosses de la route et enverront ces informations à une centrale qui indiquera les modifications de pression au niveau des suspensions de chaque roue dans le cas de suspension hydropneumatique (Citroën a étudié ce système et Ford révèle que sur sa future Lincoln 90 MK 7, un système de lecture de l'état de surface du sol sera conjointement utilisé avec une suspension hydropneumatique. Il tiendra compte aussi des transferts de masses au freinage et à l'accélération pour maintenir le véhicule absolument stable et à une hauteur constante).

Si le réglage électrique de la position des sièges et du volant était déjà réalisé dès les années 1950 sur les voitures de prestige, l'électronique permettra de programmer la position idéale pour un conducteur donné ou plusieurs conducteurs, qui retrouve-



Synoptique du système de réglage de hauteur automatique des phares en fonction de la charge du véhicule et des mouvements de la caisse à l'accélération et au freinage. (Doc. Bosch).

ront ainsi les distances optimales avec le volant et les pédales en appuyant sur la touche de programmation.

Evidemment, il faudra aussi compter sur les nouveaux dispositifs électroniques de guidage et de lecture automatique des cartes routières (Honda a déjà en œuvre plusieurs prototypes au Japon) et le groupe Bosch possède un système de radio-guidage qui fonctionne avec toutes les données sur l'écoulement de la circulation et la vitesse moyenne à adopter pour éviter les embouteillages.

De nombreux véhicules sont, à l'heure actuelle, équipés de systèmes électroniques pour maintenir une vitesse constante quel que soit le profil de la route (montée ou descente), dont l'intérêt est surtout évident sur autoroutes. Ces systèmes pourraient éventuellement avoir des

extensions qui répondraient instantanément aux règles de limitation de vitesse à partir de panneaux électroniques pour éviter tout risque de contravention... Mais cela sous-entendrait une infrastructure énorme de la part de la prévention routière. En dehors de l'électronique au sein de l'automobile, il faut aussi considérer l'apport gigantesque de l'électronique dans l'industrie automobile au niveau de l'étude même du produit, de sa fabrication, avec la robotisation incessante des chaînes de fabrication, mais cela rentre dans un autre contexte.

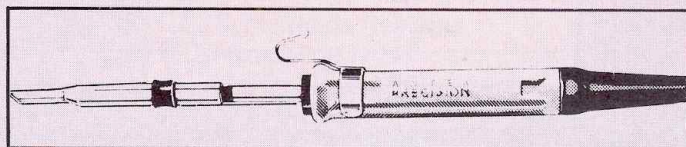
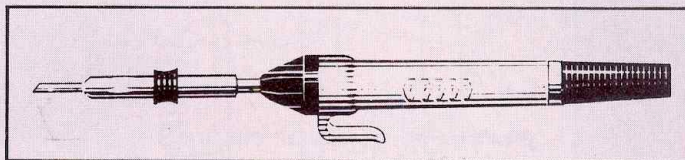
Nous poursuivrons le mois prochain, dans le cadre de cette rubrique, l'étude détaillée de l'apport de l'électronique dans l'auto, en commençant par les différents types de régulation et de stabilisation du courant.

Patrick Vercher

Pour tout amateur d'électronique, de montages, un minimum d'outillage est à prévoir. Ce minimum n'est pas très facile à définir, car il faut obligatoirement y ajouter un peu de mécanique, mécanique qui fait partie de la majorité des montages électroniques.

LE FER A SOUDER

Outil indispensable, devant convenir à chaque travail à effectuer. Les soudures vont des sorties de circuits intégrés, alignées au pas de 2,54 mm, jusqu'aux grosses soudures de masse demandant une forte inertie thermique et un wattage assez élevé. Dans le premier cas, il faut un fer de petit wattage, 30 à 40 W, muni d'une panne fine. Dans l'autre on a besoin d'un fer à panne assez grande, de 70 à 80 W environ.



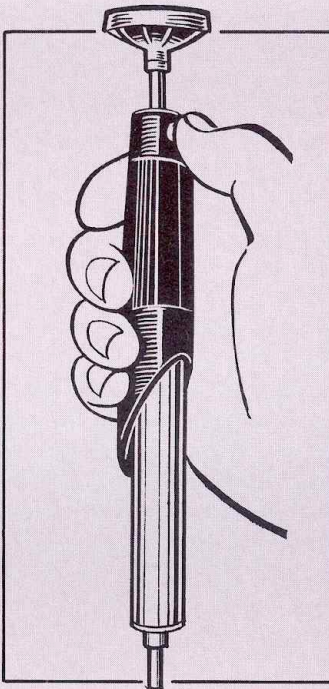
Dans les deux cas, ces fers à souder ne doivent pas présenter de fuites électrostatiques ou un mauvais isolement : ce serait la mort de certains transistors et circuits intégrés, dont l'impédance d'entrée peut dépasser 20 000 M Ω .

Les fers doivent être munis d'un support, d'un réglage de température si plusieurs types de soudeuse sont utilisés.

Les différents alliages de soudeuse (50/50, 60/50, soudures dopées au cuivre, à l'argent, au cadmium, etc.) exigent une fourchette de température de panne précise, garante d'une bonne soudeuse. Le réglage de température est donc un moyen pratique, permettant d'adapter le fer à chaque type de soudeuse à réaliser.

Un outil indispensable à adjoindre au fer à souder est un chiffon ou encore une éponge. Le nettoyage de la panne doit être très fréquent. Le transfert de température se fait mieux, la

soudeuse ne « colle » pas à la panne. La pompe ou poire à dessouder est aussi très pratique. Sans celle-ci, dessouder devient une opération moins pratique : circuit imprimé retourné, fer disposé dessous, ce qui permet à la soudeuse de descendre vers la panne. Un liquide nettoyant les résidus de résine, de flux de soudeuse est nécessaire. Il est même indispensable pour certains montages transistorisés à haute impédance. On peut utiliser de l'alcool, du trichloréthylène, du tétrachlorure de carbone.



TRANSFERTS

La plupart des inscriptions devant être disposées sur les faces avant sont faites à partir de « transferts ». La maison Mécanorma en propose de nombreux, spécialement adaptés à l'électronique ou à la hi-fi. Les transferts belges « Décadry », faciles d'emploi se trouvent sans difficulté (même dans les maisons spécialisées dans le matériel de dessin). S'il s'agit de lettres indépendantes, le travail est plus délicat. Les lettres doivent bien tenir sur le métal et il faut veiller à bien les aligner, à les centrer par rapport à un axe ou par rapport à des graduations. Un brouillon sur calque évite les erreurs qui ne sont pas toujours faciles à retirer au scotch car certains transferts ont un fort pouvoir d'adhésion sur le métal.

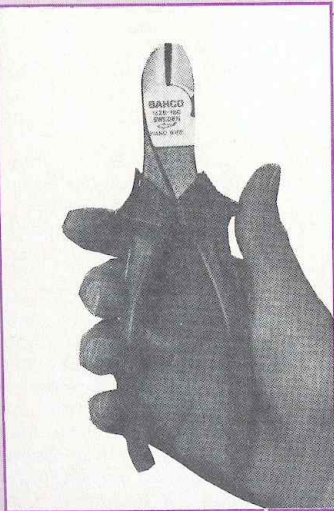


LA MÉCANIQUE

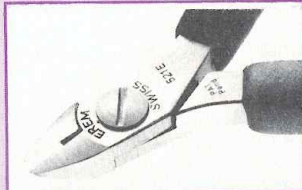
Le petit outillage mécanique à prévoir commence par la visserie générale, la scie à métaux, le petit étau, la perceuse électrique, le jeu de limes (plate, demi-ronde, queue de rat, triangulaire, etc.). Il faut encore des petits accessoires comme de la colle néoprène, de la colle rapide, de la toile emery. La perceuse doit s'accompagner d'un jeu de forets, d'un alésoir, d'un outil à ébavurer.

Bons outils, bon travail, il faut choisir avec soin pinces et fer à souder

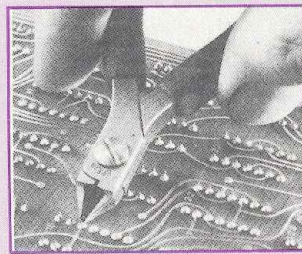
LES PINCES



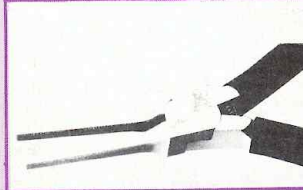
Une pince coupante permettant d'effectuer les travaux faciles.



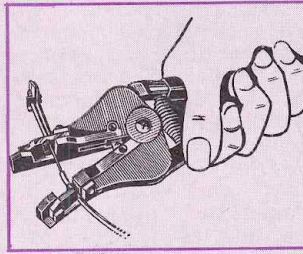
Pince coupante à becs fins, pour coupe au ras des soudures.



Une pince coupante permettant d'effectuer les travaux délicats.



Pince à becs plats, une pince plate indispensable.



Pince à dénuder. Elle s'adapte à toutes les sections de fils.

Quatre types de pinces sont indispensables lors du câblage. Ce sont la pince coupante, la pince plate, la petite pince « Brucelles » et la pince à dénuder. La pince coupante doit être de qualité. Elle sert énormément et doit couper avec précision tout le long de son tranchant.

Pour ces pinces coupantes, plusieurs formes et types sont disponibles dans le commerce. La plus courante, à bec arrondi, comportant des chanfreins sur le plat du bec n'est pas très pratique (elle ne peut accéder partout ni, à cause des chanfreins, couper les queues de composants au ras des soudures). Par contre, certaines de ces pinces permettent de couper des fils de forte section et même des métaux assez durs. Sans ces connaissances préalables, une pince coupante s'abîmera rapidement tandis qu'une pince utilisée dans de bonnes conditions durera des années. La pince coupante la plus pratique est celle coupant « à ras », ne comportant pas de chanfrein, et de forme effilée, ce qui permet un travail précis. Les circuits intégrés, de plus en plus utilisés, exigent une pince de ce genre. Mais attention : parfois assez petite, finement polie, au bec fin et allongé, elle est assez fragile. Deux pinces coupantes, l'une pour les coupes grossières, les fils de forte section, l'autre pour les travaux minutieux, deviennent peut-être le minimum souhaitable. La pince plate est aussi indispensable que la pince coupante. Elle doit comporter des becs plats, pas trop larges afin de pouvoir pénétrer partout. Trop fine, elle ne pourra pas servir pour des utilisations mécaniques demandant une forte pression. Pour les opérations de serrage, pour celles demandant de la part de l'outil une grande robustesse, il est préférable, si possible, de confier ces opérations à d'autres outils comme des clefs plates, les clefs à tubes, la clef à mollette de taille moyenne. Le travail est plus rapide, plus propre et sans danger. La pince à dénuder est très pratique, surtout le modèle automatique. Cependant, ses dimensions sont assez importantes. Le petit cutter, bien affûté, est très pratique mais ne convient qu'aux habitués : couper la gaine isolante sans toucher, sans marquer ou couper des brins conducteurs demande, en effet, du doigté, une certaine dextérité. Quelques professionnels utilisent le dégainage « à chaud », à l'aide d'une lame chauffante. Tout cela est, quand même, plus pratique que les dents, que beaucoup d'amateurs (et professionnels) continuent à utiliser en guise de pince à dénuder !

Le jeu de tournevis, obligatoire, doit être composé de plusieurs tournevis plats et cruciformes. Ces tournevis doivent être de qualité sinon ils s'abîmeront très vite, en particulier les modèles cruciformes. Certains modèles suédois, très onéreux sont garantis à vie tant ils sont robustes. La dépense en vaut la peine... Il faut aussi un jeu de petits tournevis métalliques, dits de « bijoutier ». Ces jeux de 5 à 6 tournevis ne coûtent pas très cher et seront très pratiques pour les petits travaux minutieux.

A cela, il faut ajouter un jeu de clefs « Allen », à six pans, vu que beaucoup de pièces électroniques comportent des vis de serrage à ce standard. Certains jeux sont bi-standard, à la fois en millimètres et en inches.

MESURE

Pour la mesure, les essais finaux d'un appareil venant d'être monté, le contrôleur universel est le strict minimum que tout amateur devrait posséder. Mais ses possibilités sont limitées (impédance d'entrée, caractéristiques en alternatif, en BF, en HF, sensibilité) et tout amateur très concerné doit, selon ses possibilités financières, s'équiper peu à peu d'un minimum d'appareils de mesure : générateur BF, HF, oscilloscope, voltmètre alternatif/continu. Pour plusieurs de ces appareils, que le lecteur compte sur nous, nous lui proposerons de nombreux montages à la fois simples, précis, performants et abordables.

L'équipement en mesure dépend aussi des sujets auxquels on s'intéresse : BF, HF, mesure, musique synthétique, informatique, digital, vidéo.

L'oscilloscope devient rapidement un outil indispensable. Il ne faut pas hésiter à faire une dépense un peu plus grande que prévue si l'on recherche un instrument universel. 15 MHz de bande passante pour l'amplificateur vertical est un minimum. La synchronisation interne est tout à fait souhaitable et permet un gain de temps, une facilité d'emploi indéniables. Certains d'entre eux restent de prix abordable malgré leur double trace et une bande passante de 20 à 25 MHz. Si ces appareils sont achetés d'occasion, il est fortement conseillé de ne se procurer que des instruments munis de leur manuel d'origine et ayant subi une vérification auprès du constructeur. Déréglés, faux ou en panne, la remise en marche de tels appareils peut coûter très cher. A part les petits instruments très pratiques comme le transistormètre, une alimentation double, régulée et ajustable, de puissance confortable deviendra rapidement indispensable. Elle permettra l'essai rapide d'un circuit, sa mise au point, puis le « design » de l'alimentation en fonction de ces résultats.

Installation soignée, travail rapide, agréable et réussi

L'INSTALLATION

A la maison, ce n'est pas toujours facile, à moins de posséder un petit atelier. Une boîte à outils permettra déjà de faire du rangement. Pour les composants, les petits casiers plastique permettront un accès rapide lors d'un montage. Si la table de travail est un bureau, il est recommandé de la protéger par une planche en bois, par des feuilles de carton. On trouve aussi dans le commerce, notamment pour le repassage, des tissus métallisés très résistants à la chaleur, sur lesquels la soudure ne laisse aucune marque.

L'éclairage est important durant les opérations de câblage et de montage électronique. Une lampe mobile permettra au besoin un éclairage de près, ou par transparence. Le câblage, l'implantation des composants sur un circuit imprimé en seront facilités.

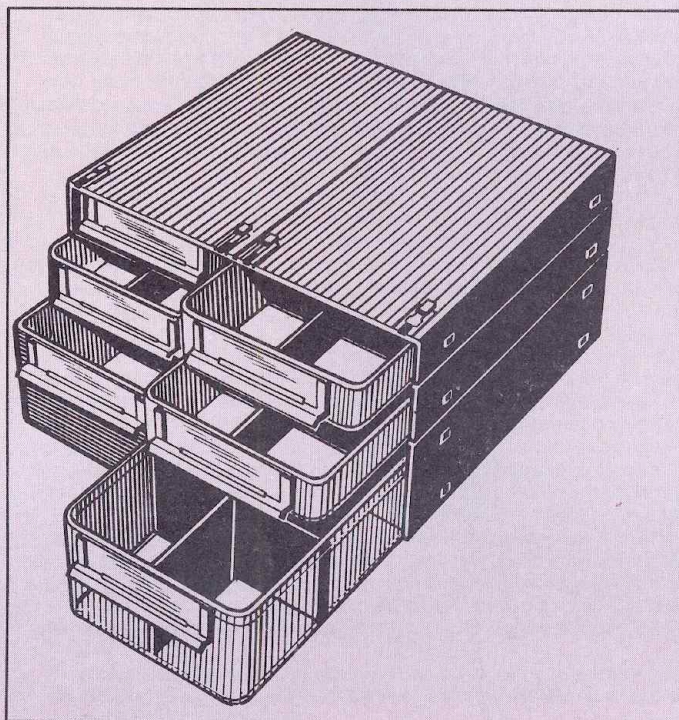
Pour le montage des compo-

sants sur le circuit imprimé, de nombreuses petites astuces viendront vite en application. Bien qu'un étau soit indispensable dans l'atelier, il n'est pas obligatoire de posséder un étau orientable et spécial pour circuit imprimé. Des petites plaques, des feuilles de mousse plastique, des élastiques permettent de maintenir les composants sur le circuit imprimé et de souder, côté pistes, sans difficulté.

Dans l'installation, il ne faut pas oublier un jeu de câbles de connexion munis de diverses prises, mâles et femelles, dans différents standards ou bien munis de pinces crocodiles (recouvertes de gaines de protection). Si l'on possède une table de travail, un établi, une série de prises secteur évitera les branchements compliqués, les prises multiples et l'emploi des rallonges secteur. Le cas échéant, on peut se confectionner une rallonge secteur munie d'une série de prises permettant d'effectuer, aux endroits

voulus, les liaisons nécessaires. Les câbles de connexion servant aux essais et aux mesures doivent être accrochés soit sur un tableau (sur lequel on peut placer les pinces, les tournevis) soit sur un côté de la table. Dans les deux cas, l'accès aux câbles désirés est facile et ils laissent l'emplacement de travail bien dégagé. On remarque souvent, entre la petite table de travail d'amateur et la même conçue pour un travail en petite ou moyenne série, que plus le travail doit être rapide (même s'il est assez compliqué) et plus l'aménagement se « simplifie ». Il s'agit en fait de rendre l'emplacement de travail aussi fonctionnel que possible, de réduire au maximum les mouvements de travail, les trajets d'une main à un composant, à un câble. C'est vers cette tendance que tout amateur devrait s'orienter. Le travail devient plus agréable, plus pratique, plus rapide. Ensuite, il est indispensable, pendant les opérations de câblage et de montage, de prendre, de replacer les divers outils aux mêmes endroits. Cette discipline évite d'avoir à rechercher une pince pendant plusieurs minutes. On pourra ainsi travailler avec plus d'application, dans un minimum de temps. La table de travail doit enfin être maintenue propre, ne serait-ce que pour éviter de rayer les châssis ou les faces avant des appareils en construction. Pour cela, une brosse est très pratique, de même qu'un petit pinceau servant à nettoyer les circuits, l'intérieur des châssis.

Dans le cas où les travaux de soudure doivent se prolonger, il est conseillé de prévoir une ventilation dans le local de travail. (Certaines soudures contiennent des résines assez corrosives et peuvent provoquer des irritations de la gorge). Pour la ventilation dans un atelier, le plus pratique est de construire au-dessus de la table de travail une hotte reliée à un tuyau de ventilation. Les ventilateurs se trouvent facilement dans le commerce, ils sont silencieux et de prix abordable.

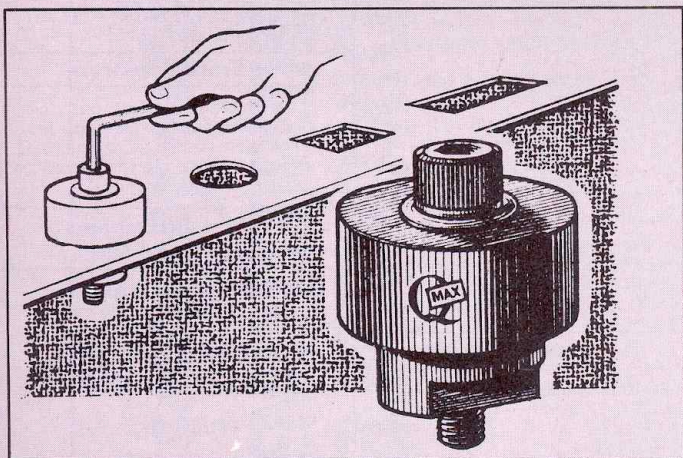


Tiroirs de rangement. Ils existent en plusieurs dimensions.

LES COFFRETS

De nombreux revendeurs proposent des coffrets standard non percés, souvent en aluminium. Les opérations de perçage sont relativement faciles. Pour protéger les faces avant des rayures, il est bon de laisser la feuille de protection, d'en coller une au besoin. A Paris, on peut citer entre autres des revendeurs comme Radio

ceuse électrique avec accessoires (disques abrasifs, etc.), l'équerre, la pointe à tracer, la règle métallique, les gants, le compas, le pied à coulisse. Les opérations de perçage se font bien entendu à partir d'un plan préalable sur calque ou sur papier, de préférence à l'échelle 1. On arrive ensuite à l'opération du transfert des caractères sur les faces avant et arrière, dont il a déjà été question plus haut.



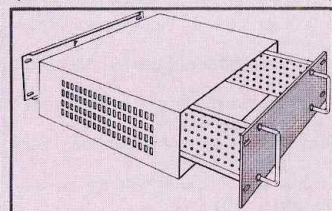
Les poinçons à tôle permettent une découpe facile et propre à partir d'un trou de 7 à 8 mm de diamètre.

Relais, Disserel, Acer-Composants, St Quentin Radio et bien d'autres, qui disposent de nombreux types de coffrets.

Pour le perçage des trous ronds, les poinçons sont très pratiques et l'achat d'un jeu de poinçons en vaut la peine, car les trous ronds de 10 à 30 mm de diamètre sont courants. S'il s'agit d'un châssis spécial, de métaux spéciaux, on peut conseiller aux lecteurs la maison Weber Métaux, à Paris, qui dispose d'un vaste choix de métaux en feuilles, coupés sur demande.

Pour les coffrets, les outils indispensables sont le jeu de limes, cité auparavant, la scie à métaux, le cisail, l'outil à ébavurer, l'alésoir, le jeu de toiles emery de diverses gradations, l'étau, les pinces, les tournevis. On peut y ajouter le jeu de tarauds, très pratique, la per-

ceuse électrique avec accessoires (disques abrasifs, etc.), l'équerre, la pointe à tracer, la règle métallique, les gants, le compas, le pied à coulisse. Les opérations de perçage se font bien entendu à partir d'un plan préalable sur calque ou sur papier, de préférence à l'échelle 1. On arrive ensuite à l'opération du transfert des caractères sur les faces avant et arrière, dont il a déjà été question plus haut.



Le châssis rack standard, un outil facile à se procurer.

mordus d'électronique, arrivent ainsi à se forger un atelier d'électro-mécanique exemplaire en l'espace de quelques années. En fait, n'importe qui peut y arriver. Il suffit d'un peu de persévérance et de beaucoup de passion pour l'électronique.



4 mm²

99,99... % de cuivre pur

1 045 brins par conducteur

1 940* centimes le mètre

* prix constaté le 10.9.82

SUPER FLOW
de

Magnat

Le meilleur rapport
prix/performance
Très faible résistivité
Souplesse maximum

Transpulsar France

Groupe Magnat

13, bd Ney, 75018 Paris

Tél. : (1) 238.81.81

Veuillez m'adresser sans engagement de ma part la liste de vos points de vente

Nom

Adresse

LA ROUTE EN TROIS VOIES

De plus en plus les boosters faisant appel à la multi-amplification font leur apparition sur le marché et ceci pour deux raisons principales :

- obtenir une puissance sonore plus élevée à partir de la modeste tension d'alimentation de la batterie de l'automobile (+ 14 volts maxi.) ;

- obtenir un registre du grave plus convenable, ce qui n'est jamais le cas avec les petites enceintes vendues dans le commerce, que l'on fixe dans les portières ou à l'arrière du véhicule. Pour couvrir le bas du spectre entre 20 Hz et 200 Hz, le haut-parleur doit avoir un diamètre important, de l'ordre de 21 à 24 cm, ce qui nécessite bien entendu une enceinte volumineuse qui est difficilement logeable dans l'automobile.

La multi-amplification fait appel à un filtre actif et non plus à un filtre passif, logé à l'intérieur de l'enceinte. Le filtre actif ne consomme pas d'énergie comme le filtre passif, ce qui est important quand on a des difficultés à obtenir des watts d'un amplificateur, même en jouant sur l'impédance du haut-parleur. En effet, un haut-parleur de qualité digne de prétendre aux normes hifi ne se trouve qu'en 8 Ω ou en 4 Ω .

Le rôle du filtre actif (comme celui du filtre passif d'ailleurs) est de découper en tranches le spectre de la basse fréquence qui est de 20 Hz à 20 kHz. Chaque tranche est alors amplifiée séparément, d'où une aug-

mentation de la puissance totale électrique et donc acoustique. En plus de pouvoir obtenir une puissance plus élevée, on peut utiliser, et c'est surtout là l'intérêt du système, des haut-parleurs complémentaires de qualité pour le registre du grave. Les haut-parleurs sont chargés par des baffles d'un volume suffisant et situés par exemple sous les sièges du véhicule.

La multi-amplification commence à la bi-amplification, chaque canal comporte deux amplificateurs reliés chacun directement à un haut-parleur. On a alors par canal un boomer et un médium/aigu.

Le système triphonique, quant à lui, mélange les deux canaux (canal gauche + canal droite) dans le registre du grave, il se contente de trois amplificateurs, donc de trois haut-parleurs.

On arrive ensuite au filtre électronique trois voies qui nécessite trois amplificateurs et trois haut-parleurs par canal. C'est une solution très séduisante mais onéreuse, plus spécialement réservée aux installations hifi en appartement.

Après avoir réfléchi aux différentes possibilités offertes par la multi-amplification et en tenant compte de la place disponible à l'intérieur d'une automobile, nous avons retenu le système triphonique. Il permet d'améliorer considérablement la reproduction des basses fréquences sans avoir à se ruiner financièrement. De plus, et c'est également une autre raison de notre choix, audessous de 150 Hz l'oreille ne détecte plus une information stéréophonique. La bi-amplification perd alors de sa valeur, d'autant plus qu'à l'intérieur d'une automobile, répétons-le, nous sommes placés dans un espace assez réduit.

La réalisation d'un amplificateur triphonique nécessite l'emploi d'un filtre électronique 3 voies comme l'indique la figure 1. Le filtre est composé de deux « passe-haut » et un « passe-bas » précédés, chacun, d'un étage tampon ou « buffer » afin de ne pas perturber leur fonctionnement. Il est ainsi attaqué à basse impédance. La sortie de chaque filtre est reliée à un amplificateur de puissance. Nous retrouvons donc bien les deux



UN BOOSTER TRIPHONIQUE LED 1A

Des boosters d'autoradio, il en existe tellement de modèles. On se demande d'ailleurs pourquoi, tant ils se ressemblent tous. Du simple ampli ponté, pas toujours efficace, à l'unité de puissance munie d'un convertisseur, mais fort coûteuse, c'est une inflation de watts, une pléthore de décibels, plus ou moins bien utilisés. Arrive Led et sa boîte noire. Ce n'est pas la panacée, mais l'originalité de cette réalisation, comme vous allez le découvrir, ainsi que sa qualité de conception et d'exécution, sont déjà une ébauche de réussite pour votre sonorisation automobile. Et en plus il est beau...

canaux médiums/aigus distincts pour la stéréophonie et le grave mélangé pour les fréquences inférieures à 150 Hz. A la figure 2, nous publions les schémas de base nécessaires à la mise au point d'un filtre triphonique, en 2(a) il s'agit du buffer monté en inverseur de phase, en 2(b) du filtre passe-haut avec une pente d'atténuation de 12 dB/octave et en 2(c) du filtre passe-bas avec la même pente d'atténuation.

Nous avons retenu les filtres de Butterworth qui sont caractérisés par une réponse amplitude/fréquence plate et une pente d'atténuation régulière.

LE FILTRE TRIPHONIQUE

A) LE SCHEMA

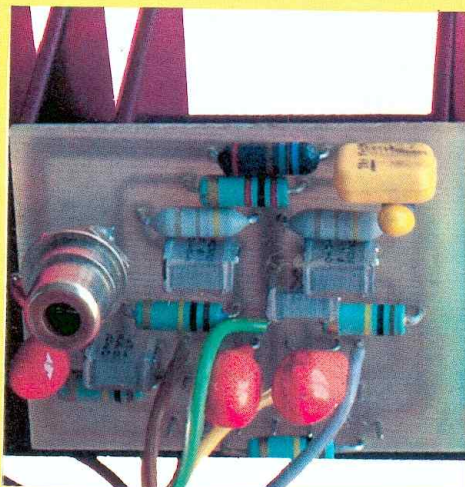
Il est reproduit à la figure 3 et fait appel à des circuits intégrés LM 387, composants réputés pour leur faible bruit : 0,8 à 1,2 μ V efficace entre 10 Hz et 10 kHz.

• L'étage tampon

Caractérisé par une impédance d'entrée élevée de 100 k Ω (R1-R6 ou R16) et un gain unitaire en tension :

$G = \frac{R4}{R1}$ cet étage permet donc d'attaquer les filtres à basse impédance.

La tension d'alimentation V_s qui est la tension de la batterie du véhicule, est de + 12 volts, la résistance R3 permet de polariser correctement le LM 387 en se basant sur la relation suivante :



Un des modules de puissance du booster.

$$R3 = \frac{R4}{\left(\frac{V_s}{2,6} - 1\right)} = \frac{100}{3,62} = 27 \text{ k}\Omega$$

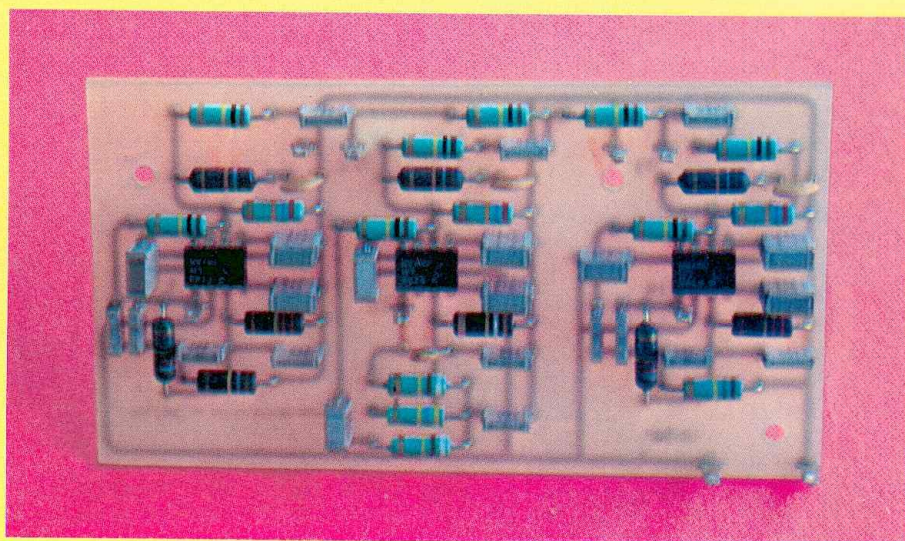
Le réseau R2-C2 permet d'assurer la stabilité du buffer en gain unitaire. Il n'aurait pas été nécessaire si nous avions, par exemple, utilisé l'étage d'entrée avec un gain en tension de 10, ce qui aurait satisfait la relation :

$$\frac{R4}{R_Y} \geq 10 \text{ avec } R_Y = \frac{R3 \cdot R1}{R3 + R1}$$

La résistance R2 est déterminée comme suit :

$$R2 \leq \frac{R_Y \cdot R4}{10R_Y - R4}$$

R_Y est la résultante de la mise en



Le filtre actif triphonique, on y distingue les deux « passe-haut » et le « passe-bas ».

LA ROUTE EN TROIS VOIES

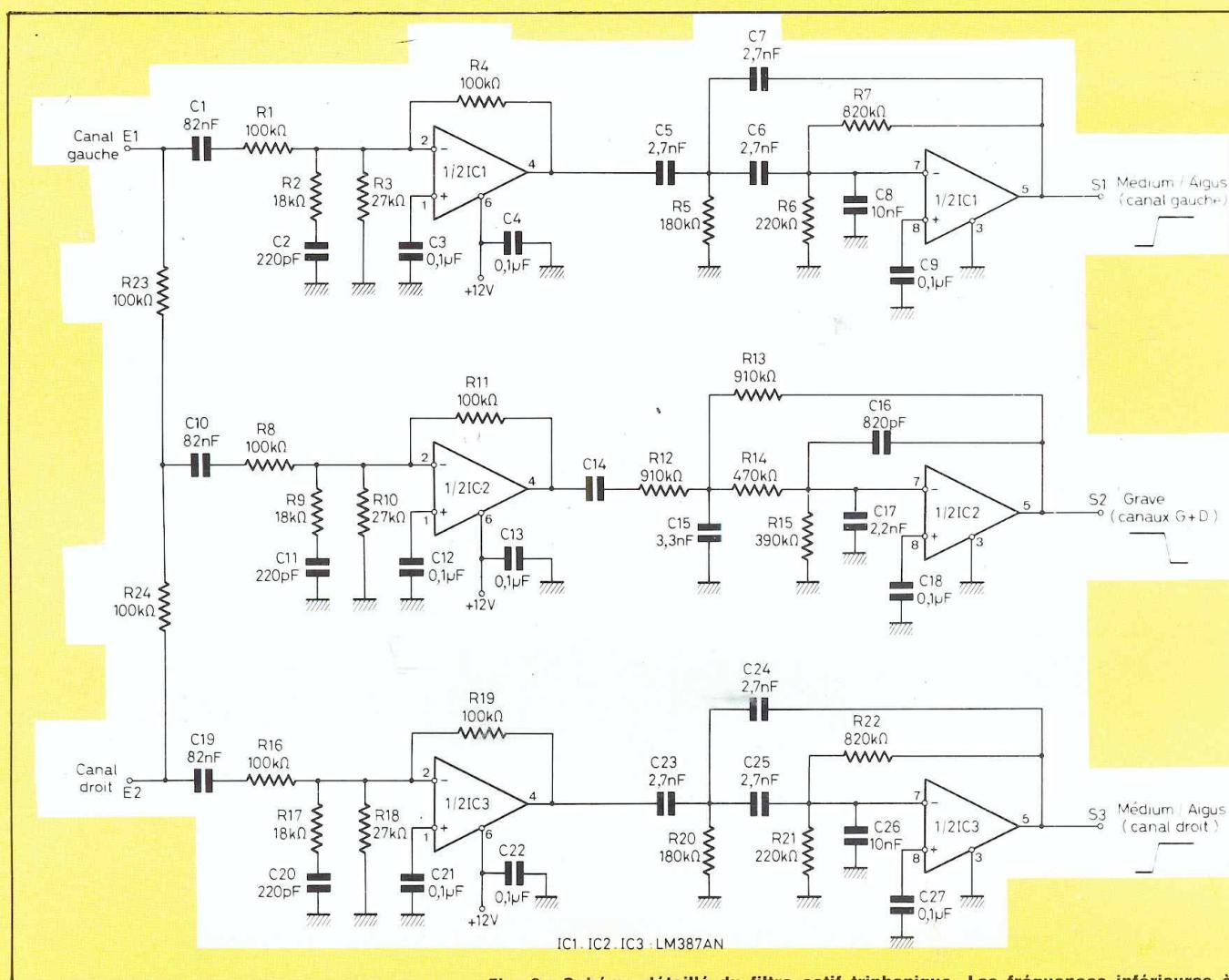


Fig. 3 : Schéma détaillé du filtre actif triphonique. Les fréquences inférieures à 150 Hz sont mélangées et transmises à un unique « passe-bas ».

parallèle des résistances R3 et R1 (R1 étant la résistance d'entrée du LM 387 et R3 la résistance de polarisation). Un rapide calcul donne pour RY une valeur de 21,2 kΩ. On peut alors calculer R2, ce qui nous conduit à une valeur de 18,9 kΩ, soit une résistance normalisée de 18 kΩ ou 15 kΩ.

Le condensateur C2 en série avec la résistance R2 limite la bande passante du buffer aux hautes fréquences. En se fixant une valeur de 40 kHz, ce qui est largement suffisant pour notre booster, on peut calculer C2 avec la classique formule :

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R2} = \frac{1}{6,28 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3}$$

$$= 0,22 \cdot 10^{-9} \text{ soit } C2 = 220 \text{ pF}$$

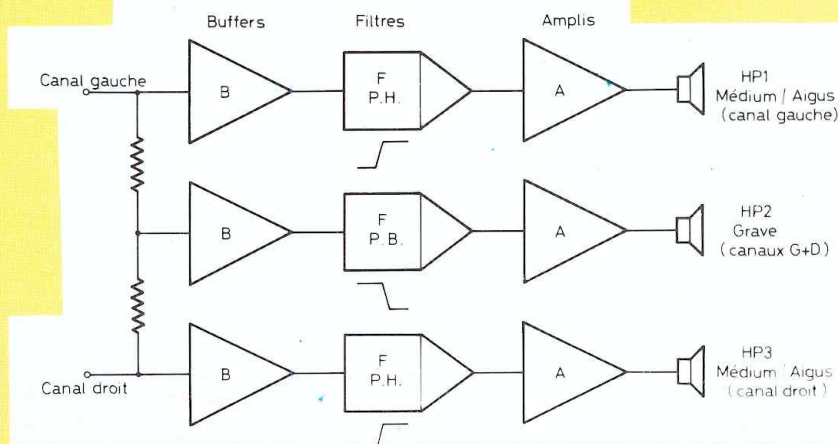


Fig. 1 : Synoptique du booster triphonique. Un buffer, un filtre et un ampli par canal.

Le filtrage fait appel à six cellules équipées de LM 387

KIT - LED 1A

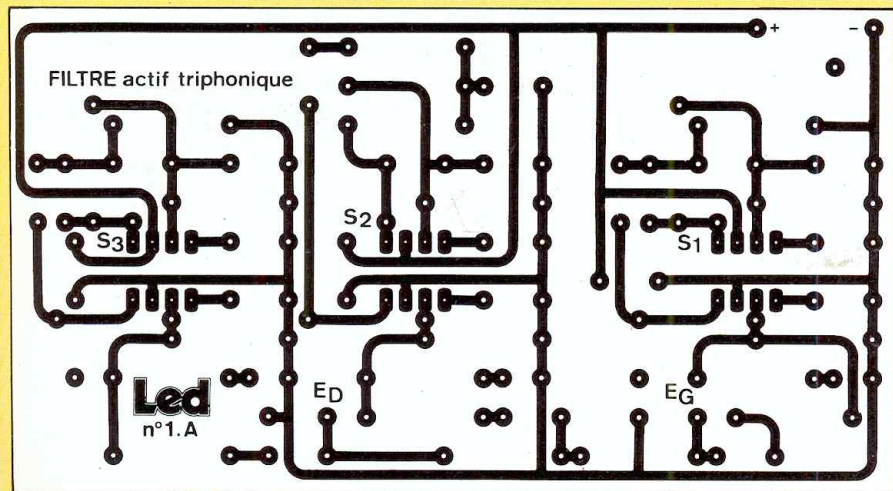
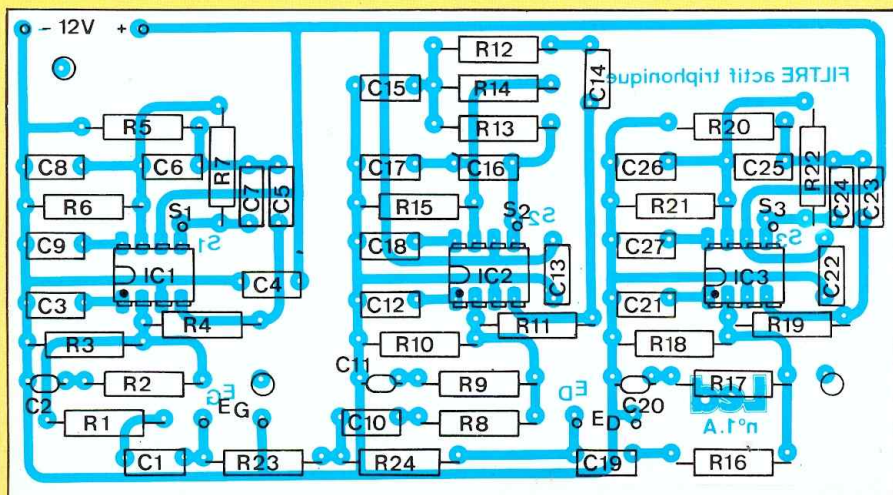


Fig. 4-5 : Implantation du circuit imprimé et plan de câblage du filtre actif.

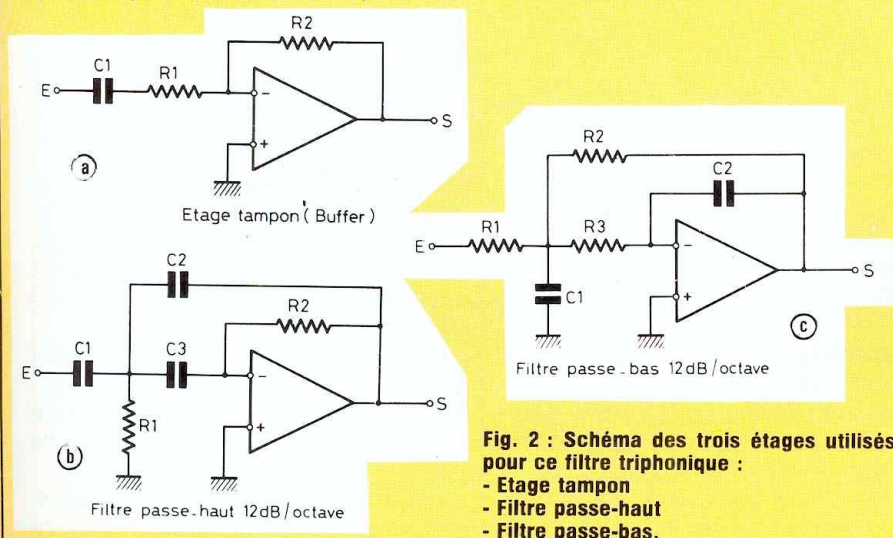


Fig. 2 : Schéma des trois étages utilisés pour ce filtre triphonique :
- Etage tampon
- Filtre passe-haut
- Filtre passe-bas.

De la théorie à la pratique : aucun problème majeur.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

FILTRE ACTIF TRIPHONIQUE

• Résistances à couche ± 5 % 1/2 W

R1 - 100 kΩ
R2 - 18 kΩ
R3 - 27 kΩ
R4 - 100 kΩ
R5 - 180 kΩ
R6 - 220 kΩ
R7 - 820 kΩ
R8 - 100 kΩ
R9 - 18 kΩ
R10 - 27 kΩ
R11 - 100 kΩ
R12 - 910 kΩ
R13 - 910 kΩ
R14 - 470 kΩ
R15 - 390 kΩ
R16 - 100 kΩ
R17 - 18 kΩ
R18 - 27 kΩ
R19 - 100 kΩ
R20 - 180 kΩ
R21 - 220 kΩ
R22 - 820 kΩ
R23 - 100 kΩ
R24 - 100 kΩ

• Condensateurs

C1 - 82 nF mylar
C2 - 220 pF céramique
C3 - 0,1 μF mylar
C4 - 0,1 μF mylar
C5 - 2,7 nF mylar
C6 - 2,7 nF mylar
C7 - 2,7 nF mylar
C8 - 10 nF mylar
C9 - 0,1 μF mylar
C10 - 82 nF mylar
C11 - 220 pF céramique
C12 - 0,1 μF mylar
C13 - 0,1 μF mylar
C14 - 0,1 μF mylar
C15 - 3,3 nF mylar
C16 - 820 pF céramique
C17 - 2,2 nF mylar
C18 - 0,1 μF mylar
C19 - 82 nF mylar
C20 - 220 pF céramique
C21 - 0,1 μF mylar
C22 - 0,1 μF mylar
C23 - 2,7 nF mylar
C24 - 2,7 nF mylar
C25 - 2,7 nF mylar
C26 - 10 nF mylar
C27 - 0,1 μF mylar

• Semi-conducteurs

IC1 - LM 387
IC2 - LM 387
IC3 - LM 387

LA ROUTE EN TROIS VOIES

Pour en terminer avec cet étage tampon, il reste à déterminer la valeur du condensateur d'entrée C1 qui limite la réponse aux basses fréquences. En se fixant une limite à 20 Hz dans la bas du spectre, la formule ci-dessus nous donne une valeur de 82 nF pour C1.

• Le filtre passe-haut

La fréquence de coupure du filtre triphonique a été fixée à 150 Hz, fréquence au-dessous de laquelle l'oreille ne détecte plus d'information stéréophonique, les ondes n'étant plus directionnelles.

Ayant retenu pour cette application le filtre de Butterworth, le coefficient de surtension Q est de 0,707, $\omega_o = \omega_c$, $A_o = 1$ (gain en tension déterminé par nos soins). On commence par sélectionner arbitrairement la valeur de la résistance R6, soit $R6 = 220 \text{ k}\Omega$ (le fabricant donne une valeur maximum de 240 k Ω).

La résistance de contre-réaction R7 se calcule comme pour l'étage buffer :

$$R7 = \left(\frac{V_s}{2,6} - 1 \right) R6 = 3,61 \cdot 220 \approx 794 \text{ k}\Omega$$

soit une valeur normalisée de :

$$R7 = 820 \text{ k}\Omega.$$

On pose $C5 = C6$. C5 se détermine de la façon suivante :

$$C5 = \frac{Q}{\omega_o R7} (2A_o + 1) \text{ avec } \omega_o = 2\pi f_c$$

ce qui permet d'aboutir à une valeur de $2,74 \cdot 10^{-9}$ pour C5, soit 2,7 nF.

$$C5 = C6 = 2,7 \text{ nF}$$

Comme $C7 = \frac{C5}{A_o}$, $C7 = 2,7 \text{ nF}$ également.

Il reste à déterminer la valeur de la résistance R5, ce qui est facile avec la relation suivante :

$$R5 = \frac{1}{Q\omega_o C5 (2A_o + 1)} \text{ qui donne après calculs } R5 = 182 \text{ k}\Omega.$$

Prendre une valeur normalisée de 180 k Ω .

Le condensateur C8 qui shunte l'entrée inverseuse du circuit intégré garantit la stabilité du montage en haute fréquence pour un gain unitaire (nécessaire pour $A_o \leq 10$).

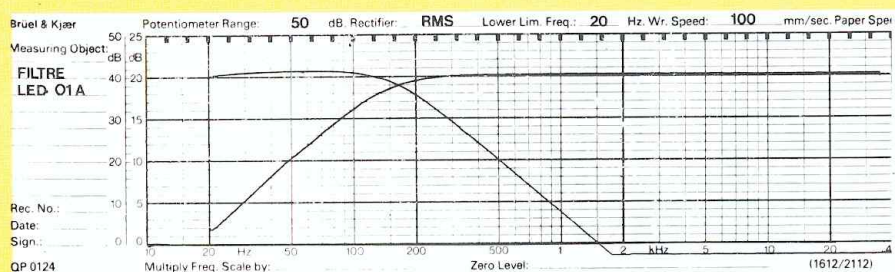


Fig. 6 : Courbes de réponse obtenues avec le filtre actif. La fréquence de coupure est de 160 Hz.

• Le filtre passe-bas

Pour ce filtre, nous avons encore $Q = 0,707$, $A_o = 1$ et $\omega_o = \omega_c = 2\pi f_c$.

Connaissant ces paramètres, on commence par calculer la constante K :

$$K = \frac{1}{4Q^2(A_o + 1)} = 0,25$$

Il faut ensuite sélectionner la valeur du condensateur C15 (c'est un choix arbitraire).

$$C15 = 3,3 \text{ nF}$$

$$C16 = K \cdot C15 = 0,25 \cdot 3,3 = 0,825 \text{ nF, soit une valeur normalisée de } 820 \text{ pF.}$$

Passons ensuite au calcul des résistances, en commençant par R13.

$$R13 = \frac{1}{2Q\omega_o C1.K} \approx 910 \cdot 10^3,$$

soit $R13 = 910 \text{ k}\Omega$ qui est une valeur normalisée.

$$R14 = \frac{R13}{A_o + 1} = 455 \text{ k}\Omega,$$

soit $R14 = 470 \text{ k}\Omega$.

$$R12 = \frac{R13}{A_o} = 910 \text{ k}\Omega$$

$$R15 = R13 + R14 \cdot \left(\frac{V_s}{2,6} - 1 \right) \approx 380,$$

soit $R15 = 390 \text{ k}\Omega$.

Le condensateur C17 est inclus pour la stabilité du montage.

Toutes ces formules pourront peut-être effrayer certains lecteurs qui ne sont pas encore familiarisés avec la théorie ; nous les avons volontairement glissées dans le texte pour qu'ils puissent, en plus de la réalisation d'un booster triphonique, en comprendre le fonctionnement théorique mais également, s'ils le dési-

rent, se choisir une autre fréquence de coupure suivant le boomer qu'ils ont en leur possession.

B) LE CIRCUIT IMPRIME

Le filtre triphonique a été implanté sur une carte imprimée de $116 \times 63 \text{ mm}$ facile à reproduire, la figure 4 étant publiée à l'échelle 1.

C) LE PLAN DE CABLAGE

Il fait l'objet de la figure 5. Comme pour toutes les études que nous proposons, les composants sont repérés par leur symbole électrique, ce qui permet de publier un plan de câblage propre et précis, sans risque de confusion.

Il suffit de veiller à la bonne orientation des trois circuits intégrés pour que le module fonctionne dès la première mise sous tension.

La figure 6 donne les courbes de réponse du prototype enregistrées sur une table traçante Leader LFR-5600. La régularité des pentes d'atténuation est remarquable.

L'AMPLIFICATEUR TRIPHONIQUE

A) LE TDA 1510

La section puissance de ce booster triphonique a été réalisée autour de ces TDA 1510. La RTC a spécialement développé ce produit pour les autoradios, c'est ce que nous avons trouvé de mieux pour le moment.

Un seul boîtier contient deux amplificateurs identiques capables de fournir chacun 5,5 watts dans une charge de 4Ω , avec un taux de distorsion de 0,5 %.

La figure 7 permet de faire connaissance avec le boîtier SOT-141B de cet intégré. Il possède 13 broches, les broches impaires étant décalées vers l'avant d'un pas de 5,08 mm par rapport aux broches paires.

KIT~LED 1A

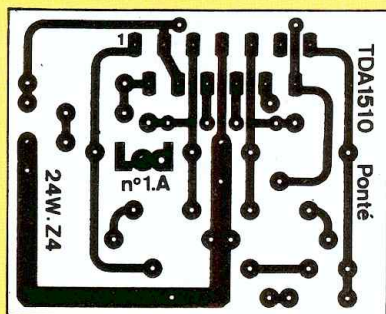
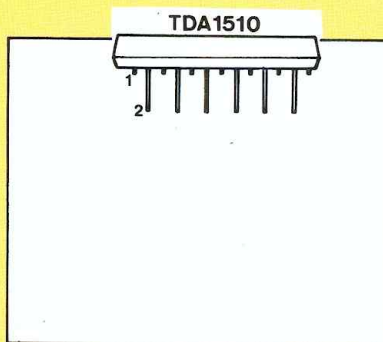


Fig. 9.



⑥ côté cuivre

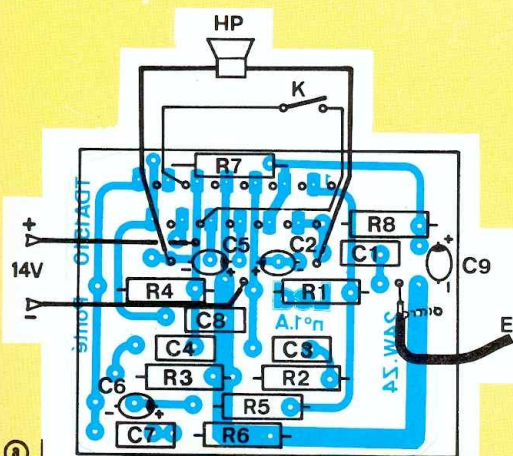


Fig. 10 : Câblage du module amplificateur. Le TDA 1510 est soudé côté pistes cuivrées.

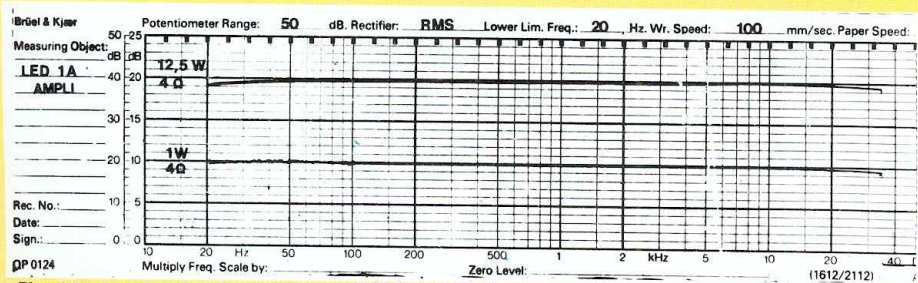


Fig. 11 : Courbe de réponse du module amplificateur aux puissances de 1 W et 12,5 W.

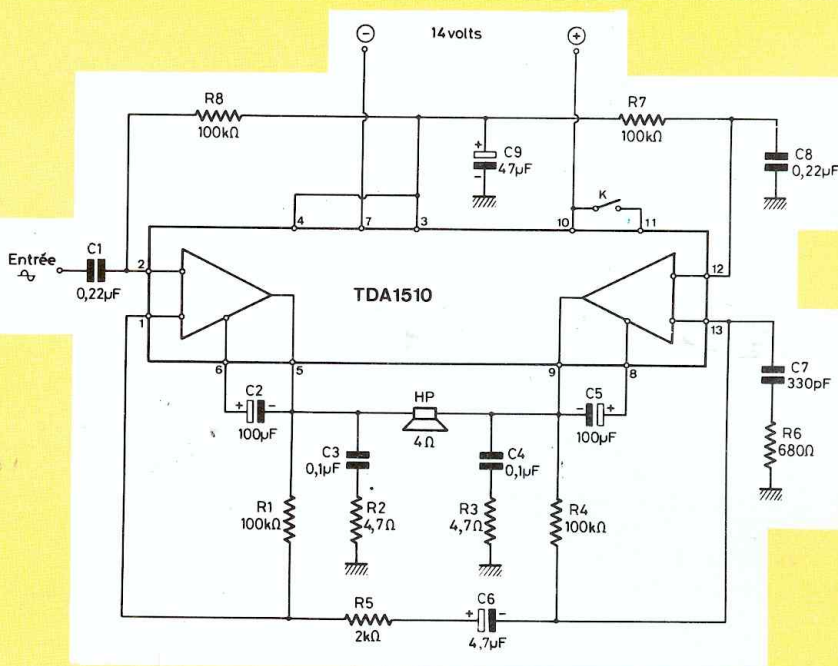


Fig. 8 : Peu de composants autour du circuit intégré pour cet amplificateur de puissance.

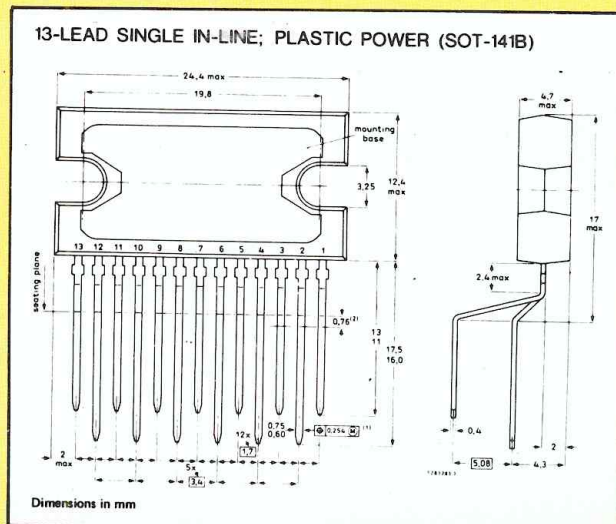


Fig. 7 : Le TDA 1510 vu de derrière et de profil. Les pattes impaires sont décalées des pattes paires d'un pas de 5,08.

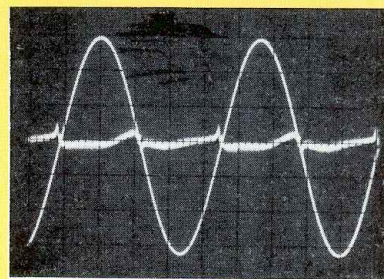


Fig. 12 : Distorsion de 0,019 % à 10 W.

Circuit imprimé, schéma de principe, courbe de réponse, tout pour réaliser le module.

LA ROUTE EN TROIS VOIES

Un tel boîtier, cependant, ne facilite pas l'étude de l'implantation d'un circuit imprimé, des liaisons trop longues entraînant inmanquablement une oscillation du montage qu'il est impossible d'enrayer.

Après avoir essayé plusieurs implantations qui ne nous ont pas donné satisfaction, nous avons constaté qu'en permutant le brochage du TDA 1510 (c'est-à-dire en faisant passer les broches impaires à l'arrière et les broches paires à l'avant), l'étude du circuit imprimé était grandement simplifiée et permettait des liaisons très courtes avec les composants RC (résistances et condensateurs) supprimant de ce fait tout risque d'accrochage.

La RTC ne nous a malheureusement pas communiqué une documentation très détaillée sur ce TDA 1510.

Il s'agit, bien entendu, d'un circuit intégré monolithique. L'étage de sortie fonctionne en classe B. Comme la plupart de ces intégrés de puissance, il est protégé contre les courts-circuits en alternatif et en continu. Il possède également une protection thermique, ce qui n'est pas toujours le cas. Par contre, la charge est protégée lorsqu'il est monté en pont.

La bande passante est interieurement limitée aux hautes fréquences. La séparation des canaux est de 40 dB minimum dans une application en stéréo.

Il fonctionne parfaitement avec une tension d'alimentation comprise entre 6 et 18 volts et peut fournir jusqu'à 4 ampères.

L'impédance d'entrée est de 1 M Ω .

B) LE SCHEMA DE BASE DE L'AMPLIFICATEUR TRIPHONIQUE

Il est publié à la figure 8. On remarque tout de suite que le TDA 1510 est monté en pont, ce qui permet d'obtenir une puissance de 18 watts avec une impédance de 4 Ω et une tension d'alimentation de + 14 volts. Cette tension d'alimentation est celle que peut fournir une batterie bien chargée.

A cette puissance, le taux de distorsion n'est que de 0,5 % ce qui est excellent. En acceptant un taux de distorsion de 10 %, la puissance grimpe à 24 watts.

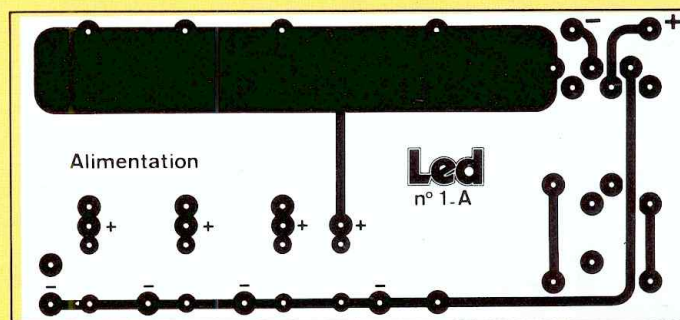


Fig. 14.

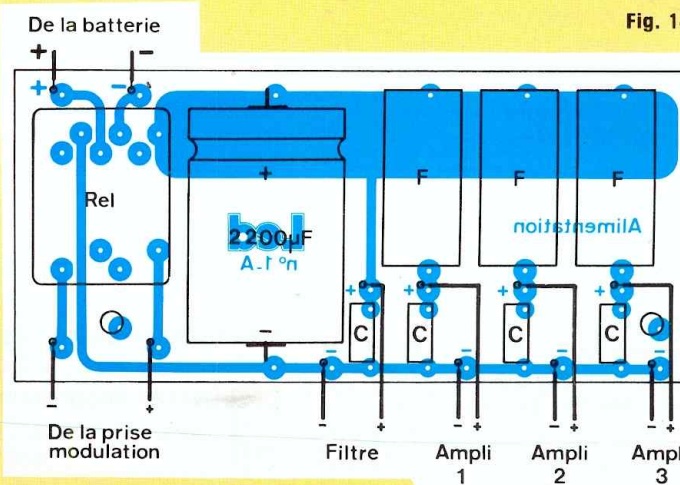


Fig. 15 : Réalisation du coffret du booster. Fixation des différentes plaques au dissipateur, de même pour les cornières. Les trous sont tous taraudés à 3 mm.

Le module d'alimentation. Détails de réalisation mécanique.

KIT - LED 1A

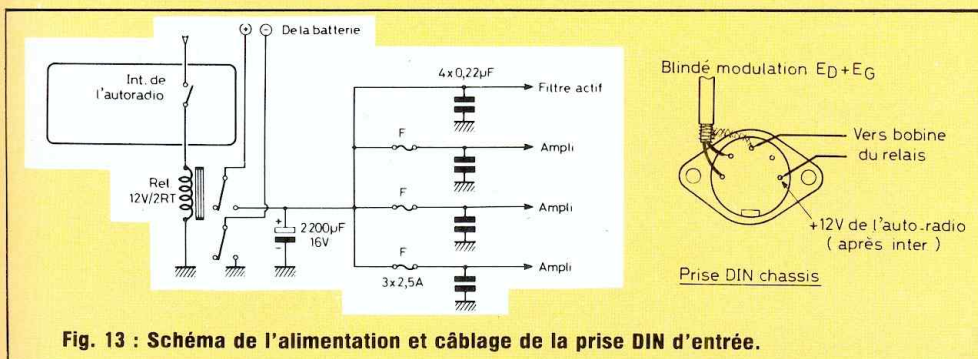


Fig. 13 : Schéma de l'alimentation et câblage de la prise DIN d'entrée.

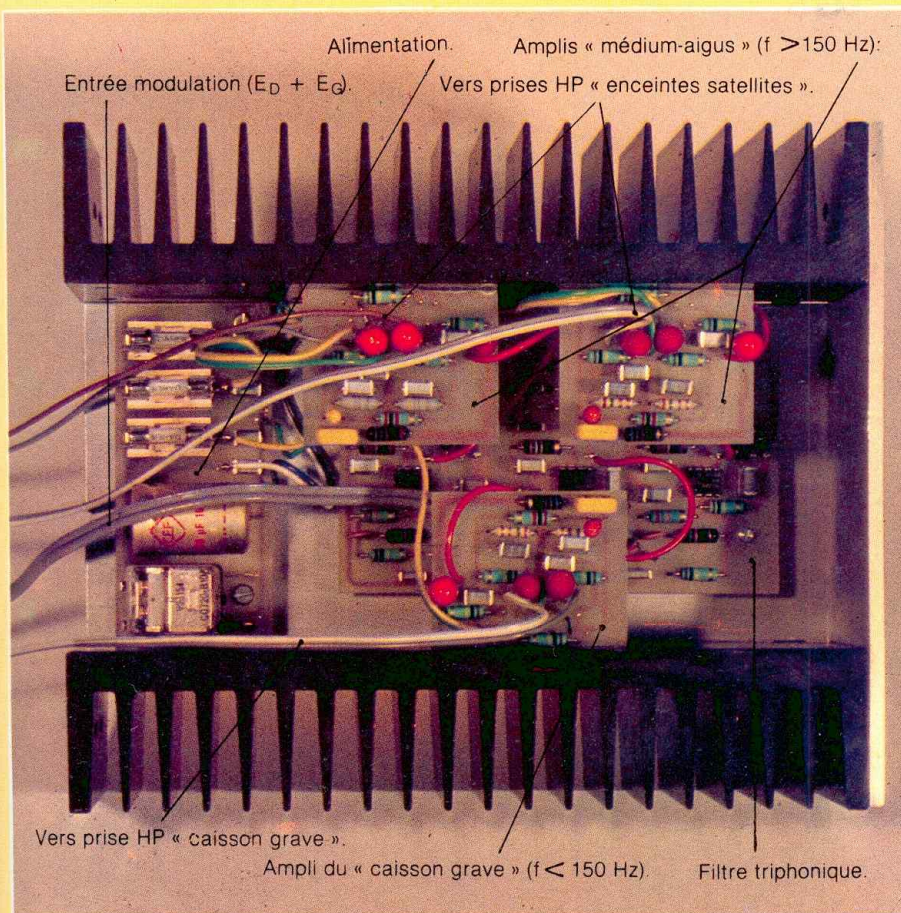
Le gain en tension en boucle ouverte est de 75 dB et en boucle fermée de 39,5 à 40,5 dB.

La réponse en fréquence s'étend de 20 Hz à 20 kHz à - 0,5 dB.

L'impédance d'entrée est de 100 kΩ. Le montage en pont bénéficie d'une protection pour le haut-parleur, le maximum de tension continue à travers la charge reste inférieure à 1 volt en cas d'incident.

La tension continue présente aux bornes du haut-parleur est inférieure à 50 mV, ce qui est négligeable.

Le courant de repos est fixé à 40 mA. Un commutateur placé entre les broches 10 et 11 permet de mettre l'amplificateur en veille, c'est-à-dire de n'alimenter que les étages d'entrée. En shuntant les broches 10 et 11, l'étage de puissance est mis sous tension.



C) LE CIRCUIT IMPRIME

Une implantation est proposée à la figure 9. Ce circuit est de petite taille, 50 x 40 mm. Peu de composants sont nécessaires autour du TDA 1510 pour obtenir un amplificateur de 20 watts, ce qui explique cette surface réduite du circuit.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLIFICATEUR

• Résistances à couche

± 5 % 1/2 W

R1 - 100 kΩ

R2 - 4,7 Ω

R3 - 4,7 Ω

R4 - 100 kΩ

R5 - 2 kΩ

R6 - 680 kΩ

R7 - 100 kΩ

R8 - 100 kΩ

• Condensateurs

C1 - 0,22 µF mylar

C2 - 100 µF/15V tantale goutte

C3 - 0,1 µF mylar

C4 - 0,1 µF mylar

C5 - 100 µF/15 V tantale goutte

C6 - 4,7 µF/15 v tantale goutte

C7 - 330 pF céramique

C8 - 0,22 µF mylar

C9 - 47 µF/15 V tantale goutte

• Semiconducteurs

IC1 - TDA 1510/RTC

ALIMENTATION

1 relais 12 V/2 R.T.

1 condensateur 2 200 µF/16 V

3 porte-fusibles pour C.I.

3 fusibles 2,5 A

4 condensateurs 0,22 µF mylar

COFFRET ET EQUIPEMENT

2 dissipateurs SEEM réf. : CO 270 P (hauteur 70 mm)

2 plaques alu 170 x 70 mm épaisseur 2 mm

1 plaque alu 180 x 80 mm épaisseur 5 mm

2 plaques alu 100 x 200 mm épaisseur 2 mm

4 cornières 200 x 10 mm

Vis de 4 à têtes fraisées

1 diode LED diamètre 3 mm

1 prise DIN châssis 5 broches ou fiches bananes

3 prises DIN châssis haut-parleur ou fiches bananes

Fils de câblage en nappe

Câble d'alimentation

LA ROUTE EN TROIS VOIES

D) LE CABLAGE DU MODULE

Pour la mise en place des composants sur la plaquette imprimée, se servir de la figure 10.

La figure 10(a) montre le côté « composants » du circuit bien entendu. L'implantation a été étudiée très serrée pour supprimer tout risque d'accrochage de l'amplificateur. Le commutateur de mise en veille de l'étage de puissance peut être supprimé en shuntant les broches 10 et 11 du TDA 1510. Veiller à la bonne orientation des « tantalettes goutte ».

Le circuit intégré, quant à lui, est soudé côté pistes, ce qu'indique la figure 10(b).

Comme nous l'avons souligné précédemment en présentant le TDA 1510, il faut intervertir les pattes de l'intégré afin de pouvoir le souder à la plaquette. Veiller à ce que la semelle de refroidissement dépasse très légèrement du circuit imprimé pour pouvoir fixer le module à un dissipateur.

Notre booster étant triphonique, il va de soi qu'il faut câbler trois modules identiques qui seront, par la suite, reliés au filtre actif.

Ce module fonctionne parfaitement dès la dernière soudure terminée. Les essais peuvent être effectués avec une alimentation secteur capable de fournir une tension de + 14 volts et un courant de 2 à 3 ampères.

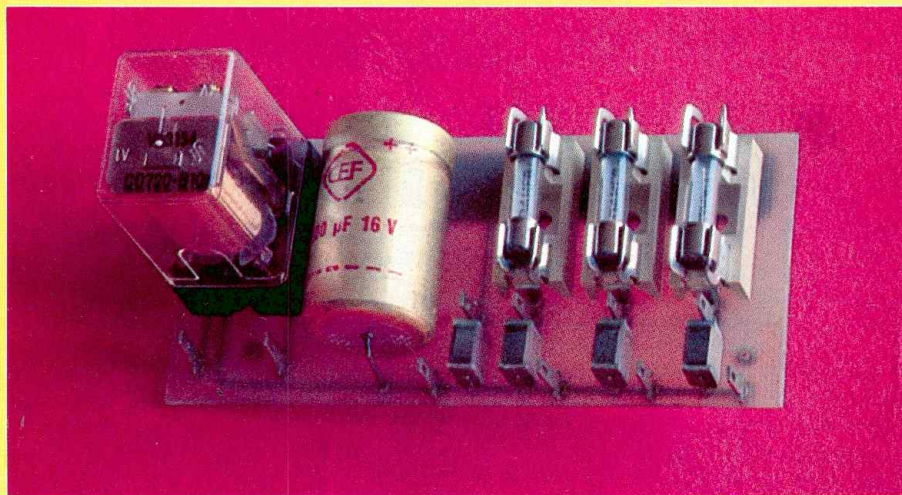
Si on constate une légère instabilité à pleine puissance, il suffit de découpler l'alimentation aux bornes du TDA 1510 avec un condensateur de 0,22 μ F.

A la figure 11, nous publions la courbe de réponse de l'un des amplificateurs aux puissances de 1 W et 12 W 5.

La figure 12 montre les oscillogrammes du signal de sortie et du signal de distorsion correspondant à une puissance de 10 watts : 0,019 % !

INTERCONNEXIONS DES MODULES

Ces interconnexions sont, en fait, très simples. Le signal stéréophonique est appliqué aux entrées EG et ED du filtre triphonique. Chacune des



sorties S1, S2 et S3 est ensuite reliée à l'un des trois modules amplificateurs, chaque module de puissance étant chargé par son enceinte appropriée.

La sortie S2 est réservée à l'amplificateur chargé par le « caisson grave », les fréquences supérieures à 150 Hz étant éliminées à ce niveau.

La modulation des deux autres sorties S1 et S3 est destinée aux enceintes « satellites », donc aux deux autres amplificateurs correspondants.

L'ALIMENTATION DU BOOSTER

Elle se fait, bien entendu, à partir de la batterie de l'automobile. La mise sous tension du boîtier est effectuée par l'interrupteur de l'autoradio. Il faut pour cela amener le (+) avec le câble blindé de modulation. Un câble blindé 3 conducteurs fait parfaitement l'affaire. Le (+) ainsi disponible va permettre de commuter un relais 12 volts à la mise sous tension du poste qui, à son tour, alimente le booster, ce qu'indique la figure 13. Par cette astuce de montage, on est certain que l'amplificateur sera toujours hors service à l'extinction de l'autoradio.

Un petit circuit imprimé permet de regrouper le relais et les quelques composants de cette alimentation, ce qu'indique la figure 14.

LA MISE EN COFFRET

Le coffret est une réalisation « maison ». Il est basé sur l'utilisation de deux dissipateurs CO 270P de la SEEM aux dimensions de 200 x 70 x 40 mm et de quelques plaques d'aluminium brossé.

A la figure 15, nous donnons quelques détails de réalisation et de mise en place des différents flasques. En 15(a), il s'agit de la face avant qui est fixée aux dissipateurs avec des vis à têtes fraisées. Les trous sont, bien entendu, taraudés, les diamètres de perçage sont à 3 mm. La contre-plaque permet de maintenir la face avant sans vis apparente. Les cornières sont vissées aux dissipateurs, elles permettent la mise en place des plaques inférieures et supérieures, voir la figure 15(b).

La face arrière est vissée directement aux dissipateurs sans contre-plaque, ce que nous remarquons à la figure 15(c).

Nous obtenons ainsi un coffret aux dimensions de 180 x 200 x 70 mm ce qui correspond au standard DIN en ce qui concerne la largeur du matériel autoradio.

La face avant ne reçoit qu'une diode LED de mise sous tension. Pour la face arrière, on utilise soit des prises DIN châssis pour l'entrée modulation et les 3 sorties HP, soit des fiches bananes...

Bernard Duval

SINUS HIT - LED 1B

Si, enfin, on souhaite atteindre des performances très poussées, dans le domaine de la distorsion par exemple, le prix de revient devient pratiquement hors de portée des amateurs et même de nombreux professionnels. Deux gros inconvénients. Le premier est que l'emploi d'un générateur BF de performances moyennes (distorsion : 0,1 %, par exemple) ne permet pas de déceler certains défauts du circuit étudié (distorsion de croisement, distorsion harmonique, instabilité, etc.).

Le second inconvénient est que l'on est limité par le taux de distorsion du générateur utilisé. Si l'on souhaite accéder à des performances très poussées en distorsion, un générateur BF au taux de distorsion de l'ordre de 0,01 % ne suffit plus.

Le lecteur trouvera ici largement de quoi le combler. Il s'agit de la réalisation d'un générateur BF à très faible taux de distorsion, bien que faisant appel à un schéma simple et facile à mettre au point. En termes de distorsion, on atteint ici des valeurs extrêmement basses, mais jugées utiles pour le présent et l'avenir de la haute fidélité. A 1 kHz, le taux de distorsion est inférieur à 0,0005 % (0,0003 %, valeur typique), ce qui dépasse les performances d'appareils sophistiqués de plus de 20 000 F.

Mais il est évident que les performances énoncées ci-dessus doivent être obtenues à coup sûr par n'importe quel amateur. C'est fort heureusement le cas.

Caractéristiques principales :

- fréquences : 20 à 20 000 Hz, 30 fréquences fixes.
- distorsion : 0,001 % ou mieux (> -100 dB)
- niveau de sortie : 7 V (3 V sur 600 Ω)
- impédance de sortie : 600 Ω
- stabilité en température : $\pm 0,2$ dB entre 15 et 45° C
- stabilité fréquence/température : inférieure à 300 PPM/°C.

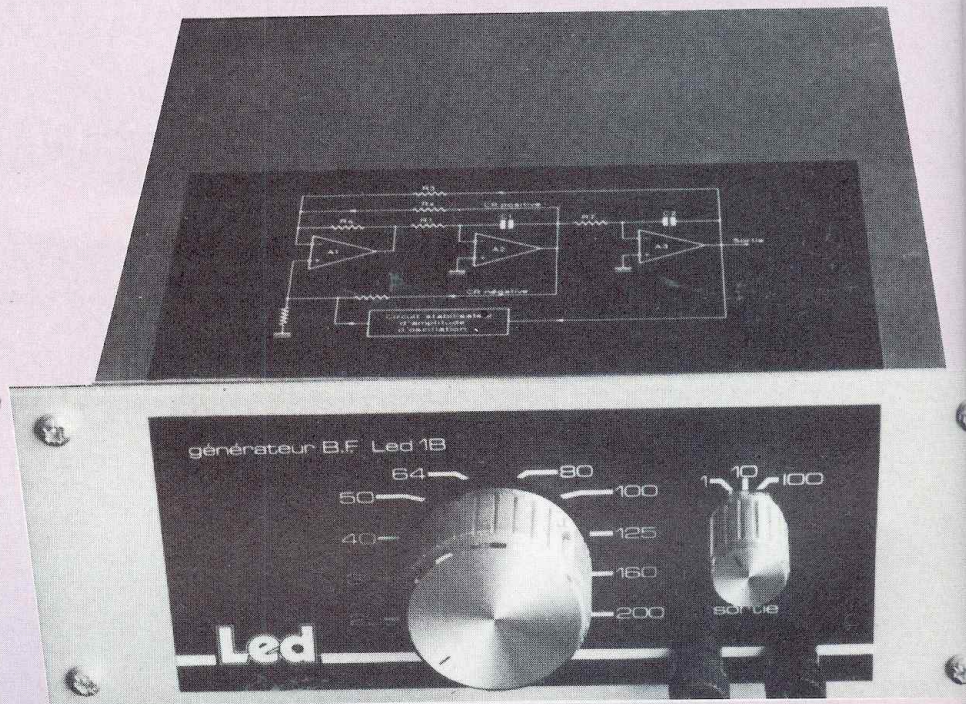
Ce sont des chiffres assez surprenants malgré la simplicité du montage. Les fréquences d'oscillation sont fixes : 25, 32, 40, 50, 64, 80, 100, 125, 160, 200 Hz. Dix fréquences que l'on peut multiplier par 1, 10 ou 100 à l'aide d'un multiplicateur 3 positions. Soit 30 fréquences. La tension de sortie est comprise entre 3 V (charge 600 Ω) et plus de 6 V, ce qui est suffisant pour la majorité des mesures audio.

LE CIRCUIT

On trouvera sur la figure 1 le schéma de l'oscillateur à très faible taux de distorsion. Le circuit est de type

« state variable filter », un circuit sur lequel sont ajoutés une boucle de contre-réaction active ainsi qu'un circuit indispensable, un stabilisateur d'amplitude d'oscillation. D'habitude, les circuits oscillateurs ont recours à une stabilisation par thermistance ou par lampe incandescente. Dans ce cas, il est un fait connu que si l'on désire descendre très bas en niveau de distorsion, le temps d'établissement du signal augmente rapidement aux basses fréquences, pouvant même dépasser 20 secondes au-dessous de 50 Hz. Mais, fort heureusement, les circuits ont beaucoup évolué dans ce domaine, en citant pour très bons exemples les circuits oscillateurs à très faible taux de distorsion conçus par les firmes Sound Technology (U.S.A.), Hewlett-Packard (U.S.A.), Méguro ou N.F. Circuit (Japon).

Ici, on a affaire à un circuit dit « state variable filter », que l'on trouvera sous forme simplifiée sur la figure 2. Il est constitué de trois amplificateurs différentiels formant trois filtres : passe-haut, passe-bande, passe-bas.



LE GENERATEUR BF ~ LED 1B

Les nombreuses réalisations en électronique publiées dans les revues spécialisées incitent les lecteurs à réaliser par eux-mêmes certains appareils : amplificateurs BF, préamplificateurs, tables de mixage, etc. S'il s'agit d'une réalisation très simple, de performances moyennes, on peut pratiquement se passer d'appareils de mesure. Passé un certain niveau de qualité, les schémas se compliquent, les réglages sont nécessaires et ces appareils deviennent indispensables. A ce niveau, le prix des appareils de mesure n'est pas abordable à tout amateur s'il est peu fortuné.

Sur le schéma de la figure 2, on remarque deux boucles : $A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow A_3 \rightarrow A_1$ pour la première et $A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow A_1$ pour la seconde. La première procure la fréquence de coupure recherchée ou encore la fréquence centrale déterminée. La seconde permet le réglage de la surtension Q. Ce circuit est connu, en particulier aux U.S.A. et plusieurs de ses applications ont été décrites par Walter Jung en octobre 1978, dans la revue Nikkei-Mac Graw-Hill.

Or, si l'on ajoute au circuit de la figure 2 la résistance R_x , comme sur la figure 3, on va faire intervenir une troisième boucle. Cette boucle, une contre-réaction positive, s'opposera à la seconde boucle (contre-réaction négative) et annulera $A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow A_1$. En ajustant la valeur de R_x , on peut ainsi parfaire l'annulation procurée par les deux boucles et considérer le circuit comme muni d'une seule boucle, soit $A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow A_3 \rightarrow A_1$. On note que le passage du signal à travers les filtres A_2 et A_3 procure des retards de phase successifs de 90° . A_1 inversant la phase, l'ensemble permet la condition d'oscillation recherchée. Pour un gain de boucle de 1 à une fréquence donnée, on obtient l'oscillation. Cette fréquence d'oscillation se détermine par :

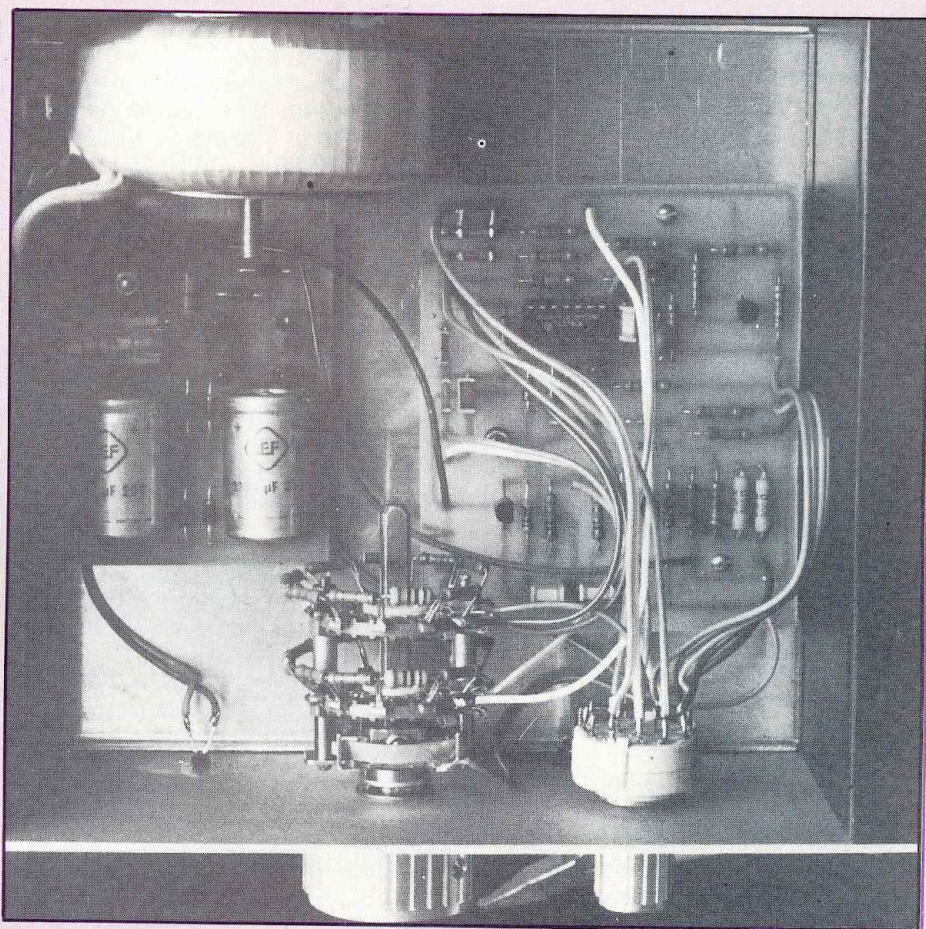
$$f_{osc.} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} \cdot \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{1}{R_2 C_2} \quad (1)$$

Contrairement aux circuits oscillateurs courants utilisant les filtres en T, en T ponté, etc., on constate le gros avantage de pouvoir utiliser

sans inconvénient des éléments R, C, déterminant la fréquence d'oscillation, dont les tolérances seront moyennes et non très serrées. Une tolérance de l'ordre de 5 à 10 % est suffisante alors qu'il aurait fallu peut-être 0,5 % par une méthode courante, surtout si l'on désire une très

grande pureté du signal. Ici, A_2 et A_3 , travaillant en filtre passe-bas permettent d'atteindre des taux de distortion extrêmement bas.

La stabilité d'amplitude s'effectue par transistor à effet de champ, le 2N 5457, supérieur en bruit aux 2N 3819 ou 2N 4861.



SINUS HIT - LED 1B

REALISATION PRATIQUE

En se référant au schéma de la figure 1, on note la nécessité de l'emploi de quatre amplificateurs différentiels. L'utilisation, après essais divers, du circuit intégré TL-074 (Texas Instruments) va simplifier énormément le montage. La version TL-074 contient en effet quatre amplificateurs opérationnels de bonne qualité. Le prix est abordable et, par rapport à des circuits du genre 741 le « slew-rate » est 30 fois supérieur, la bande passante beaucoup plus large. Pour le TL-074 (figure 4), il faut cependant tenir compte du fait que l'étage de sortie travaille sous un très faible courant de polarisation. En conséquence, sous une faible impédance de charge de sortie (600 Ω par exemple), on aurait constaté une augmentation rapide de la distorsion aux fréquences supérieures à 8 ou 10 kHz. Dans le présent circuit, on pallie à cet inconvénient grâce à l'emploi d'un étage supplémentaire à sortie basse impédance de type « émetteur follower » lequel sera couplé à A3, afin de ne pas risquer d'augmenter le taux de distorsion. L'étage de sortie, push-pull complémentaire, travaille en pure classe A, sous un courant de polarisation de 12 mA. On y trouve les trois diodes de redressement de type 1N 4003 ou équivalent (ne pas employer de diodes de commutation).

Les transistors de sortie sont de marque Motorola, de références MPSU 01 (NPN) et MPSU 51 (PNP), une paire complémentaire en boîtier epoxy mais dont le P_c est néanmoins de 1 W, donc bien adapté à un montage en classe A. Le f_T est supérieur à 50 MHz et le C_{ob} inférieur à 50 pF. On peut trouver des équivalents, en prenant toutefois garde de rechercher des valeurs de I_o , H_{fe} aussi proches que possible des transistors du circuit d'origine. On peut essayer en remplacement les paires complémentaires suivantes :

- 2N 2905A/2N 2219 ou 2N 1711A
- BC 300/BC 303.

Si une équivalente plus proche est recherchée, le lecteur trouvera un tableau des caractéristiques des transistors d'origine.

Concernant le mécanisme de stabilisation de l'amplitude d'oscillation, on obtient en premier lieu un redressement demi-alternance du signal de sortie par le réseau 68 k Ω /diode 1N 4148. Une seconde diode 1N 4148 est utilisée en compensation de température, procurant un courant constant. L'amplitude d'oscillation reçue par la diode (1N 4148) supérieure (D4) procure, grâce à la diode (1N 4148) inférieure (D3), travaillant sous courant constant, une stabilisation générale du courant à l'entrée 6 de A4. Le signal de sortie de A1 passe à travers une résistance de 150 k Ω pour atteindre l'entrée de A4. Les signaux de sortie A1/A3 étant déphasés l'un par rapport à l'autre, le courant passant à travers la résistance de 150 k Ω s'ajoute au courant redressé par D4 pour permettre un effet de redressement à double alternance. Sans cette résistance, le taux de distorsion, dû au redressement imparfait, aurait pour effet de multiplier la distorsion par 5 ou 6. Ce qu'explique la figure 5. Si la valeur moyenne de l'oscillation baisse un peu trop, la tension en sortie A4 augmente, ce qui modifie le travail en résistance variable du transistor FET.

En conséquence, le taux de C.R. de A2 sur A1 diminue, ce qui rétablit la perte de gain.

Les deux résistances de 100 k Ω , montées sur le FET ont pour but de réduire la distorsion. Les résistances de 100 k Ω doivent être de faible tolérance (1 %), sinon le taux de distorsion augmentera rapidement. Le réseau parallèle R.C (R variant selon la fréquence choisie), ($C = 3,3 \mu F$)

relié à A4 a pour but de stabiliser rapidement le signal après chaque changement de fréquence. La valeur de la résistance employée, variant selon la fréquence se calcule selon le tableau de la figure 6.

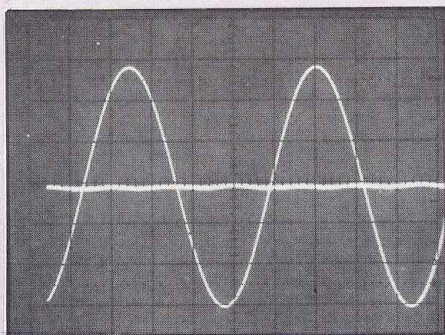
Pour A4, le condensateur de 10 μF doit être de qualité (tantale goutte, etc.).

La capacité de 10 pF placée sur A1 contribue à la stabilité au-dessus de 10 kHz. Les autres condensateurs destinés à déterminer la fréquence d'oscillation sont de type mylar.

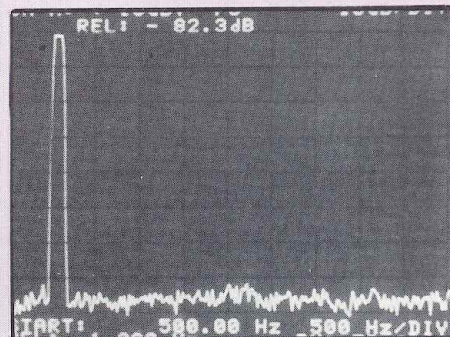
Les résistances sont de qualité, à faible bruit et de bonne stabilité thermique afin d'obtenir une bonne stabilité température/fréquence. Le présent montage permet d'accéder à une stabilité fréquence/température ambiante de l'ordre de 0,25 % entre 15 et 30°C, ce qui est excellent. Le choix des fréquences d'oscillation est déterminé par la formule (1) où il faut en conséquence modifier les valeurs de R1 R2, C1 et C2.

La tension de sortie obtenue est de 7 V, de 3 V sur une charge de 600 Ω . Le niveau de sortie dépend de la valeur de la résistance de 300 k Ω , dont les variations de valeur interviennent aussi sur le taux de distorsion. En deçà, le montage devient instable.

Le taux de distorsion obtenu est indiqué sur la figure 7. Il est de l'ordre de 0,0005 % à 1 kHz. Aux fréquences basses, il passe à 0,001 %, la légère augmentation de distorsion étant principalement due au bruit, au résidu alternatif subsistant après la régulation de l'alimentation ± 15 V.

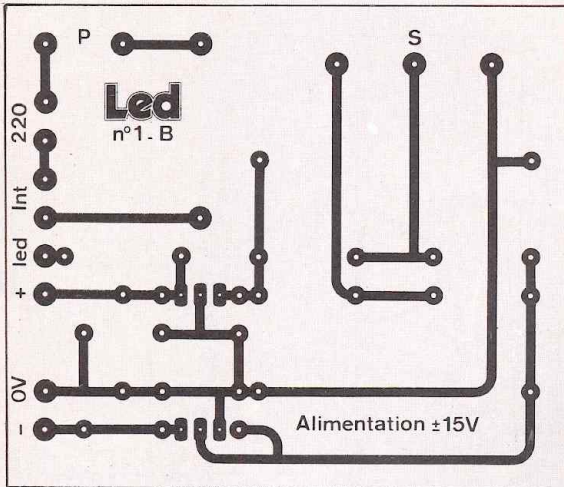


Signal de sortie à 1 kHz et résidu de distorsion : 0,0008 %.

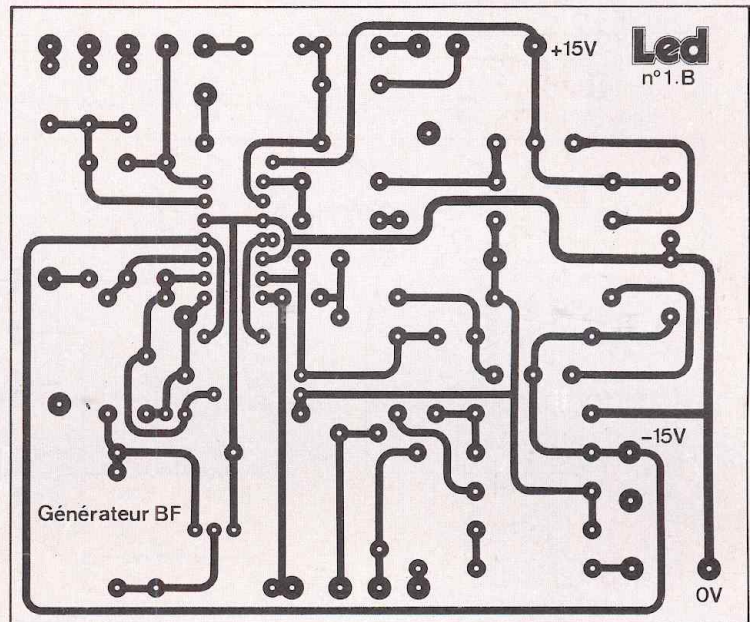


Analyse du signal à 1 kHz. Seul le bruit résiduel subsiste.

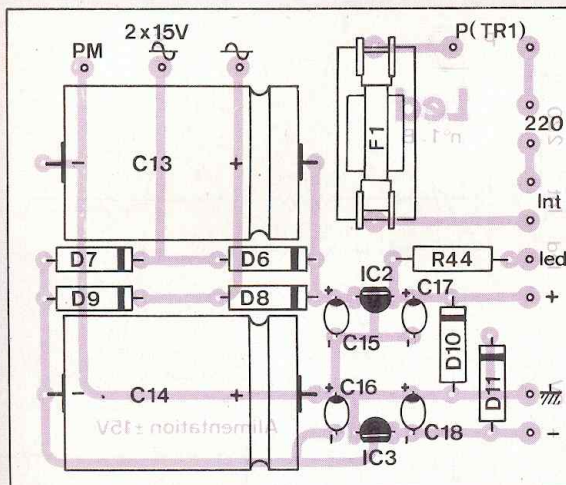
KIT ~ LED 1B



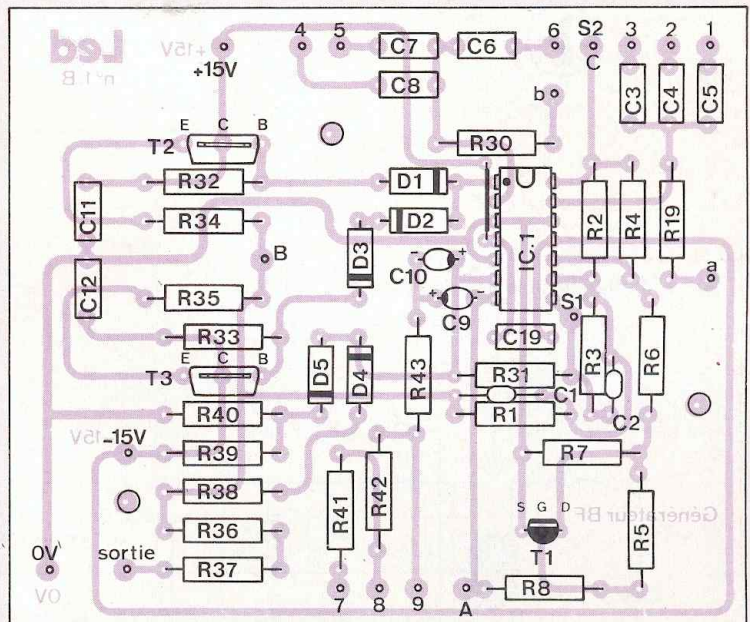
(a)



(c)



(b)



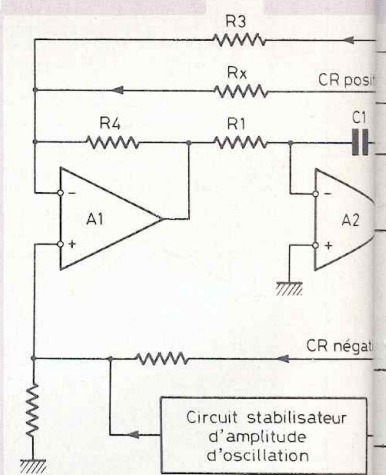
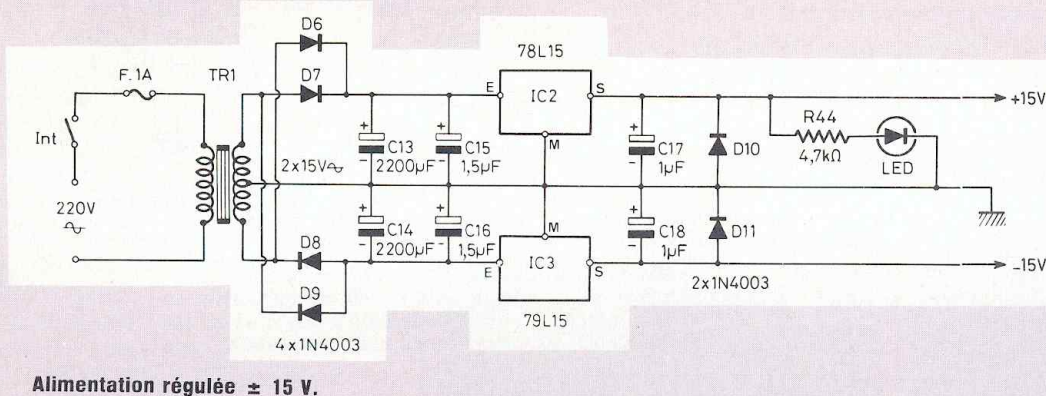
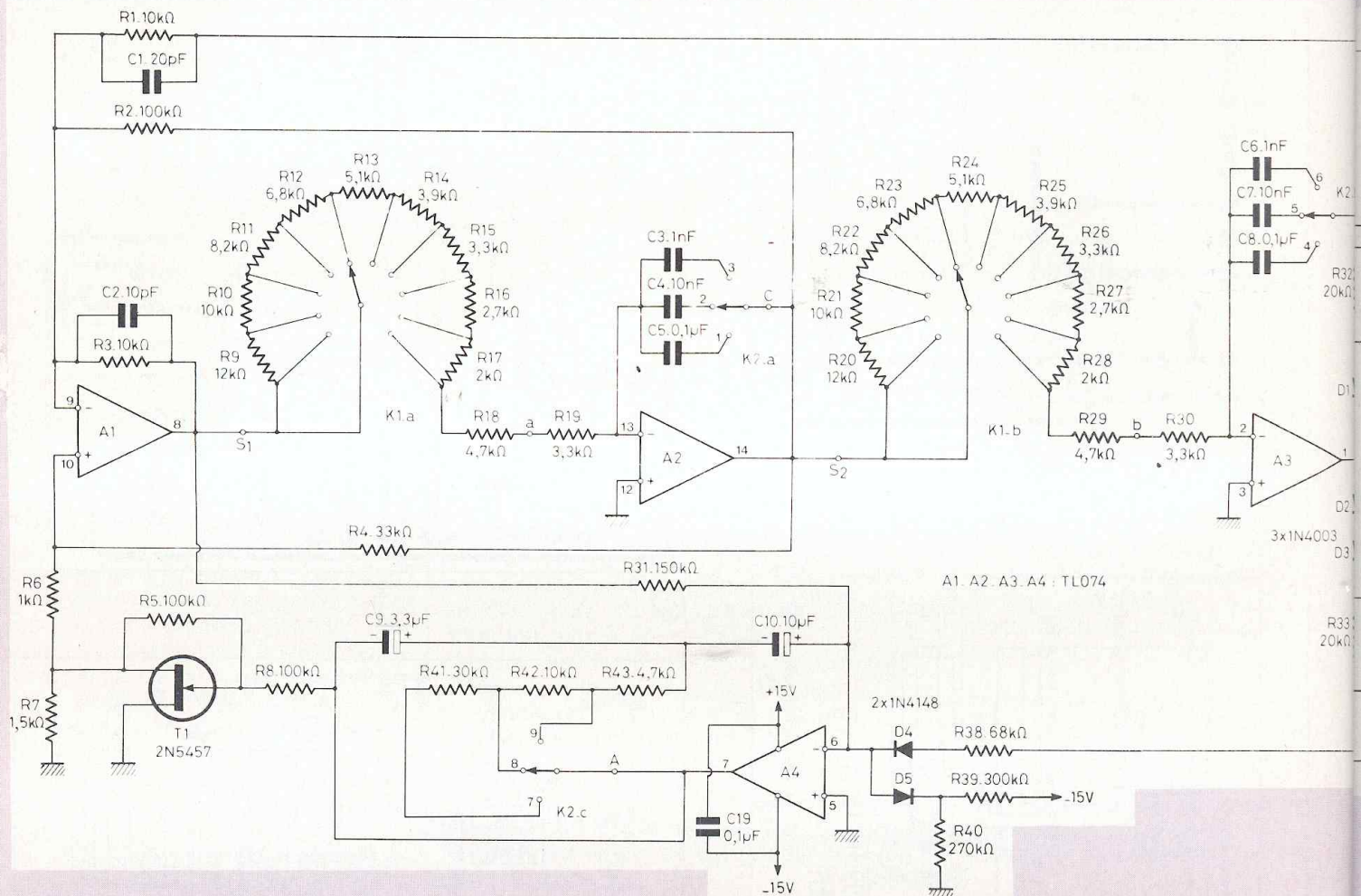
(d)

- a) Alimentation régulée ± 15 V, côté pistes.
- b) Alimentation régulée ± 15 V, côté composants
- c) Générateur BF, circuit vu du côté pistes
- d) Générateur BF, circuit vu du côté composants.

Fig. 4. Caractéristiques principales du circuit intégré « Quad OP » TL-074.

Générateur BF à très faible distorsion. Circuits imprimés et implantation des composants.

SINUS HIT - LED 1B



Oscillateur BF à très faible distortion. Schéma

KIT ~ LED 1B

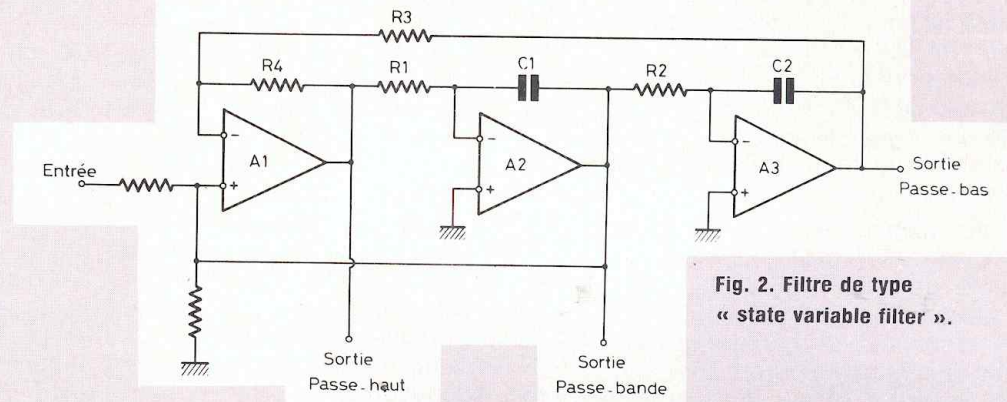
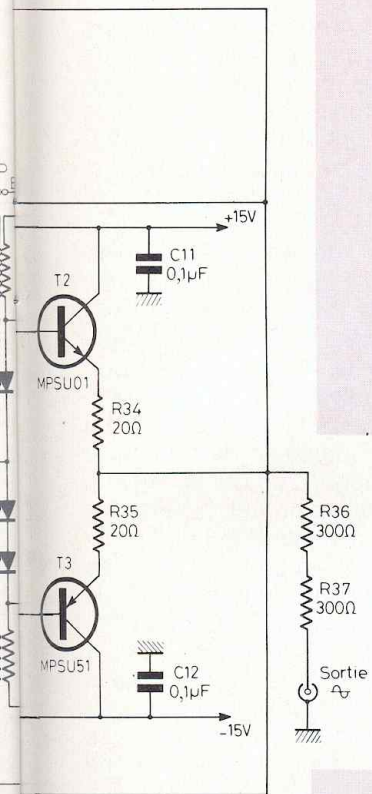


Fig. 2. Filtre de type
« state variable filter ».

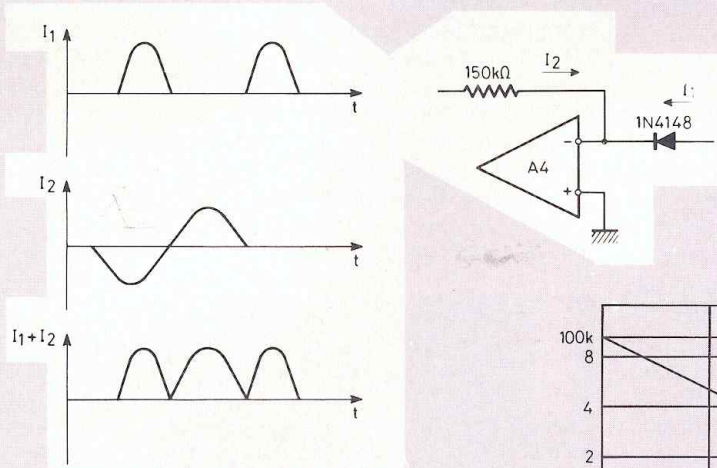
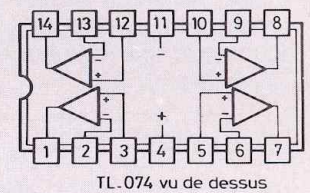


Fig. 5. Circuit de détection de
variation d'amplitude d'oscilla-
tion.



TL074 vu de dessus

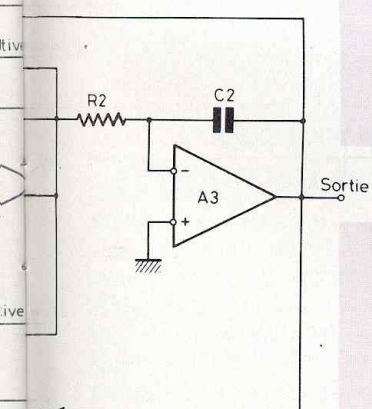


Fig. 6. Valeur optimale de R,
du circuit inverseur de phase.

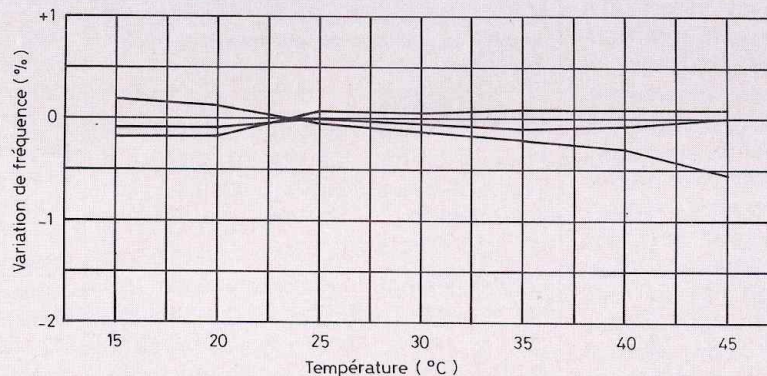
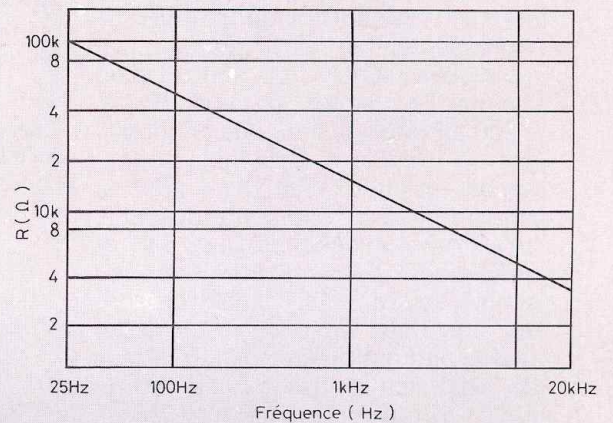


Fig. 7. Stabilité de fré-
quence en fonction des
variations de température
ambiante.

en oscillateur à très faible taux de

de principe, alimentation, principe de fonctionnement.

SINUS HIT - LED 1B

Pour les fréquences supérieures à 10 kHz le taux de distorsion dépendra du lot TL-074 utilisé, mais il faudra s'attendre à un taux de distorsion de l'ordre de 0,002 à 0,003 %, ce qui reste une valeur exceptionnellement basse compte tenu de la simplicité du montage.

Il existe, bien sûr, des montages très performants, plus complexes, comme ceux de type digital, mais l'avantage du circuit présenté ici est non seulement la génération d'un signal de très haute pureté spectrale, mais aussi un résidu de distorsion également « propre », c'est-à-dire composé essentiellement d'harmoniques 2 et 3.

L'ALIMENTATION

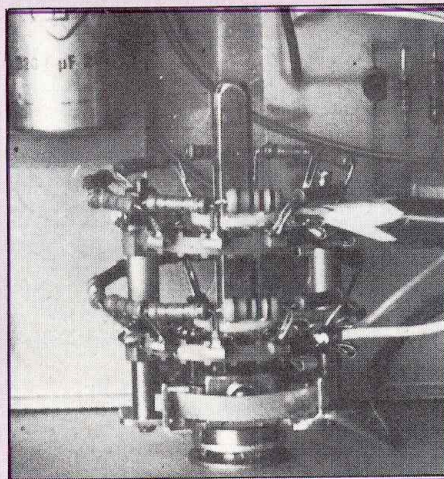
Le transformateur d'alimentation doit être impérativement de haute qualité, absent de tout rayonnement. Le choix doit se porter soit sur des modèles blindés, soit sur des modèles de type torique. Le secondaire est de 2×15 V (alternatif) 200 mA. Le redressement se fait à l'aide de quatre diodes montées en pont et d'un premier filtrage par les capacités de $2 \times 200 \mu\text{F}$ additionnées des découplages de $1,5 \mu\text{F}$. La régulation s'effectue par les circuits 78L15 (+ 15 V) et 79L15 (— 15 V) à la sortie desquels on retrouve un découplage de $1 \mu\text{F}$ et deux diodes de protection. Bien que simple, cette alimentation procure les résultats annoncés. Le léger résidu alternatif fait remonter le taux de distorsion au-dessous de 100 Hz (0,001 % environ entre 25 et 100 Hz).

Pour améliorer le taux de distorsion il aurait fallu avoir recours à une régulation beaucoup plus poussée et sortir le transformateur d'alimentation du châssis. On arrive d'autre part aux limites des possibilités du circuit, ce qui ne justifie pas une telle modification. Le circuit imprimé, de dimensions 60×60 mm reçoit tous les composants de l'alimentation. Noter que le châssis de l'appareil est relié au neutre du secteur (cordon à trois fils, dont le neutre), alors que la masse du générateur est reliée au circuit général.

LE MONTAGE

Le montage est assez simple. Deux circuits imprimés sont employés, l'un pour l'alimentation régulée, l'autre pour le circuit oscillateur. Afin de réduire la longueur des connexions, il est recommandé de placer le circuit oscillateur derrière le commutateur de fréquence. Le transformateur est fixé verticalement contre la face arrière du coffret, ce qui permet d'éloigner celui-ci du circuit oscillateur. Un mauvais transformateur aux fuites magnétiques importantes peut faire augmenter le taux de distorsion aux fréquences basses. Un bon transformateur torique est souhaitable. Si un problème de rayonnement subsiste, le seul moyen serait de placer le transformateur d'alimentation en dehors du boîtier oscillateur qui doit être soigneusement blindé.

Les sorties de signal se font sur bornes de couleur, ou éventuellement sur standard BNC.



Détails de câblage du commutateur 10 fréquences.

LE CHASSIS

Pour le boîtier, les photos montrent l'aspect du générateur terminé ; on pourra se baser sur ces photos pour la mise en coffret.

Le châssis employé pour ce montage est d'origine SEEM, de dimensions $200 \times 160 \times 80$ mm ; sa référence : CODIS A-13-M. Il comporte des petits radiateurs latéraux, inutilisés ici.

REGLAGES

Ce circuit correctement câblé ne demande aucun réglage. Dans de rares cas, une instabilité d'oscillation peut être rétablie en jouant sur la valeur de R4 (33 k Ω). Les diodes D1, D2 et D3 sont des diodes de redressement et non des diodes de commutation.

La distorsion dépend des composants, en particulier du bruit résiduel, de la stabilité thermique de composants comme les résistances, le transistor FET et le TL-074. C'est pourquoi il est conseillé d'utiliser de bonnes résistances à film métallique, un sélecteur de qualité et de monter le TL-074 sur support, ce qui permet un remplacement éventuel. Dans les cas les plus mauvais (le circuit fonctionnant correctement), le taux de distorsion se situe en dessous de 0,005 %. Dans les meilleures conditions il passe à 0,0003 %, valeur d'ailleurs difficilement mesurable, qui demande l'emploi de filtres secteurs anti-parasites et de blindages rigoureux. Attention aux repères de polarité des diodes qui peuvent changer selon les constructeurs (les 1N 4148 en particulier). Pour les transistors de sortie, le brochage diffère selon les origines.

Le circuit imprimé doit être en epoxy, pistes étamées. Il n'est pas conseillé de passer un vernis sur le circuit après soudures. C1 et C2 doivent être au mica (ou à la rigueur en céramique).

REMPLACEMENT PAR TRANSISTORS EQUIVALENTS

Le circuit décrit ici a été, à l'origine, étudié à partir de composants japonais. Les transistors de sortie étaient la paire complémentaire 2SB 647A/2SD 667A. Le transistor à effet de champ était le 2SK 30AGR, réputé pour ses applications dans l'audio. Le circuit imprimé du générateur est prévu pour l'implantation des transistors japonais, mais la paire complémentaire Motorola MPSU 01/MPS U 51 est de brochage différent, de même que le FET 2N 5457. Base et collecteur sont marqués sur les

KIT ~ LED 1B

corps des séries MPS U, de sorte qu'une orientation appropriée des transistors ne pose aucun problème. Pour le 2N 5457, la gate se trouve sur le côté (elle se trouve au centre sur le 2SK 30AGR). Pour celui-ci, il faut donc intervertir gate et source.

Par rapport aux transistors japonais, les séries MPS U 01/51 ainsi que le FET 2N 5457 ont apporté les remarques suivantes :

— Aucun problème particulier de réglage.

— Influences infimes sur le taux de distorsion.

Au-dessous de 100 Hz, le 2SK 30AGR semble supérieur au niveau de la stabilité, du bruit résiduel. Au-dessus de 10 kHz, les séries MPSU sont très légèrement inférieures, parfois nulles selon certains lots. Dans les plus mauvaises conditions, le taux de distorsion n'excède pas 0,003 %. Au-dessus de 50 kHz, certains transistors captent facilement les parasites. Dans ce rare cas, il suffirait d'introduire en série dans le circuit de sortie un filtre HF (tube ferrite, bobinage), ce qui ramènerait la distorsion résiduelle au-dessous de 0,001 %.

Pour les connaisseurs en la matière, ce générateur peut être complété d'un réglage de niveau en sortie. Dans ce cas, il est conseillé d'utiliser un potentiomètre de qualité afin de ne pas introduire de bruit supplémentaire. On peut encore ajouter à ce générateur des filtres passe-haut et passe-bas très utiles lors des différentes mesures, ainsi qu'un atténuateur calibré. Ces questions seront traitées dans un article ultérieur. Rappelons au lecteur que ce circuit oscillateur est de type « state variable filter », modifié en oscillateur par Walter Jung. En 1976, un Japonais, Toru Kuroda, s'inspirait de ce montage et en faisait un oscillateur à trois fréquences fixes 100 Hz, 1 kHz et 10 kHz. Le présent oscillateur est dérivé de ces trois montages.

J. Hiraga

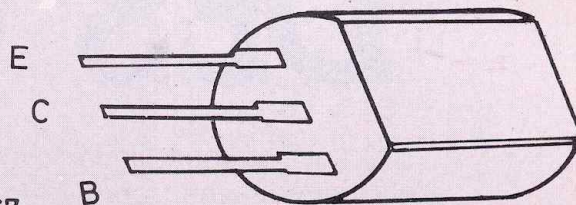
Références :

Radio Gijutsu, April 1979, par Toru Kuroda
Nikkei-Electronics, October 1978, par W. Jung
Transistor Gijutsu, October 1978.
Circuit for Electronics engineers, Mac Graw Hill, 1977.

Transistor	Constructeur	Type	V _{CEO} (V)	V _{EB0} (V)	I _{Cmax} (mA)	P _C (mW)	T _j (°C)	I _{CEO max} (μA)	V _{CE} (V)	h _{FE}	V _{CE} (V)	I _C (mA)	V _{CE} (V)	I _E (mA)	F _T MHz	C _{ob}
2SB 647	Hitachi	Si-E PNP	—120	—5	—1A	900	150	—10	—100	60 320	—5	—150	—5	150	140	20
2SD 667	Hitachi	NPN	120	5	1A	900	150	10	100	60 320	5	150	5	150	140	12

Caractéristiques et brochage des transistors japonais 2SB 647 et 2SD 667.

Brochage



2SB647 et 2SD667

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

GENERATEUR SINUSOIDAL

• Résistances à couche

± 5 % 1/2 W

R1 - 10 kΩ	R23 - 6,8 kΩ
R2 - 100 kΩ	R24 - 5,1 kΩ
R3 - 10 kΩ	R25 - 3,9 kΩ
R4 - 33 kΩ	R26 - 3,3 kΩ
R5 - 100 kΩ 1 %	R27 - 2,7 kΩ
R6 - 1 kΩ	R28 - 2 kΩ
R7 - 1,5 kΩ	R29 - 4,7 kΩ
R8 - 100 kΩ 1 %	R30 - 3,3 kΩ
R9 - 12 kΩ	R31 - 150 kΩ
R10 - 10 kΩ	R32 - 20 kΩ
R11 - 8,2 kΩ	R33 - 20 kΩ
R12 - 6,8 kΩ	R34 - 20 Ω
R13 - 5,1 kΩ	R35 - 20 Ω
R14 - 3,9 kΩ	R36 - 300 Ω
R15 - 3,3 kΩ	R37 - 300 Ω
R16 - 2,7 kΩ	R38 - 68 kΩ
R17 - 2 kΩ	R39 - 300 kΩ
R18 - 4,7 kΩ	R40 - 270 kΩ
R19 - 3,3 kΩ	R41 - 30 kΩ
R20 - 12 kΩ	R42 - 10 kΩ
R21 - 10 kΩ	R43 - 4,7 kΩ
R22 - 8,2 kΩ	R44 - 4,7 kΩ

• Divers

Commutateur 2 galettes - 1 circuit
12 positions

Commutateur 1 galette - 4 circuits
3 positions

ALIMENTATION

• Semi-conducteurs

D6 - 1 N 4003	D10 - 1 N 4003
D7 - 1 N 4003	D11 - 1 N 4003
D8 - 1 N 4003	IC2 - 78 L 15
D9 - 1 N 4003	IC3 - 79 L 15

• Condensateurs

C1 - 20 pF mica ou céramique
C2 - 10 pF mica ou céramique
C3 - 1 nF mylar
C4 - 10 nF mylar
C5 - 0,1 μF mylar
C6 - 1 nF mylar
C7 - 10 nF mylar
C8 - 0,1 μF mylar
C9 - 3,3 μF/35 V tantale goutte
C10 - 10 μF/35 V tantale goutte
C11 - 0,1 μF mylar
C12 - 0,1 μF mylar
C19 - 0,1 μF mylar

• Semiconducteurs

IC1 - TL 074C
T1 - 2N 5457
T2 - MPSU 01
T3 - MPSU 51
D1 - 1 N 4003
D2 - 1 N 4003
D3 - 1 N 4003
D4 - 1 N 4148
D5 - 1 N 4148

• Condensateurs

C13 - 2 200 pF/25 V
C14 - 2 200 μF/25 V
C15 - 1,5 μF/35 V tantale goutte
C16 - 1,5 μF/35 V tantale goutte
C17 - 1 μF/35 V tantale goutte
C18 - 1 μF/35 V tantale goutte

• Divers

Porte-fusible pour C1
Fusible 500 mA
Transformateur torique 2 × 15 V/
18 VA. LED Ø 3 mm

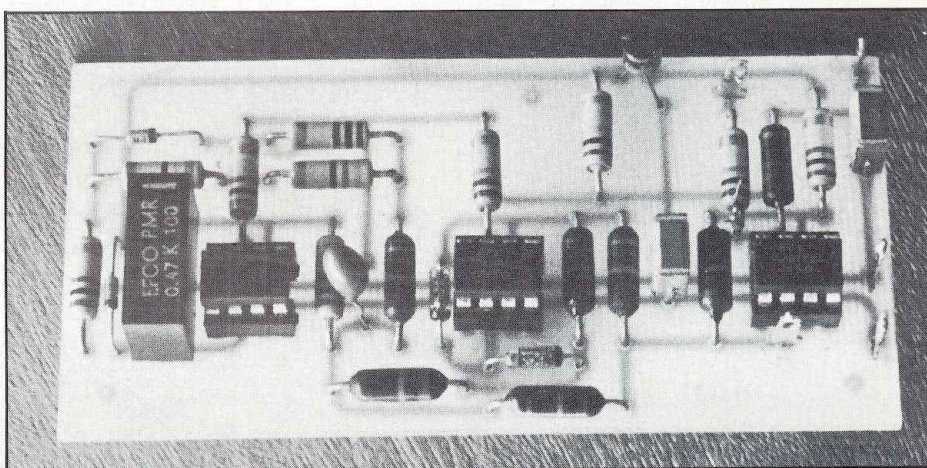
LE PASSAGE DES CRETES

Comment limiter l'amplitude d'un signal à une valeur déterminée, sans trop la déformer ? La réponse tient en trois circuits intégrés plus quelques composants annexes.

L'a plus récente application des limiteurs d'amplitude a été utilisée dans la conception d'un produit destiné au grand public. Il s'agit d'un dispositif assez astucieux baptisé « Soft clipping » et développé par la firme Nad, spécialisée dans le matériel audio. Le principe retenu consiste à détecter la valeur exacte de la tension de signal susceptible de provoquer un écrêtage au niveau du circuit en aval du limiteur. Pour notre part, nous vous proposons un compresseur de modulation, mais il est possible d'envisager bien d'autres applications. Le circuit proposé, des plus simples et des plus classiques, se prête à toutes sortes d'applications.

SUR LE PAPIER

On reconnaît en IC1 l'ampli tout simple mais à gain asservi et commandé par l'intermédiaire de T1, un FET très classiquement utilisé en résistance variable. IC2 redresse le signal issu de IC1 (le principe de ce circuit figure dans le kit Led 107 : watt-mètre logarithmique) ; tandis que IC3 intègre et inverse le signal de sortie de IC2, préalablement sommé avec la fraction de tension générée par D3. La boucle d'asservissement se referme en reliant la sortie de IC3 à la grille de T1, via D4 qui protège ce dernier élément contre toute tension positive qui

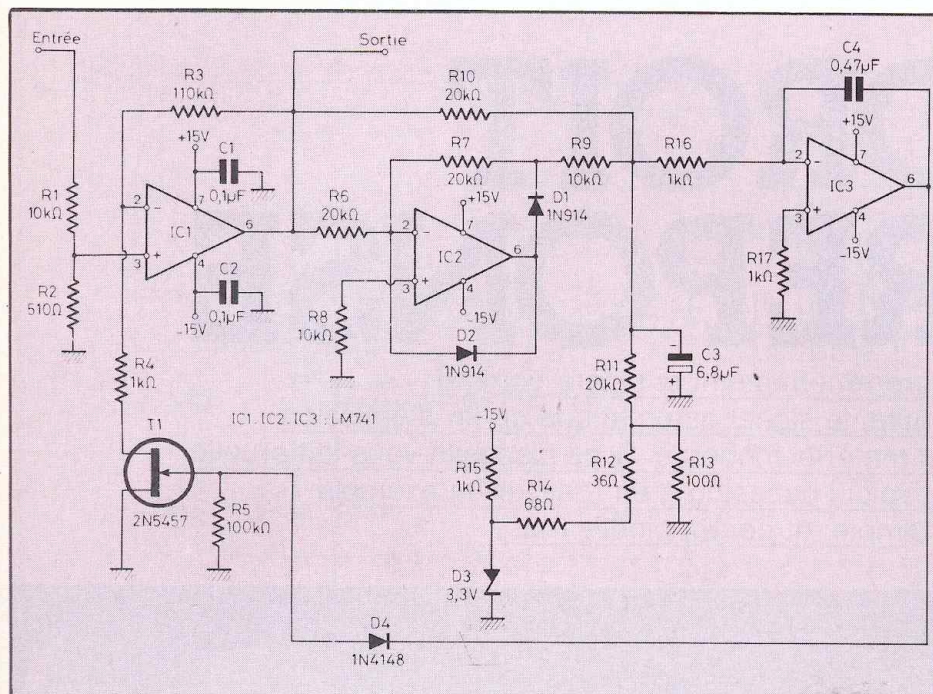


pourrait apparaître à cet endroit (à la mise sous tension du montage par exemple). Noter que le FET est déjà polarisé (V_{GS} négatif) en l'absence de modulation grâce au réseau D3, R11 à R14. Les valeurs de résistance de ce réseau sont donc données à titre indicatif et peuvent être adaptées au FET utilisé. En effet, d'un exemplaire à l'autre d'un même modèle, les caractéristiques I_{DSS} et V_P sont l'objet de dispersions assez importantes comme pour de nombreux FET (le 3819 par exemple...). En conséquence, la résistance r_{ds} (le paramètre qui nous intéresse) pourra être ajustée à une valeur adéquate au repos. Ceci déterminera le gain du montage avant l'apparition de toute compression. La sensibilité du mon-

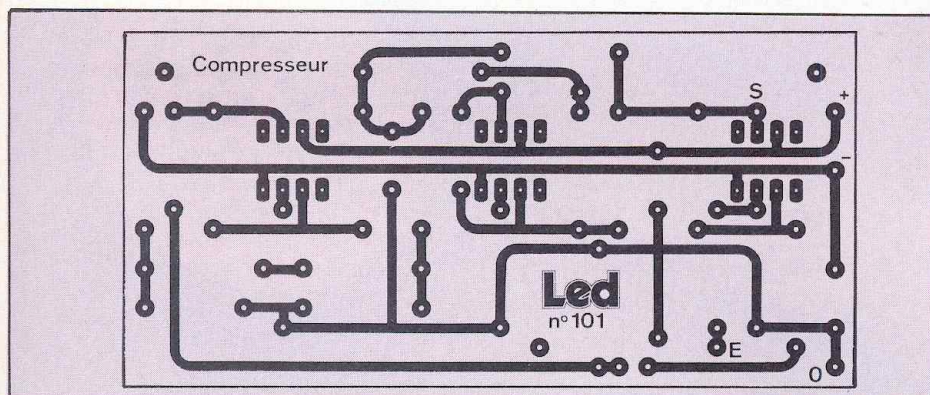
tage, son impédance d'entrée, son niveau de sortie, le seuil de compression (cela fait beaucoup) dépendent des valeurs de R1 et R2. Celles que nous avons retenues donnent une tension de seuil de 400 mV et un niveau de sortie après compression voisin de 1 V.

LA MAQUETTE

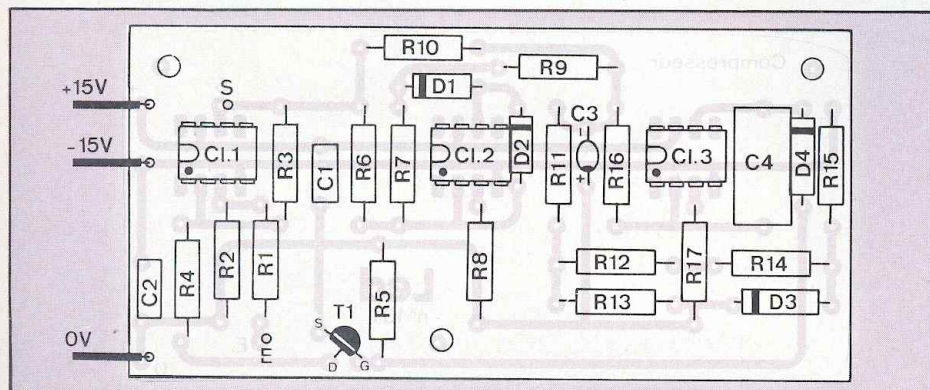
On pourra adopter le circuit imprimé ainsi que l'implantation proposés, pourvu qu'il s'agisse de la version définitive de ce kit. Mais il est fort probable, en premier lieu, que l'expérimentateur désire optimiser les paramètres dont nous parlions plus haut. Auquel cas, nous ne saurions que trop recommander l'utilisation de



Un ampli à gain variable, un redresseur et un intégrateur pour réaliser ce compresseur.



L'implantation du circuit imprimé ne pose aucun problème de reproduction.



Attention à l'orientation des circuits intégrés et au brochage de l'effet de champ.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche (5 %)

R1 : 10 k Ω - 1/2 W
 R2 : 510 Ω - 1/2 W
 R3 : 110 k Ω - 1/2 W
 R4 : 1 k Ω - 1/2 W
 R5 : 100 k Ω - 1/2 W
 R6, R7 : 20 k Ω - 1/2 W
 R8, R9 : 10 k Ω - 1/2 W
 R10, R11 : 20 k Ω - 1/2 W
 R12 : 36 Ω - 1/2 W
 R13 : 100 Ω - 1/2 W
 R14 : 68 Ω - 1/2 W
 R15, R16 : 1 k Ω - 1/2 W
 R17 : 1 k Ω - 1/2 W

• Condensateurs

C1, C2 : 100 nF 50 V mylar
 C3 : 6,8 μ F 35 V tantale
 C4 : 0,47 μ F 50 V mylar

• Semiconducteurs

IC1, IC2, IC3 : μ A 741
 T1 Motorola : 2N 5457
 D1, D2 : 1N 914
 D3 Zener : 3,3 V
 D4 : 1N 4148

potentiomètres ajustables aux points stratégiques (polarisation du FET, diviseur de tension à l'entrée).

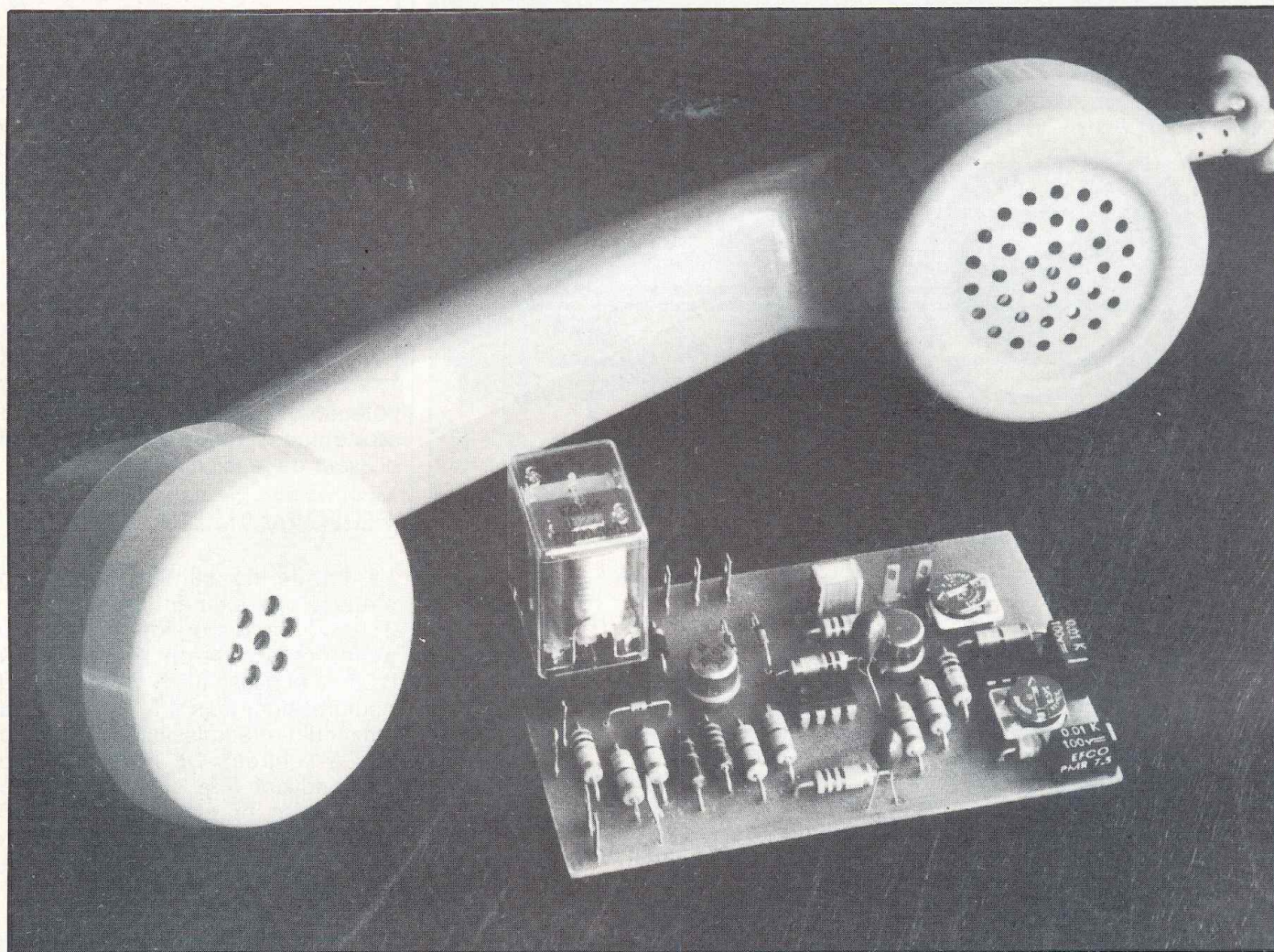
PERFORMANCES

La bande passante du montage s'étend typiquement du continu à 35 kHz. La distorsion harmonique avant compression n'excède pas 0,08 % et passe à 0,5 % en début de compression, puis à 3 % environ au maximum d'admissibilité du circuit (3 V à l'entrée). De meilleurs résultats peuvent être obtenus, en bruit notamment, en choisissant pour IC1 un modèle adéquat et en contre-réactionnant T1 (voir « Générateur BF, Led 1B », à ce sujet).

B. Duval - G. Ledoré

DROIT DE REPONSE

Encore récemment considéré comme
accessoire de luxe, le signal automatique de fin d'émission
investit désormais tout matériel moderne. Si ce dispositif vous fait cruelle-
ment défaut, voici l'occasion d'en réaliser un exemple
simple, et ce à moindre frais.



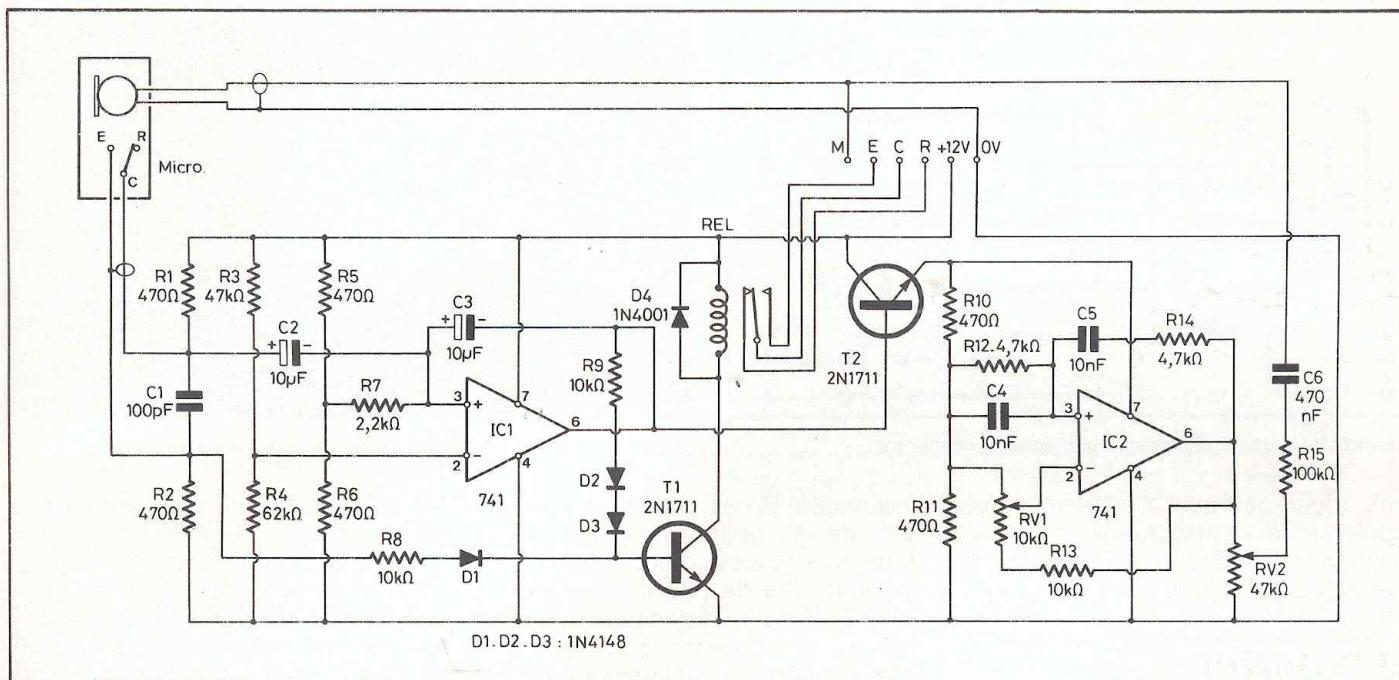
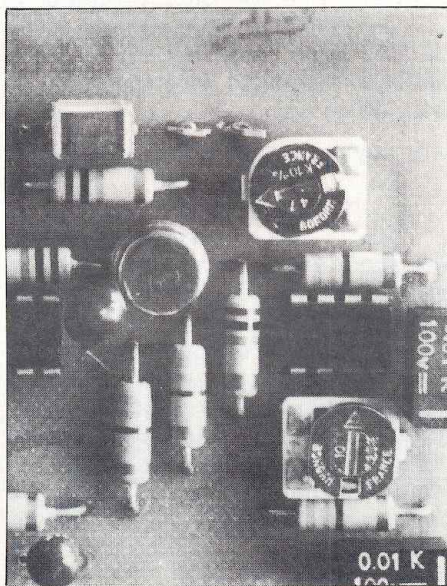


Schéma de principe, si principe il y a, tellement la chose est simple : l'essentiel des problèmes éventuels se trouvera donc dans les connections extérieures, vers micro et TX. Le plus difficile mécaniquement, consiste à sortir le + 12 V du TX.

En d'autres temps de la CB et du radio-amateurisme en général (un amalgame, une confusion qui vont faire encore bondir certains... les derniers ?), chacun modulait avec des matériels plus ou moins sophistiqués. Entre autres raffinements, certains TX, américains notamment, possédaient déjà un bip de fin d'émission qui faisait baver les possesseurs de petits matériels. Aujourd'hui, on décrira brièvement un dispositif de ce genre, en attendant d'autres montages plus complexes en haute fréquence (plus « sérieux », pensez-vous ?). Assez simple à mettre en œuvre, juste un réglage à l'oreille ; peu coûteux, les moins doués ou les moins favorisés arriveront à déboursier une cinquantaine de francs. Il en existe d'autres modèles, plus personnalisés certes, mais l'originalité d'une station, avouons-le, dépend de la personnalité de son animateur, de la nature des propos qu'il entretient, alors... autant faire au plus simple, quitte à épargner sa créativité et sa spontanéité en vue de QSO enrichissants. Mais voyons brièvement, puisqu'il le



Vue de détail sur les ajustables.

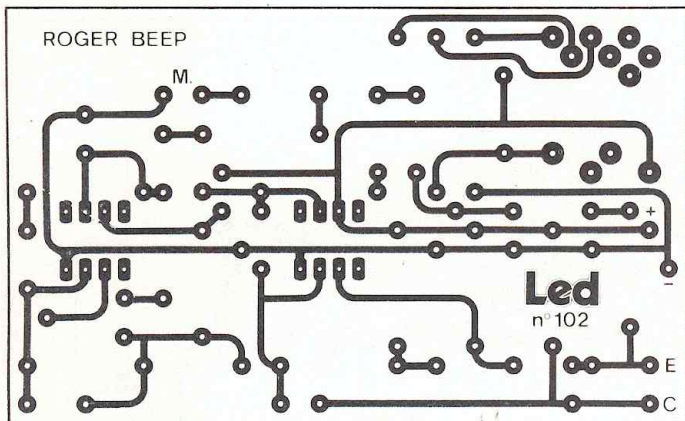
faut, l'objet qui-dit-qu'on-n'a-plus-rien-à-dire, de manière élégante.

ÇA NE MARCHE PAS TOUT SEUL

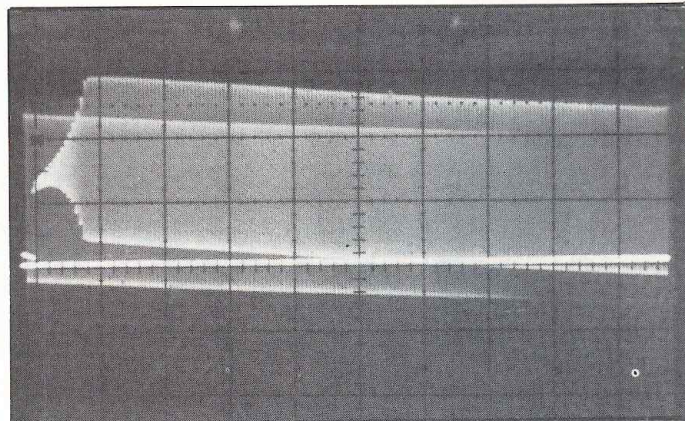
En toute franchise, j'en viens directement aux petits chagrins qui accom-

pagnent ce montage : il faut le connecter d'une part au micro, d'autre part au TX, et enfin l'alimenter en 12 V ou 14 V (peu importe la tension). Deux cas se présentent : l'installation en fixe ou en mobile. Dans le premier cas, pas de problème : les quelques fils nécessaires restent dans le domaine du supportable ; sinon dans le cas d'une installation mobile, il faudra tenter de loger le circuit imprimé dans un coffret solidaire du TX ou, plus radicalement dans ce dernier, si cela est possible. Cette dernière solution implique l'emploi d'un relais (voir schéma de principe) ultra-plat et une modification légère du circuit imprimé, localement. Le montage se veut universel : on peut l'associer à tout TX, quelle que soit la sensibilité de son entrée micro, puisque le gain est ajustable. La commutation émission/réception s'effectue par le relais cité plus haut : ainsi, il est possible de raccorder ce circuit à des TX possédant une commutation E/R à deux ou trois fils (schéma de principe). Quoi qu'il en soit, ce montage fonctionne bien (depuis deux ans) pourvu qu'il soit à l'abri d'inductions

UN ROGER BEEP - LED 102



Le circuit imprimé, aisément modifiable, si besoin est.



Oscillogramme du signal : un train d'ondes à montée rapide.

HF, c'est pourquoi l'ensemble des connexions s'effectuent sous fil blindé, et cela explique également la présence de C1 (100 pF) à l'entrée du circuit.

ET COMMENT

ÇA MARCHE ?

Une fois branché... On a bâti autour de IC1 une sorte de comparateur-monostable. La tension sur l'entrée inverseuse demeure constamment légèrement supérieure à 6 V, grâce au diviseur R3-R4. Au repos (réception, bien que la réception ne soit pas toujours de tout repos) l'entrée non inverseuse est portée au potentiel de 6 V par le diviseur R5-R6 et via R7. La sortie de IC1 est donc à un potentiel voisin de 0, ce qui bloque T1. D2 et D3 compensent le résidu de tension positive à la sortie de IC1 dans ce cas. Le relais reste donc en position repos. Maintenant, l'opérateur répond à son correspondant : les contacts E et C se touchent et à ce point apparaît une tension de 6 V (diviseur R1-R2). Ce potentiel transmis par R8 et D1, débloquent T1 et le relais passe en position travail (émission). Enfin, l'opérateur relâche le bouton d'émission, ce qui provoque au point C une brusque montée de tension (de 6 V à 12 V). Cette impulsion positive est transmise par C2 à l'entrée de IC1 dont la sortie passe à une tension voisine de 12 V, et ce tant qu'un courant suffisant circule dans la branche C3-R7 ; durant ce

bref instant, T1 est maintenu conducteur, ce qui permet de prolonger la durée d'émission d'une fraction de seconde afin de passer le « beep ». Cette durée d'émission peut être augmentée en prenant pour R7 une valeur supérieure, et inversement. La tonalité du bip est générée quant à elle par IC2, monté en oscillateur à pont de Wien. Ce circuit intégré se voit alimenté par T2 lorsque la sortie de IC1 est à l'état haut (une demi-seconde avec les valeurs retenues pour R7 et C3).

Pourquoi avoir retenu un oscillateur à signal sinusoïdal ?

Par expérience, on a remarqué que les oscillateurs générant des signaux carrés, beaucoup plus simples à mettre en œuvre et plus stables, possédaient un léger défaut. Le contenu harmonique de ces signaux, trop riche et assez peu agréable à l'oreille, risque de faire « baver » certains TX mal filtrés sur les deux canaux adjacents, en AM (combien somme-nous à utiliser encore ce mode d'émission ?). En FM, pas de problème donc... Là aussi quelques modifications sont possibles : les OM avertis ajusteront la fréquence du signal en jouant sur la valeur de C5 ou C4 ou les deux simultanément. Chacun ajustera RV1 afin d'obtenir un signal pas trop distordu (attention, ce réglage joue sur la fréquence lui aussi). Enfin, on réglera le niveau du

bip grâce à RV2. Il y en a pour tous les goûts donc... Les essais se feront avantageusement sur la position « Public Address » du TX, sinon on risque fort de se fâcher avec ses correspondants habituels. Si le système de temporisation fonctionne mal (le relais reste collé après relâchement du bouton-poussoir), souder une petite capacité (environ 300 pF) entre la borne 3 de IC1 et la masse borne 4. Ceci évite une détection par ce circuit du rayonnement HF local. C'est l'unique problème que l'on a pu rencontrer avec ce montage. Le choix des composants n'est pas critique : IC1 et IC2 sont des 741 mais tout autre ampli op au brochage identique et de moindre prix peut convenir. T1 et T2 ne doivent présenter qu'une seule caractéristique impérative : supporter 50 mA de courant collecteur. Le choix est large !

REALISATION

On a tenté de miniaturiser au maximum le circuit imprimé. Certains OM pourront peut-être s'inspirer de l'implantation proposée, afin d'en créer une nouvelle, avec résistances montées verticalement. De manière générale, il sera préférable de dessiner le circuit après avoir acquis les composants, condensateurs notamment, sinon on risque de commettre un petit monstre, difficile à loger. Tous les composants de ce Roger Beep sont regroupés sur un circuit imprimé aux dimensions de 90 x

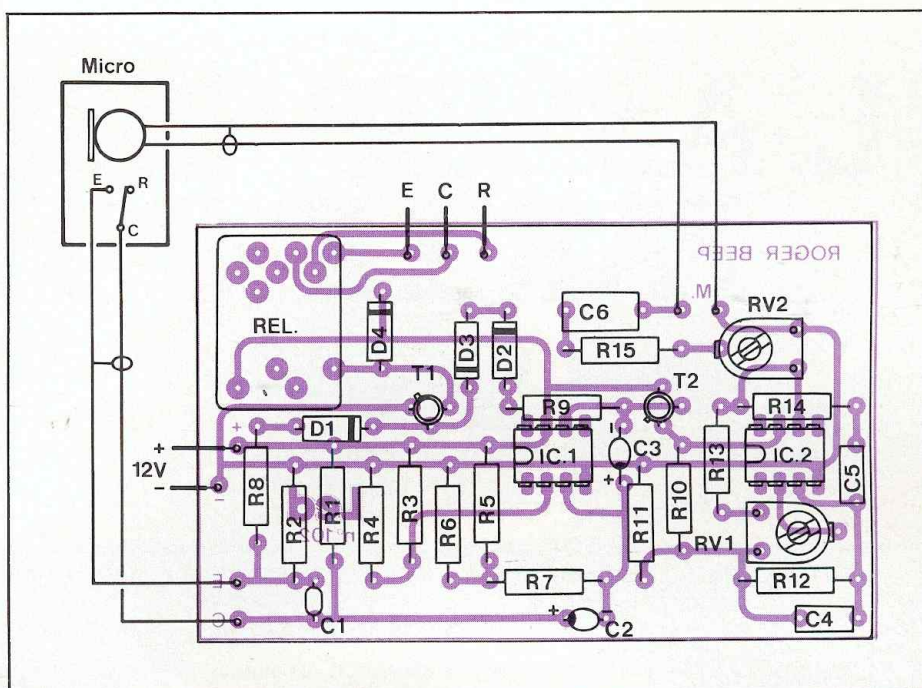
55 mm. Le tracé du circuit imprimé est aéré, ce qui ne doit poser aucune difficulté de reproduction même en utilisant un stylo marqueur.

Nous conseillons de bien désoxyder les pistes cuivrées avant de commencer le câblage de ce module. L'implantation pose peu de problèmes mais nous vous ferons pourtant l'affront de parler du sens de montage de certains composants. Comme vous pouvez le constater sur le schéma de principe, l'inversion du sens de l'une des diodes bloque le fonctionnement du montage. Quant à IC1 et IC2, c'est leur mort prématurée qui sera la conséquence de cette erreur trop vite arrivée. Tout ceci pour vous faire un aveu : cela nous est arrivé sur la première maquette. Notez que pour des raisons de commodité, il sera peut-être nécessaire de souder d'abord les circuits intégrés, contrairement à la règle établie. Ils sont en effet confinés sur la plaque, serrés entre d'autres composants, ce qui rendra leur insertion difficile après montage du reste.

Afin de mener à bien le réglage — auditif ou à l'oscilloscope — de la tonalité du signal de fin d'émission, il sera nécessaire de bloquer l'oscillateur dans sa phase de fonctionnement, sinon on ne disposera que d'une demi-seconde pour effectuer cette tâche, ce qui, avouons-le, n'est guère commode. Pour ce faire, deux méthodes sont envisageables.

La première, peu orthodoxe, consiste au niveau du circuit imprimé, à strapper les bornes émetteur et collecteur du transistor série T2, radical, mais pas sans risques. Plus élégante, la seconde méthode nécessite l'emploi d'une résistance de valeur comprise entre 47 k Ω et 4,7 k Ω que l'on soudera momentanément en parallèle sur R4. Cet artifice permet de bloquer IC1 à l'état haut autant de temps qu'on le désire. On conseille également de bien nettoyer les contacts situés à l'intérieur du micro (contacts émission-réception) afin d'éviter des rebonds du « monostable » IC1, le montage s'étant révélé assez sensible à ce genre de problème. Bon courage et 73 à tous.

Gilles Ledoré



L'implantation est assez serrée, mais ne présente pas de difficulté particulière (voir texte). Pour plus de clarté, la liaison entre microphone et préampli du TX n'est pas représentée. Pour le câblage correct (masses) de celle-ci, se reporter au schéma de principe.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances $\pm 5\%$ - 1/2 W - à couche

R1	470 Ω	R6	470 Ω	R11	470 Ω
R2	470 Ω	R7	2,2 k Ω	R12	4,7 k Ω
R3	47 k Ω	R8	10 k Ω	R13	10 k Ω
R4	62 k Ω	R9	10 k Ω	R14	4,7 k Ω
R5	470 Ω	R10	470 Ω	R15	100 k Ω

• Condensateurs

C1	100 pF - céramique	C4	10 nF
C2	10 μ F/15 V tantale goutte	C5	10 nF
C3	10 μ F/15 V tantale goutte	C6	470 nF

• Semiconducteurs

D1	1 N 4148	T1	2 N 1711
D2	1 N 4148	T2	2 N 1711
D3	1 N 4148	IC1	LM 741 ou MC 741, etc...
D4	1 N 4001	IC2	LM 741 ou MC 741, etc...

• Potentiomètres ajustables VA 05 H

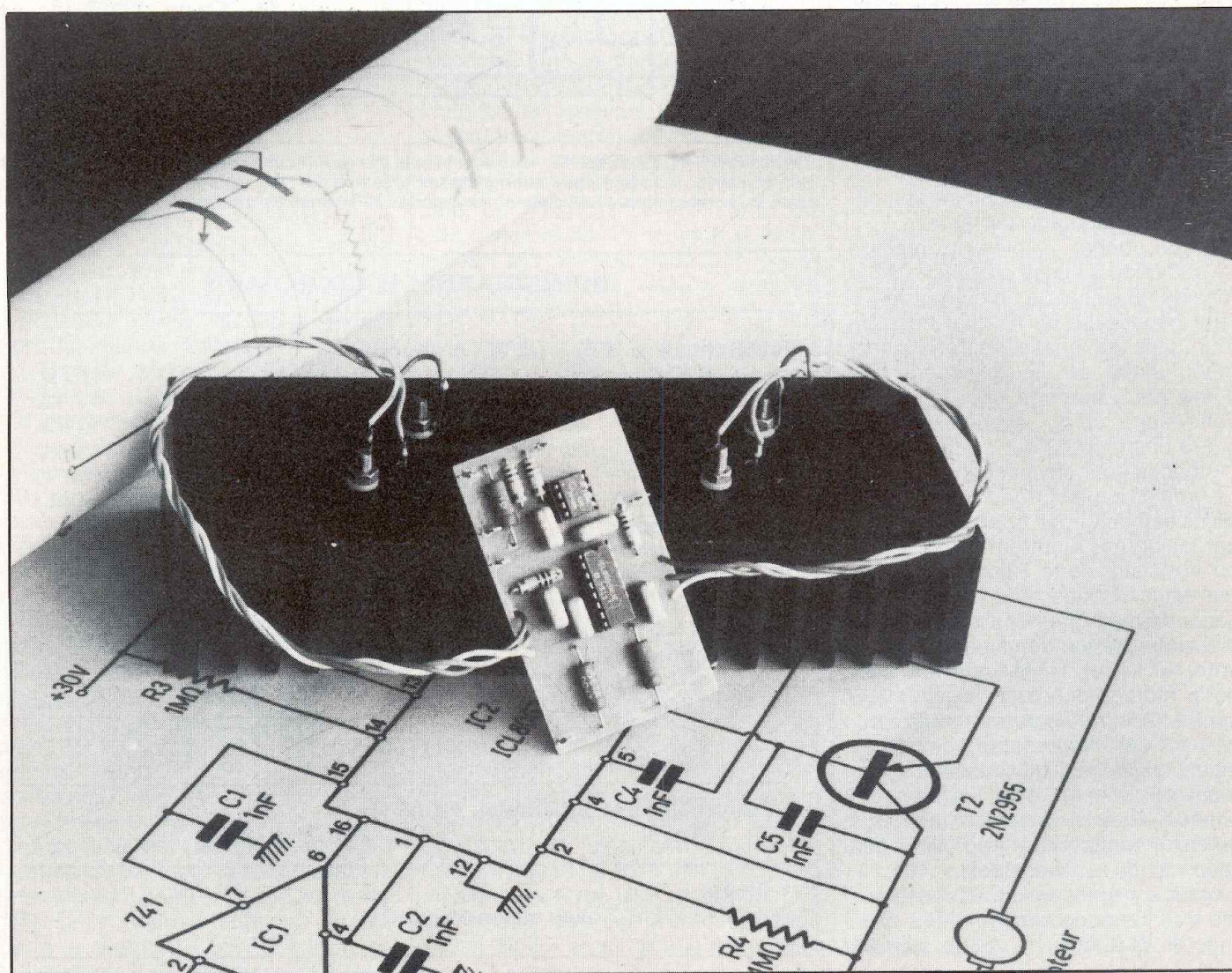
RV1	10 k Ω	RV2	47 k Ω
-----	---------------	-----	---------------

• Divers

Relais 12 V/1 R.T avec support pour C.I.

L'ASSERVISSEMENT PAR LE COUPLE

Les moteurs à courant continu travaillant entre 2 et 24 V se rencontrent souvent dans les montages électroniques.
Eventuellement, on peut avoir besoin d'un réglage évitant les pertes de couple moteur.
On trouvera une solution simple dite à « courant constant ».
Le réglage devient souple, la vitesse reste stable.



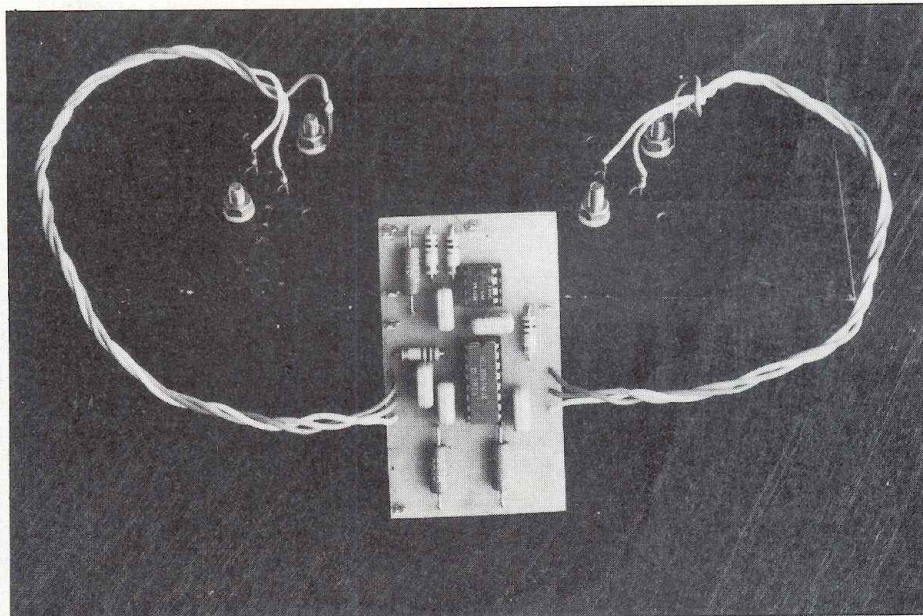
Les inconvénients des moteurs à courant continu proviennent de leur imperfection. Si le moteur était parfait, la vitesse ne devrait dépendre que de la tension appliquée aux bobinages du rotor. Sous cette condition, la force contre-électromotrice générée dans ce rotor doit égaler la tension appliquée. Si la résistance des bobinages était nulle, le courant pourrait passer à n'importe quelle valeur pour suppléer aux variations de charge. Dans la pratique, ce n'est pas le cas.

La solution proposée consiste à contrôler le moteur de façon à créer un effet de résistance négative, ce qui permet d'annuler l'effet gênant de la résistance du rotor, selon le schéma de la figure 1. Le moyen employé ici a le gros avantage d'offrir une relation tension appliquée/vitesse de rotation vraiment linéaire, indépendante de la charge appliquée sur le moteur.

PRINCIPE

L'idée, fort simple, consiste à asservir le moteur par un courant constant. Le principe du contrôle repose sur la détection d'une tension dite « d'échantillonnage ». Cette tension est obtenue par l'insertion en série d'une résistance dans le circuit du moteur. La résistance, de valeur faible pour éviter toute perte inutile, permet d'obtenir une tension de détection proportionnelle au courant. Cette tension sera appliquée à l'entrée positive d'un amplificateur différentiel. Il s'agit du fort classique μA 741, un circuit intégré de prix dérisoire. On aura besoin, d'autre part, d'une tension de commande qui permettra un contrôle parfaitement proportionnel à la vitesse du moteur, quelle que soit la charge de celui-ci. La tension de commande, de « référence », est comprise entre -1 V et $+1$ V. Elle sera appliquée à l'entrée différentielle de l'amplificateur μA 741. La sortie du circuit, la broche 6, sera reliée à un circuit « driver » permettant d'attaquer deux transistors de puissance.

Ce circuit driver, très pratique, compact, fiable, utilisable également en



Interconnexions du module aux transistors de puissance.

basse fréquence, est la version ICL 8063 de la firme américaine Intersil. Il en sera question plus loin. Les sorties de ce circuit driver au brochage DIL (16 broches) sont reliées à deux transistors de puissance, la paire complémentaire 2N 3055/2N 2955. La sortie de l'étage de puissance est reliée au moteur et à la résistance d'échantillonnage, montés en série.

Mis à part cette résistance, le circuit, dans son ensemble ressemble fortement à un petit amplificateur de puissance couplé en continu. La tension recueillie en sortie, réappliquée sur l'une des entrées procurera la compensation voulue, asservira le moteur qui se comportera comme un moteur parfaitement idéal, absent d'effet de résistance série.

La commande s'effectuant en -1 V et $+1$ V, d'une façon continuellement variable, permettra au moteur de tourner à une vitesse parfaitement proportionnelle à cette « référence ». Le circuit étant symétrique, on obtient en sortie un courant compris entre -1 A et $+1$ A, ce qui permet des applications autres que celles de la commande d'une perceuse.

La tension de commande, qui ne fait pas partie de ce kit, comprise entre

-1 V et $+1$ V peut être prise à partir de l'alimentation ± 30 V, à condition de placer de part et d'autre du potentiomètre de contrôle des résistances « d'arrêt », limitant la course à $+1$ V et -1 V. Le contrôle se faisant en tension (le courant étant pratiquement nul) il est donc aisé de monter ce circuit de commande.

Etant donné qu'il s'agit d'un petit amplificateur de puissance, les transistors de sortie doivent être montés sur des radiateurs prévus pour des montages BF de puissance 50 à 100 W en classe A. Des radiateurs largement dimensionnés permettront un fonctionnement permanent sans risque de surchauffement des radiateurs. Si le moteur, utilisé en perceuse par exemple, est fortement chargé pour arriver au blocage, il peut se détruire si l'on a affaire à une alimentation classique. Dans le cas présent, le courant restera constant, même en cas de blocage total de l'axe du moteur. Le choix s'est porté sur une tension maximum de 24 V continus, un courant de 1 A, ce qui convient à de nombreux petits moteurs. Une perte de tension intro-

COMMANDE DE MOTEUR A COURANT CONST.

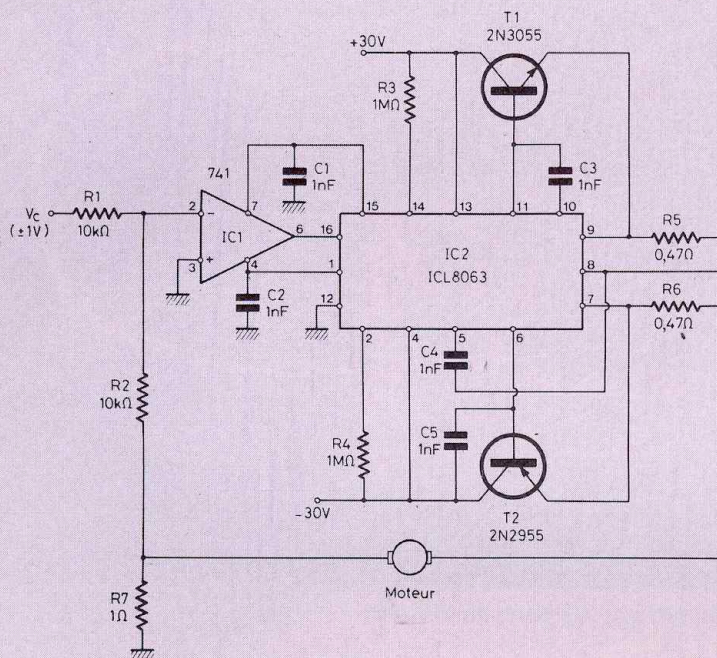
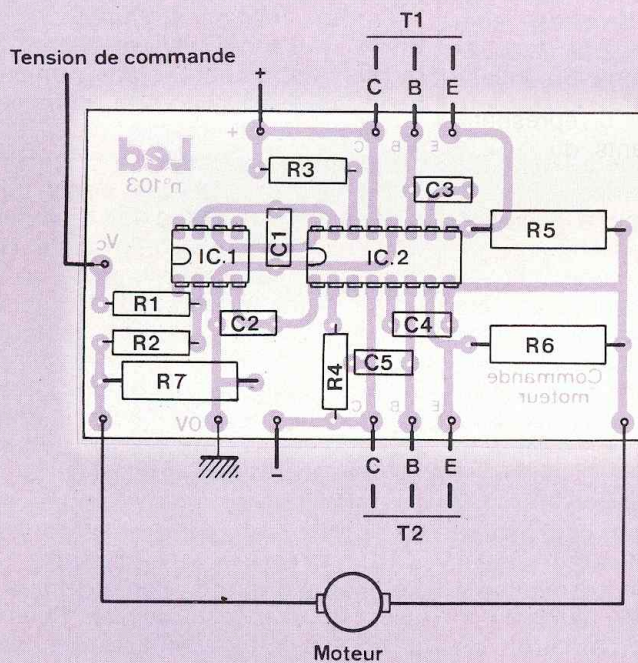


Fig. 1. Une électronique simplifiée, grâce au circuit ICL 8063...



... ainsi qu'un encombrement des plus raisonnables (fig. 4).

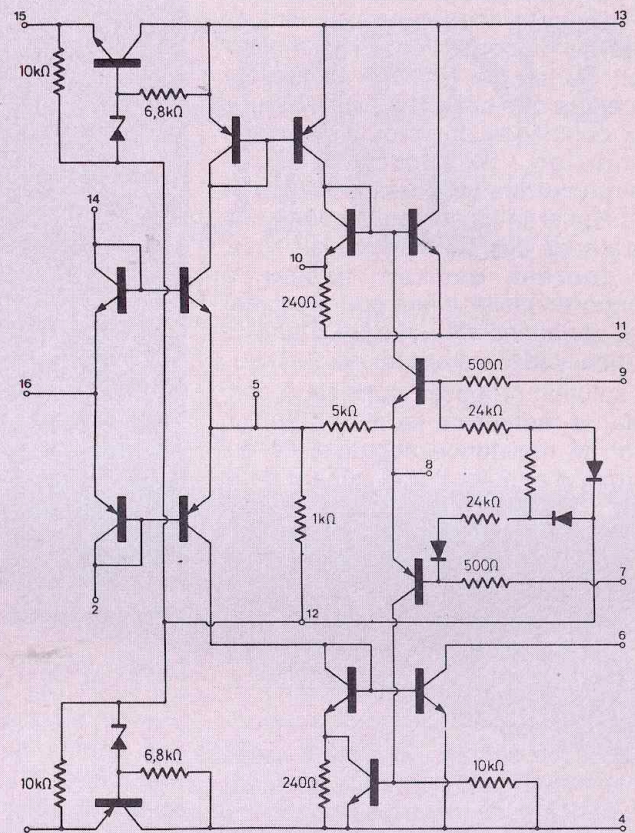


Fig. 2. ICL 8063 contient aussi deux alimentations stabilisées : astucieux et utile.

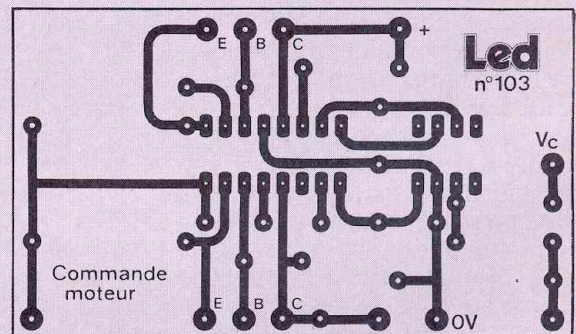


Fig. 5. Si vous n'arrivez pas à le reproduire...

Schémas théoriques et implantation de la commande moteur à courant constant.

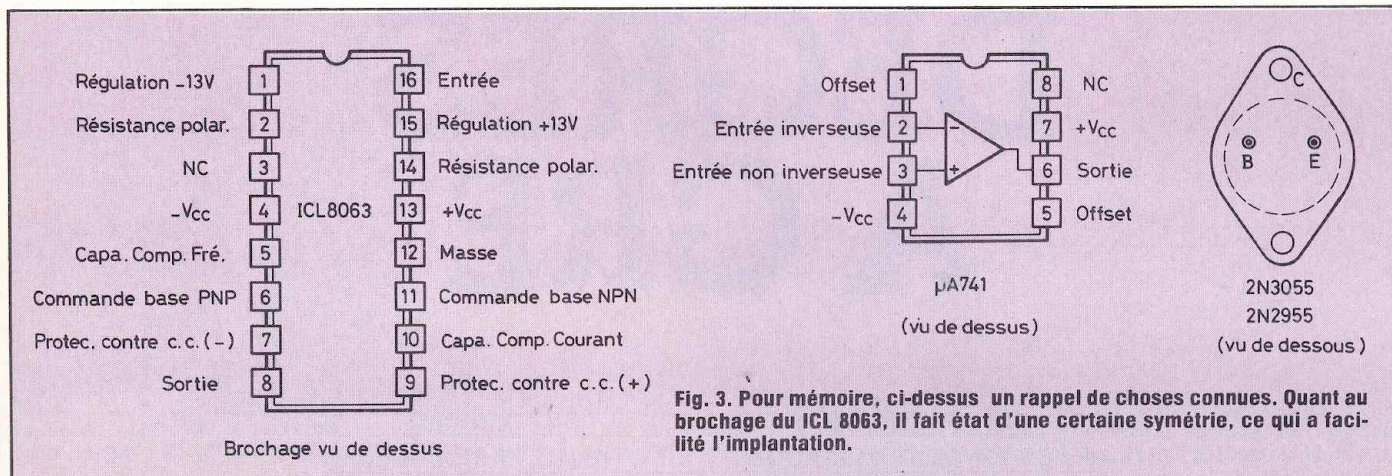


Fig. 3. Pour mémoire, ci-dessus un rappel de choses connues. Quant au brochage du ICL 8063, il fait état d'une certaine symétrie, ce qui a facilité l'implantation.

duite dans les circuits exige une tension d'alimentation de 6 V supérieure à la tension utilisée, soit ± 30 V.

Les deux résistances de polarisation du circuit driver ICL 8063 sont choisies en fonction des tensions d'alimentation. Pour ± 30 V le constructeur conseille 1 M Ω , valeur qui a été adoptée. Les valeurs de R1, R2 et R7 déterminent la sensibilité du montage. R7, résistance d'échantillonnage, doit être de valeur faible afin d'éviter toute perte inutile. Elle est de 1 Ω /5 W. R1 et R2 sont de valeur 10 k Ω , pour réduire les risques d'erreur pouvant être introduits par la boucle de contre-réaction.

A l'entrée du circuit opérationnel μ A 741, il suffira d'injecter une tension continue comprise entre + 1 V et -1 V pour obtenir un courant d'alimentation moteur compris entre + 1 A et -1 A.

CIRCUIT DRIVER ICL 8063

Ce circuit proposé par Intersil peut permettre plusieurs applications, y compris les applications audio. Quelques modifications du schéma proposé ici permettraient d'en faire un amplificateur BF de puissance 50 W. Le lecteur trouvera en figure 2 l'aspect schématique du circuit ICL 8063. Ce circuit est auto-protégé. Il contient deux régulations de ± 13 V permettant d'alimenter le circuit pré-driver (ici le μ A 741). Quant à ce dernier, le μ A 741, il est fort connu, de

même que les transistors de puissance 2N 3055 et 2N 2955. Sur la figure 3 sont indiqués les brochages de ces composants.

CIRCUIT IMPRIME

Tous les composants, mis à part la tension de contrôle ± 1 V et l'alimentation ± 30 V, sont implantés sur un circuit imprimé. La figure 4 montre ce circuit imprimé, vu du côté composants. Sur la figure 5 est représenté le circuit imprimé, côté pistes.

Le tableau de la figure 6 représente la liste des composants du circuit imprimé.

MONTAGE

Il est simple et ne doit poser aucun problème. On commence par les composants de faible hauteur, les résistances 1/2 W, puis on passe aux composants plus hauts. Les circuits intégrés sont à souder en dernier lieu. Le fer à souder, de puissance 30 à 40 W, doit posséder une panne dont l'extrémité est fine, propre et bien étamée.

Le montage fonctionnera à coup sûr. L'utilisateur devra cependant prendre note des marges maximum d'utilisation de son moteur afin de ne pas risquer de le surcharger.

Pour les amateurs intéressés, un circuit imprimé prêt à souder est disponible.

J. Hiraga - B. Duval

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances ± 5 %

Carbone ou film métallique

R1	10 k Ω — 1/2 W
R2	10 k Ω — 1/2 W
R3	1 M Ω — 1/2 W
R4	1 M Ω — 1/2 W
R5	0,47 Ω — 5 W
R6	0,47 Ω — 5 W
R7	1 Ω — 5 W

• Condensateurs

Mylar

C1	1 000 pF/50 V
C2	1 000 pF/50 V
C3	1 000 pF/50 V
C4	1 000 pF/50 V
C5	1 000 pF/50 V

• Semiconducteurs

IC1	μ A 741
IC2	ICL 8063 Intersil
T1	2N 3055
T2	2N 2955

• Divers

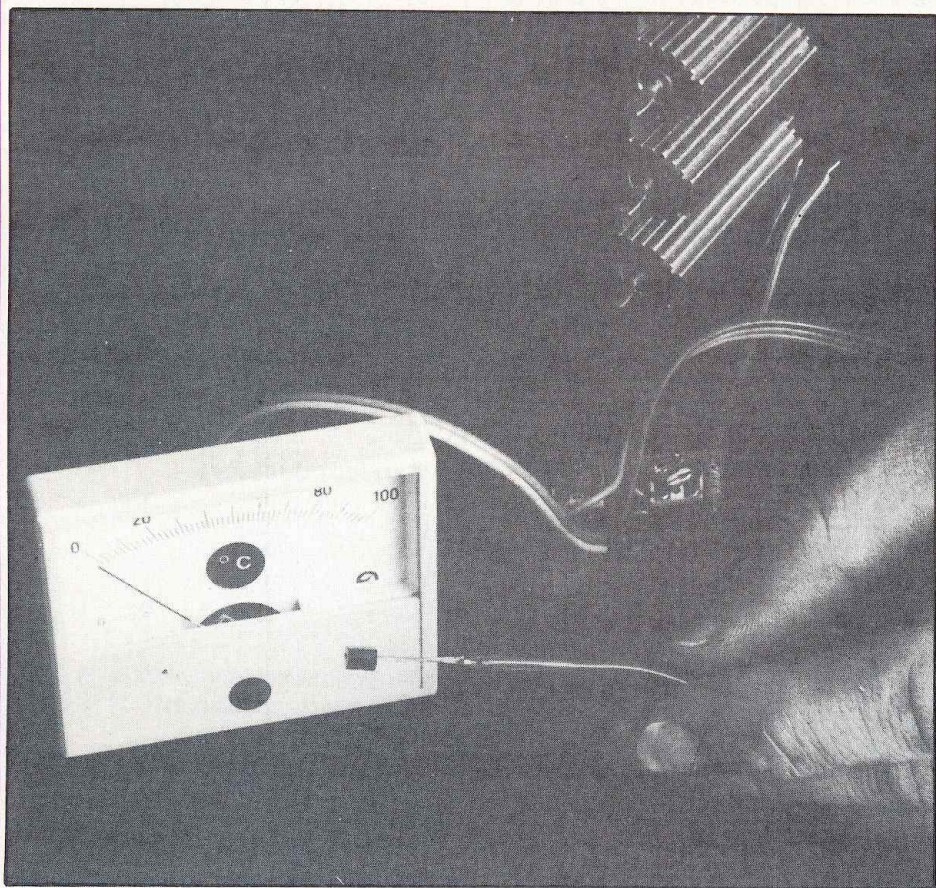
Radiateurs pour deux transistors T03 avec accessoires d'isolement.

Bibliographie :

Intersil Data book, p. 5-7
Circuits for electronics engineers,
p. 81, Mac Graw Hill.

DEGRES A GRE

Le thermomètre que nous vous proposons présente deux avantages, tout d'abord une simplicité évidente de réalisation vu le peu de composants nécessaires, mais également et ce n'est pas négligeable, un faible prix de revient. Il est gradué suivant la sensibilité du galvanomètre, de 0°C à 100°C ou de 0°C à 50°C. Dans ce second cas, il peut servir de thermomètre d'appartement.

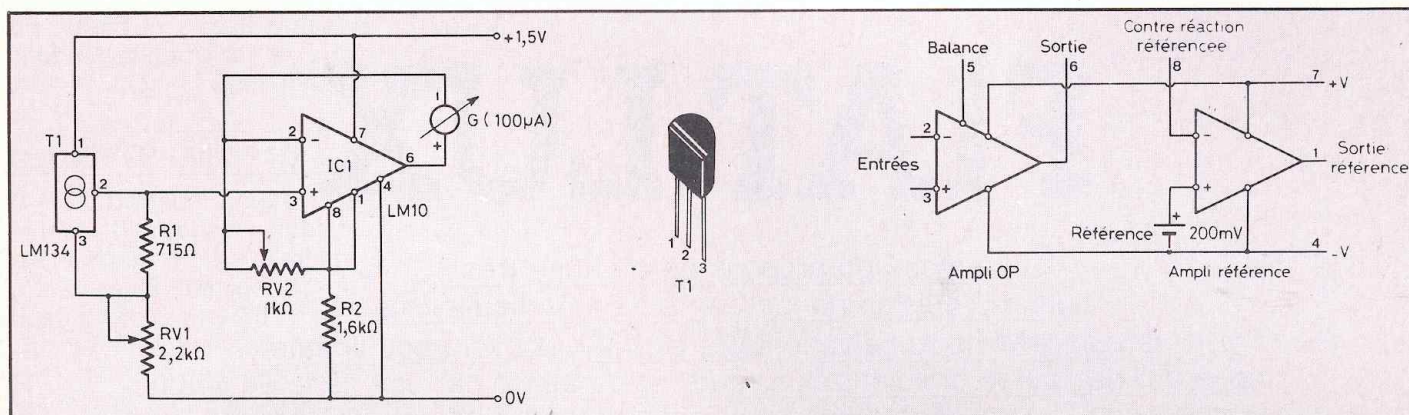


Ici simplicité ne veut pas dire pour autant gadget inutile, car ce thermomètre utilisant un capteur de température LM 134 (ou LM 334) associé au circuit intégré LM 10 permet de mettre au point un appareil utile, précis et à lecture directe.

Le LM 10, dans un boîtier à 8 pattes, contient un ampli OP semblable au LM 108 et une tension de référence de 200 mV. Il est capable de fonctionner avec une tension d'alimentation aussi basse que 1,1 volt. La tension de référence présente aux broches 1 et 8 est appliquée à l'entrée inverseuse du LM 10 à travers une résistance variable RV2. Celle-ci permet de régler la déviation maximale de l'aiguille du galvanomètre afin d'afficher, dans le cas présent, la température de 100°C.

L'appareil de mesure est connecté entre l'entrée inverseuse et la sortie du circuit intégré.

L'entrée non inverseuse est chargée par un diviseur de tension comprenant la résistance R1 et l'ajustable RV1. Le capteur de température LM 134 est connecté aux bornes de la résistance R1, résistance de précision à 1 %.



Le circuit intégré LM 10 renferme un ampli op et un ampli de référence, le tout encapsulé dans un boîtier 8 broches. L'ajustable RV1 permet de caler l'aiguille du galvanomètre sur le 0, tandis que l'ajustable RV2 règle la déviation maximale qui donne, dans le cas présent, la lecture 100.

L'ajustable RV1 permet de caler l'aiguille du galvanomètre sur le 0, indiquant ainsi le 0°C.

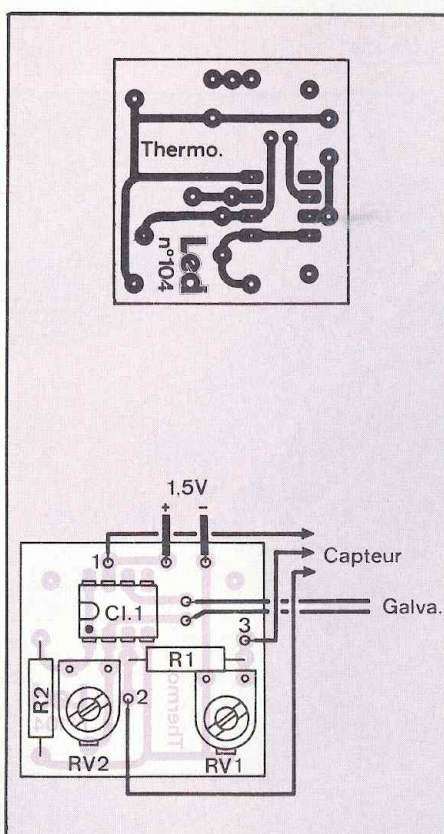
Pour des raisons évidentes de commodité, le montage est alimenté par une petite pile de 1,5 volt.

Deux réglages sont nécessaires à la première mise sous tension, tout d'abord celui de 0°C. Il suffit de tremper le corps du LM 134 quelques minutes dans de la glace fondante en évitant que l'eau ne court-circuite les trois pattes du composant, ce qui donnerait une lecture erronée. Ajuster alors RV1 pour que l'aiguille indique 0.

Même manipulation avec de l'eau portée à ébullition, qui donne la déviation maximale de l'aiguille et ainsi la lecture du 100°C. Cette déviation est obtenue avec l'ajustable RV2.

La réalisation pratique de ce thermomètre est fort simple, puisque le lecteur dispose d'une implantation du circuit imprimé à l'échelle 1 et du plan de câblage. Le capteur est relié aux points 1, 2 et 3 du module. Il se présente sous la forme d'un transistor enrobé dans un boîtier plastique TO92.

Le (+) du galvanomètre est à relier à la broche 6 du LM 10. (Attention à ne pas inverser ces deux connexions). L'utilisation d'un galvanomètre 100 μA permet de disposer d'un thermomètre à lecture directe des températures comprises entre 0°C et

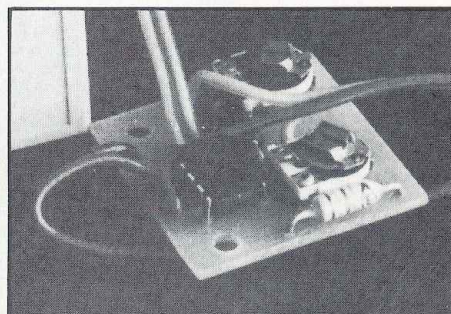


Le circuit ne présente aucune difficulté de reproduction, les liaisons étant peu nombreuses.

100°C. D'autres possibilités sont offertes cependant en choisissant par exemple un appareil ayant une sensibilité de 50 μA. La déviation maximale de l'aiguille indiquera alors une température de 50°C et un tel thermomètre trouvera sa place dans un appartement. L'échelle plus dila-

tée donne une meilleure précision dans la lecture. Cependant, l'étalonnage sera moins aisé, faute d'une température de référence comme l'est le 100°C. Il faudra alors étalonner par comparaison avec un autre thermomètre.

Bernard Duval



Une réalisation aisée à la portée de tous, qui permet de posséder un thermomètre précis.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances

R1 : 715 Ω - 1 %

R2 : 1,6 kΩ - 5 %

RV1 : Ajustable - 2,2 kΩ

RV2 : Ajustable - 1 kΩ

• Semiconducteurs

T1 : LM 134 (ou LM 334)

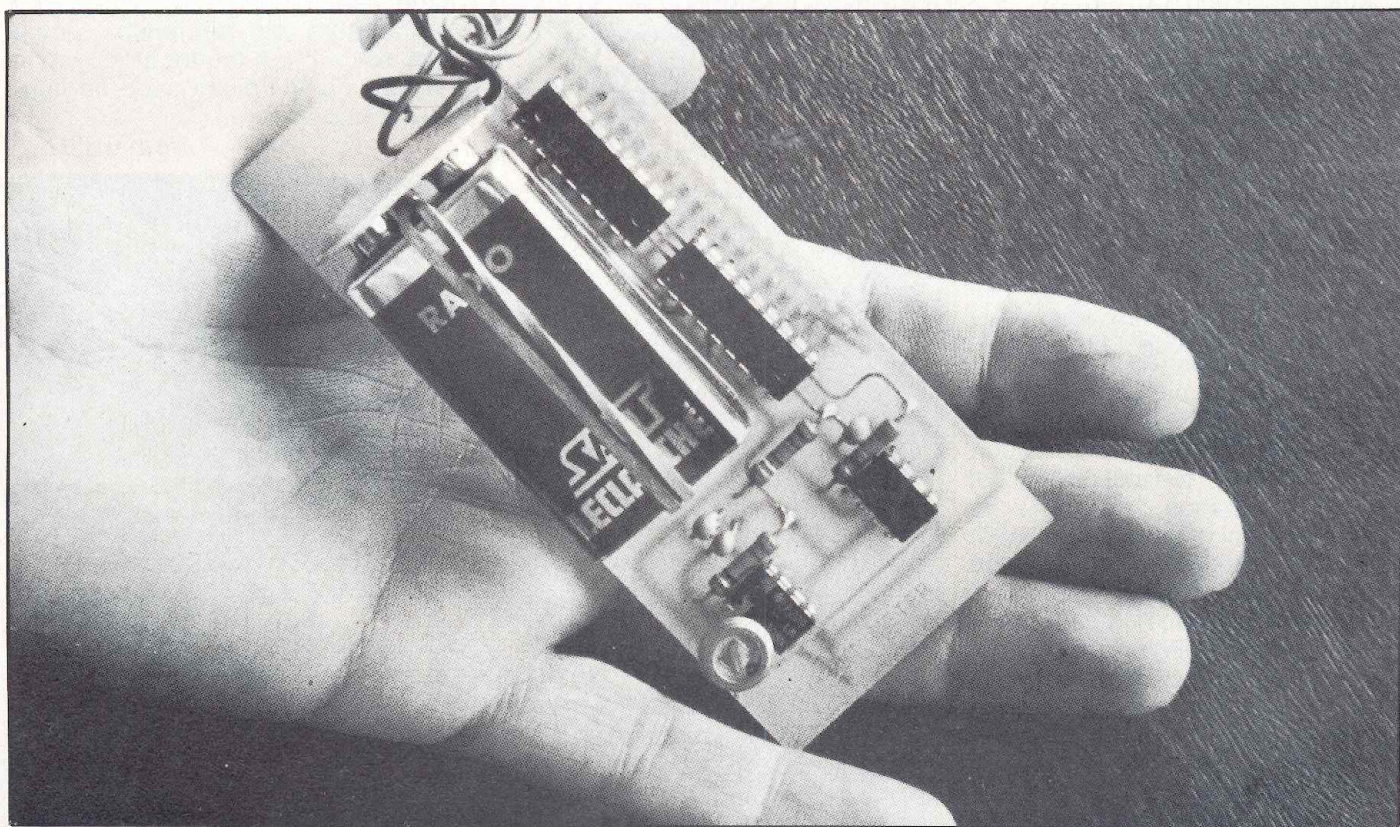
IC1 : LM 10

• Galvanomètre

Sensibilité 100 μA ou 50 μA (voir texte).

FIAT LUX

Le montage proposé permet une très bonne précision de lecture due en particulier au remplacement du galvanomètre courant, souvent peu linéaire en début de course et sujet aux erreurs de parallaxe par une série de vingt diodes LED. Une photodiode au silicium permet d'obtenir une grande sensibilité, même pour de faibles éclairages. Le réglage de sensibilité rend possible plusieurs applications dans le domaine de la photographie.



Les diodes LED sont fréquemment utilisées en hifi, en métrologie pour remplacer les galvanomètres : VU-mètres, affichage de tensions, de courants, détecteurs de crête, de vibrations, etc. Les circuits intégrés ont beaucoup

simplifié l'élaboration de ces affichages. Le plus connu en Europe est, certainement, le UUA 180 de la firme Siemens. Ce genre de circuit intégré « driver LED » contient des amplificateurs différentiels étalonnés, des circuits de référence de tension permet-

tant, malgré un minimum de connexions de réaliser l'affichage lumineux. Pour le UUA 180, 12 diodes peuvent s'illuminer en chaîne. Cependant, pour plus de précisions, quand il s'agit d'un lux-mètre par exemple, une quantité plus impor-

tante de diodes LED serait souhaitable. Dans le circuit présenté ici, le choix s'est porté sur les circuits intégrés National Semiconductor LM 3915.

LE DRIVER LM 3915

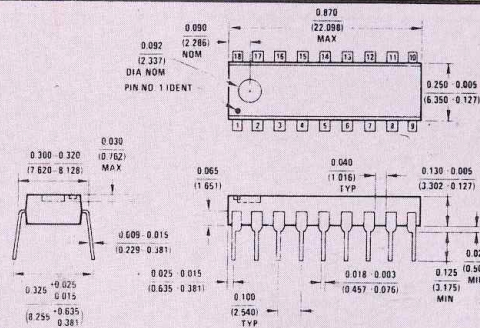
C'est un circuit intégré DIL (Dual In Line) à 18 broches, semblable à celui de la figure 1. Il s'alimente à partir d'une seule tension positive, comprise entre 3 V et 25 V. Le LM 3915 permet un affichage de 10 diodes LED, que l'on peut remplacer par des affichages à cristaux liquides, à lampes incandescentes ou fluorescentes. L'affichage se fait par bonds logarithmiques de 3 dB, ce qui conviendra aux variations du signal lumineux amplifié, qui sont également logarithmiques.

Le LM 3915, que l'on voit sous forme schématique sur la figure 2, contient 10 comparateurs, 10 résistances d'étalonnage, un étage buffer, une référence de tension et un sélecteur de mode. L'affichage peut indifféremment se faire en « Dot », diode par diode (une seule diode de la chaîne est illuminée), ou en « Bar » (une ou plusieurs diodes sont illuminées en chaîne). Dans le cas présent, le choix se portera sur l'illumination diode par diode (ce qui en fera un appareil portable alimenté par pile).

Les circuits LM 3915 peuvent se monter en cascade, comme sur la figure 3. Dans ce cas, il est possible de contrôler 20 diodes LED. C'est la solution qui sera choisie, ce qui permettra d'obtenir une bonne précision de lecture.

La figure 4 représente le circuit du lux-mètre à affichage par 20 diodes LED. R1, résistance reliée à la cosse 7 du circuit intégré IC1, détermine la brillance des diodes LED. Pour IC2, on retrouve en R3 la même valeur que pour R1, soit 6,2 k Ω . R2, de valeur 15 k Ω permet un couplage IC1-IC2 avec le minimum d'erreur d'affichage. R4 et R6 déterminent la sensibilité du

Fig. 1 : Brochage du circuit intégré LM 3915 N, boîtier plastique à 18 pattes.



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM3914N
NS Package Number N18A

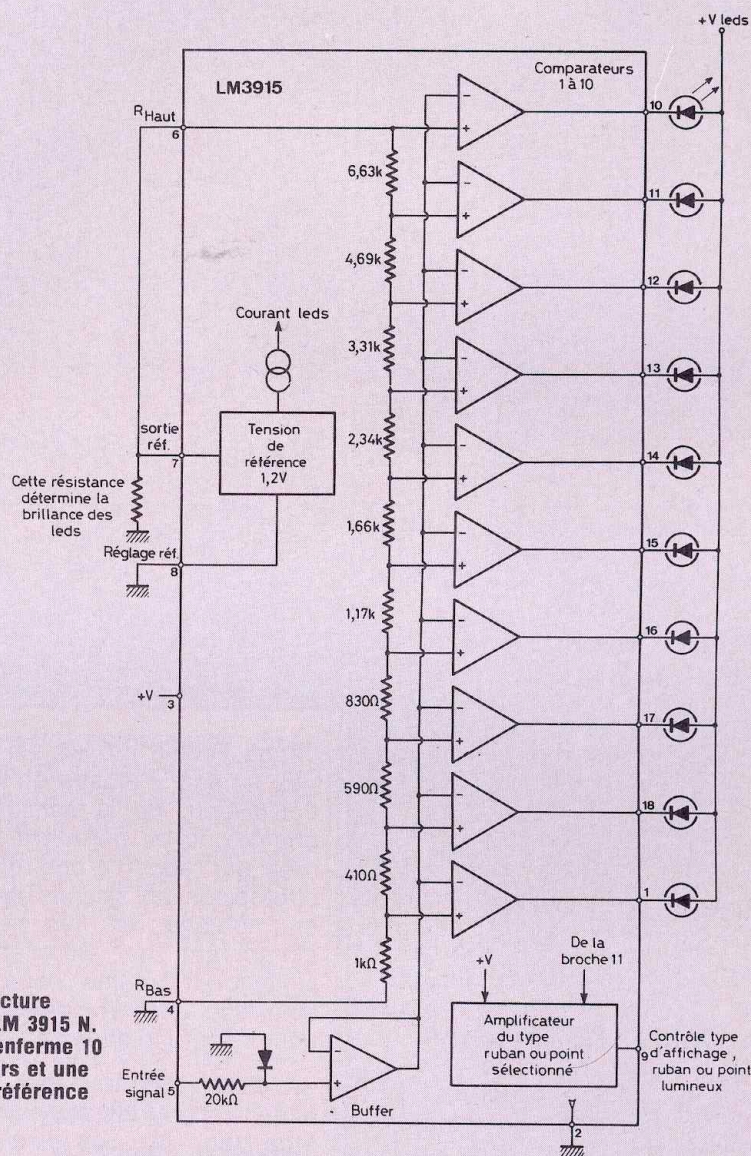
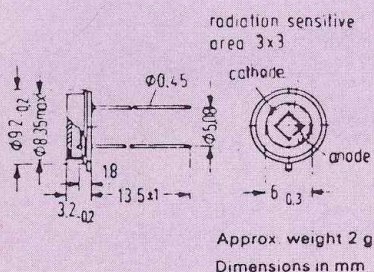


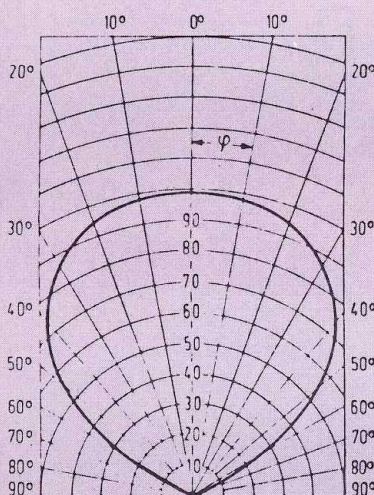
Fig. 2 : Structure interne du LM 3915 N. Le boîtier renferme 10 comparateurs et une tension de référence de 1,2 V.

UN LUX-METRE A DIODES LED - LED 105

Type	Ordering code
BPX 61	Q 62 705-P 25



Directional characteristic $I_K = f(\varphi)$



Maximum ratings

Reverse voltage

V_R | 32 V

Operating and storage temperature range

T_{stor} | - 40 to + 125 °C

Junction temperature

T_j | 125 °C

Soldering temperature in a 2 mm distance

T_s | 230 °C

from the case bottom ($t \leq 3$ s)

P_{tot} | 325 mW

Power dissipation ($T_{amb} = 25^\circ C$)

$R_{th Jamb}$ | 300 K/W

Thermal resistance

$R_{th Jcase}$ | 80 K/W

Fig. 5 : Caractéristiques de la diode BPX 61.

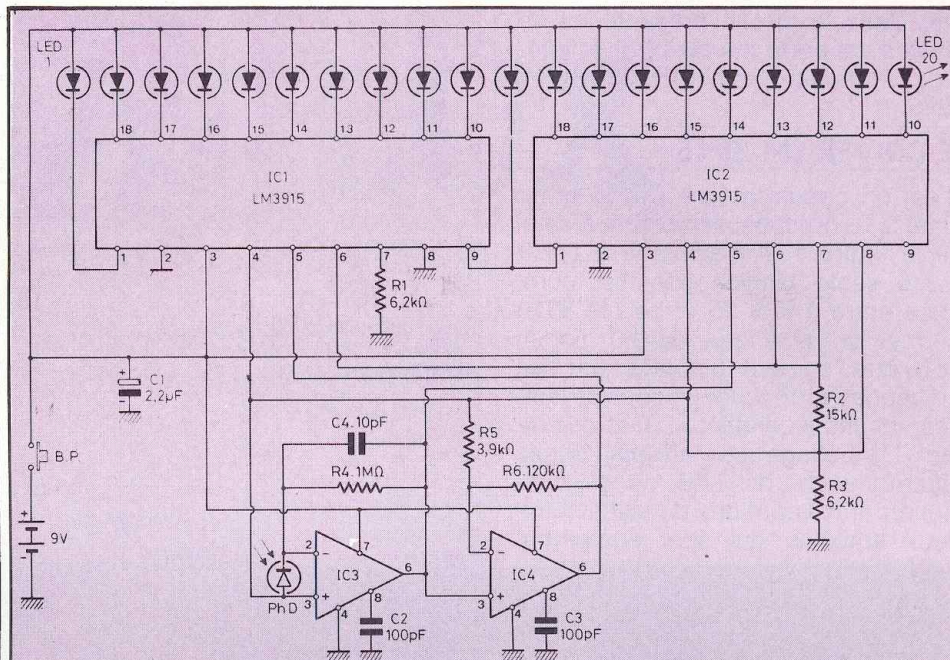


Fig. 4 : La mise en cascade de deux LM 3915 N permet de contrôler 20 diodes LED.

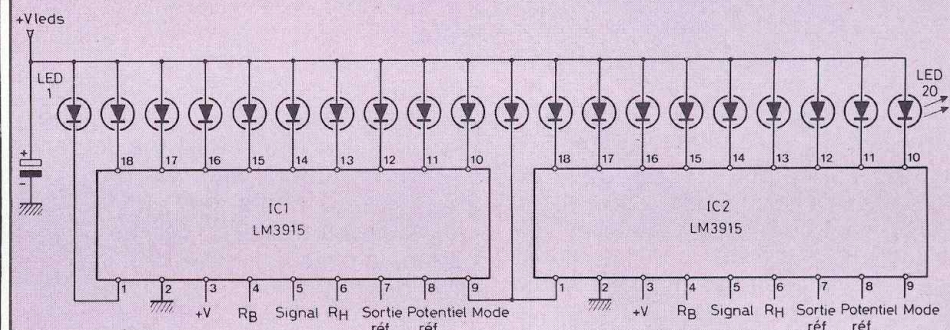


Fig. 3 : Mise en cascade de deux circuits intégré LM 3915 N.

circuit. R6, de 120 k Ω , est une valeur fixe. R4 peut s'ajuster en fonction de l'utilisation, de la sensibilité de la photodiode ou permettre un étalonnage par rapport à une référence. La photodiode au silicium choisie pour ce montage est très performante, conservant un excellent rapport signal/bruit, même sous un faible éclairage. Les principales caractéristiques sont indiquées sur la figure 5.

Le circuit imprimé est de petites dimensions et fait appel à un double face (fig. 6). Les liaisons IC1 - IC2/diodes LED sont très courtes.

Elles évitent tout risque d'oscillation parasite.

LE CABLAGE DU MODULE

Il suffit de se reporter à la figure 7. Les diodes LED possèdent souvent des pattes de sortie relativement courtes. Si les circuits intégrés et les diodes LED sont disposés du même côté du circuit imprimé, la hauteur peut poser des problèmes de montage éventuels dans un boîtier. Si, de plus, les circuits intégrés sont eux-mêmes montés sur des supports, la hauteur à laquelle seraient alignées

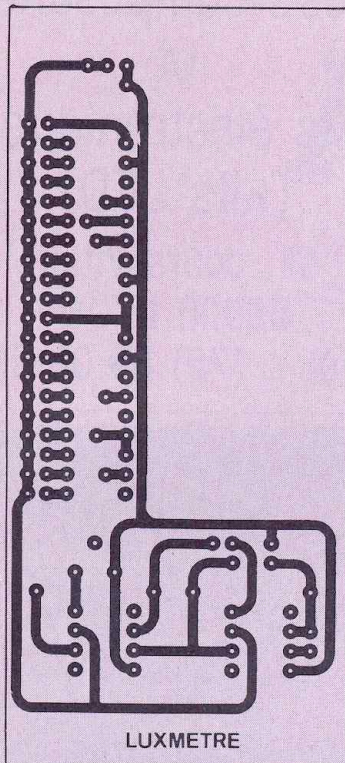


Fig. 6 : L'implantation du lux-mètre fait appel à un circuit imprimé double face...

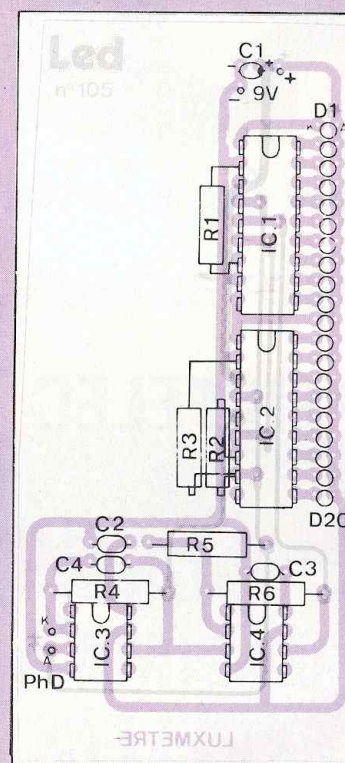
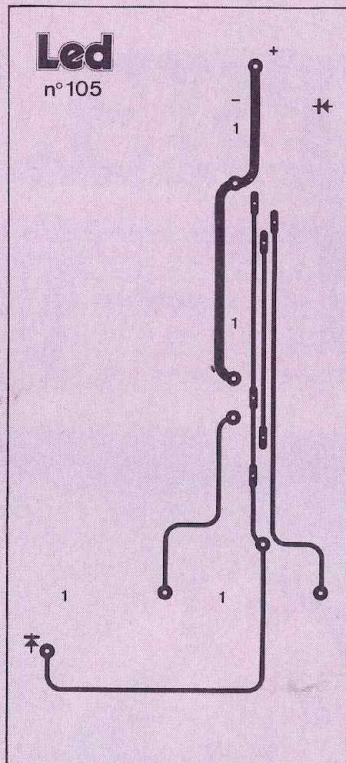


Fig. 7 : ... de la patience, un câblage délicat !

les diodes LED sera insuffisante. Le moyen le plus simple de remédier à cet inconvénient est de souder les diodes LED en dernier lieu, une fois les soudures terminées. Il faut alors souder les diodes LED une par une en se servant d'un guide latéral (pour un bon alignement final), du côté pistes et non du côté composants, en respectant bien sûr les polarités des diodes. Ces diodes étant de très petites dimensions, un fer à souder approprié est indispensable. La photodiode BPX 61 doit être soudée en dernier lieu. Le montage de supports pour IC1 et IC2 permet de les placer une fois le montage terminé. Les résistances R1, R2 et R3 sont soudées directement aux bornes des circuits intégrés.

L'alimentation est ultra-simple puisqu'il s'agit d'une pile 9 V. La consommation

moyenne est de 8 mA. La photo d'entrée montre l'aspect du montage terminé. La mise en boîtier ne devrait poser aucune difficulté. On peut se contenter de petits boîtiers plastiques faciles à travailler. Suivant l'utilisation, la photodiode peut se placer sur le dessus du boîtier ou à l'avant.

CONCLUSION

Ce lux-mètre aux nombreuses applications évite les inconvénients d'étalonnage des micro-ampèremètres et galvanomètres. L'emploi de deux circuits intégrés procure un affichage précis grâce à 20 diodes. La photodiode BPX 61 Siemens couplée aux deux circuits intégrés LM 308 et LM 308A rend ce lux-mètre particulièrement sensible. Ce lux-mètre par sa méthode d'affichage « diode par diode », permet une alimentation par pile sous une consommation moyenne très acceptable.

B. Duval - J. Hiraga

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche

R1	6,2 kΩ	1/2 W	5 %
R2	15 kΩ	1/2 W	5 %
R3	6,2 kΩ	1/2 W	5 %
R4	1 MΩ	1/2 W	5 %
			à ajuster
R5	3,9 kΩ	1/2 W	5 %
R6	120 kΩ	1/2 W	2 %

• Condensateurs

C1	2,2 μF	16 V	tantale goutte
C2	100 pF	50 V	céramique
C3	100 pF	50 V	céramique
C4	10 pF	50 V	céramique

• Semiconducteurs

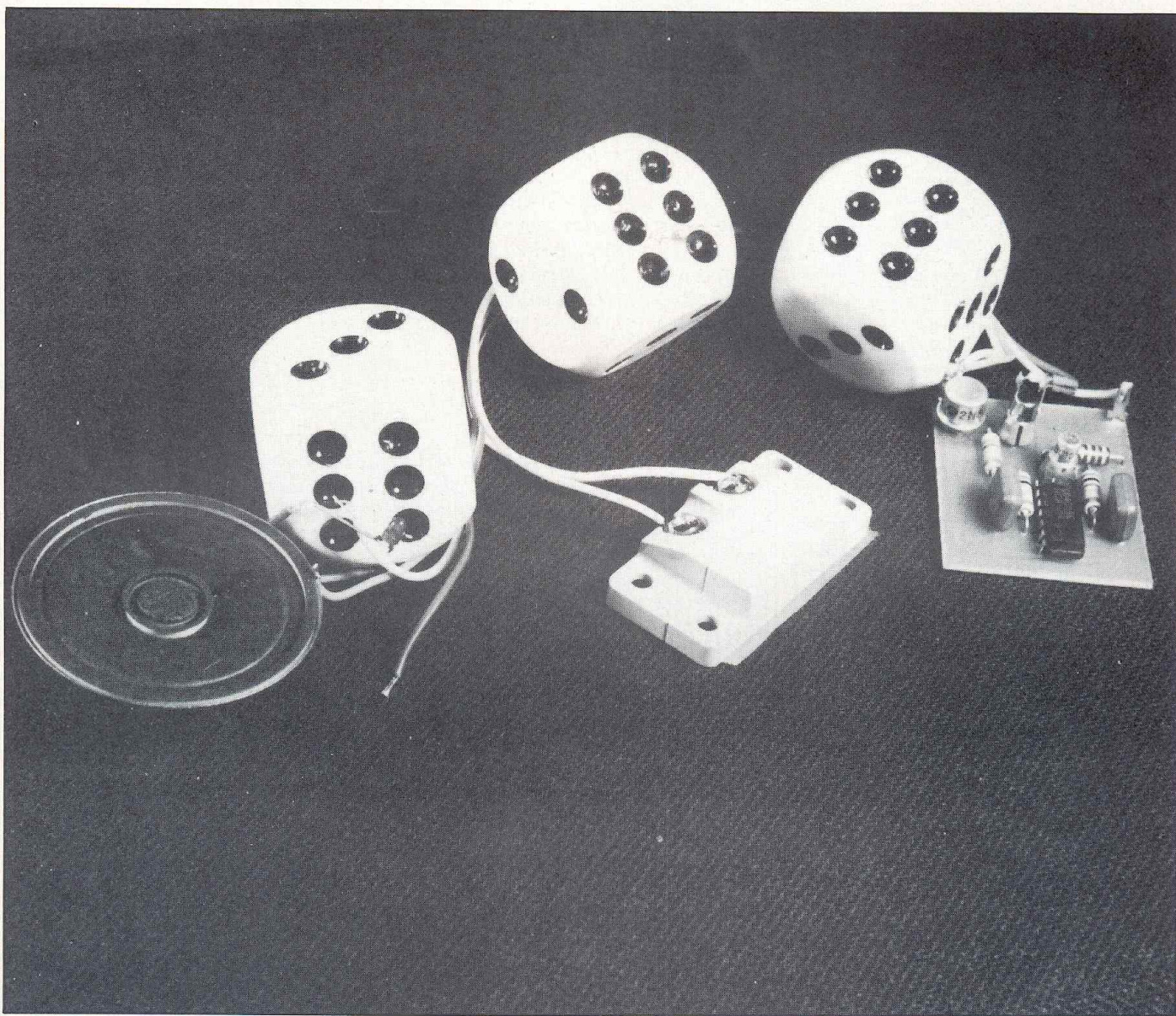
IC1, IC2 : LM 3915
(National Semiconductor)
IC3 : LM 308A
IC4 : LM 308
LED1 à LED20 : 20 diodes LED,
pas 2,54 mm.

• Divers

P1 : pile 9 V
PhD : photodiode Siemens BPX61
B.P. : bouton-poussoir.

ALERTE !

Quand on dit alarme,
on pense tout de suite à anti-vol.
Le montage simple d'alarme que nous vous proposons peut
également servir à des usages différents :
détecteur de liquide, de lumière...



ALARME A USAGES MULTIPLES - LED106

Simplicité et efficacité devraient permettre à de nombreux électroniciens, même débutants, d'en entreprendre la réalisation. Le fonctionnement est simple, il est basé sur l'utilisation d'un circuit intégré CD 4011, quadruple porte NAND. Le schéma de principe de la figure 1 permet de suivre les différents étages. Le transistor T1 est monté en collecteur commun. Son émetteur est relié à la broche 14 du CD 4011 et lui sert ainsi d'interrupteur. Tant que le transistor est bloqué, court-circuit des points A et B, IC1 n'est pas alimenté et l'alarme est à l'état de veille. Si la base de T1, par contre, se trouve « en l'air » par rupture du contact AB, l'alarme se déclenche, le transistor devenant alors conducteur et alimentant le CD 4011.

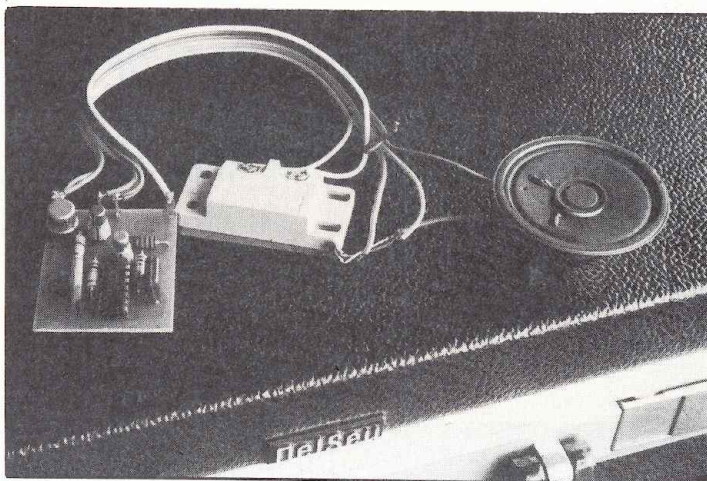
Les portes NAND sont utilisées de manière à constituer deux multivibrateurs astables. Les NAND D et C associées aux éléments C1 - R2 forment un générateur à très basse fréquence ou un TBF. Ce générateur est l'horloge du montage ou le rythmeur si l'on préfère. La constante de temps R.C est ici de 0,1 s, soit $100 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^6$. La période t_1 de ce multivibrateur astable suit la relation $t_1 = 2,5 \cdot R.C$, ce qui permet d'en calculer la fréquence :

$$f_1 = \frac{1}{2,5 \cdot R \cdot C} = 4 \text{ Hz}$$

Avec les NAND B et A, on a réalisé le générateur sonore, le signal obtenu ayant une fréquence f_2 située dans le médium. Celle-ci se détermine comme précédemment :

$$f_2 = \frac{1}{2,5 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 400 \text{ Hz}$$

Ce signal sonore de fréquence f_2 haché au rythme de la fréquence f_1 est transmis à la base du transistor T2 par une résistance R4 de 4,7 k Ω .



Douze composants à souder, une alimentation par pile de 4,5 V et ça fonctionne.

Ce transistor est monté en darlington avec T3, ceci afin d'obtenir un gain en courant élevé.

Les collecteurs sont chargés par une diode LED en série avec un haut-parleur d'impédance de 8 Ω .

Le montage ainsi réalisé, lorsque le transistor T1 se débloquent, la LED s'allume et le haut-parleur émet son signal.

A la figure 2, nous donnons quelques possibilités d'utilisation de cette alarme. En 2(a), il s'agit d'une cuve avec deux électrodes plongeant dans un liquide. Entre les deux électrodes, la résistance est d'autant plus grande que le niveau du liquide est bas. Elle est infinie tant que le niveau n'est pas atteint.

La base du transistor T1 est polarisée par le pont résistif 47 k Ω —R, elle est positive par rapport à la masse. Si R est infinie, la base est très positive, T1 est conducteur et l'alarme fonctionne. Si le liquide touche les électrodes, R devient faible, la base est très peu positive et l'alarme ne fonctionne pas.

Dans le cas de la figure 2(b), le capteur est un simple fil, suffisamment fin pour être rompu par un intrus (cas d'une alarme antivol). Tant que la base de T1 est portée à la masse, pas d'avertissement ; si le fil est rompu, la base de T1 devient positive et

l'alarme se déclenche. Dérivé du montage 2(b), celui du 2(c) peut servir de sonnette dans un magasin. Tant que la porte est fermée, l'aimant fixé sur celle-ci court-circuite les contacts d'un ILS fixé, lui, sur le montant de la porte. Dans ce premier cas, pas de déclenchement. A l'ouverture de la porte par un client, le relais s'éloignant de l'ILS, les contacts s'ouvrent et l'alarme se déclenche jusqu'à ce que le client ait refermé la porte derrière lui. Une autre utilisation est propo-

sée à la figure 2(d), le contact est ici un bouton-poussoir. Lorsqu'il est en position d'attente, il court-circuite les points A et B. En appuyant sur ce bouton, on ouvre le circuit, ce qui déclenche l'alarme. Ce montage peut servir de sonnette de porte.

Pour en terminer avec ces quelques possibilités d'utilisation, nous proposons en figure 2(e) un cas où le détecteur est une cellule photosensible constituant un barrage. La résistance de cette dernière est faible tant qu'elle est éclairée, de l'ordre de quelques ohms. Dans ce cas, pas d'alarme, T1 étant bloqué. Si quelqu'un ou quelque chose coupe le faisceau lumineux, la résistance de la cellule devient très grande et l'alarme se déclenche.

La réalisation de la maquette est fort simple en s'appuyant tout d'abord sur l'implantation du circuit imprimé proposée à l'échelle 1 et ce, à la figure 3.

Le plan de câblage des composants est, lui, dessiné à la figure 4, ainsi que les interconnexions au haut-parleur, à la diode LED et à la pile de 4,5 volts.

En fonction de l'utilisation qui sera faite de cette alarme, on connectera aux points A et B le détecteur approprié, nous vous en avons proposé cinq mais il y en a bien d'autres. ■

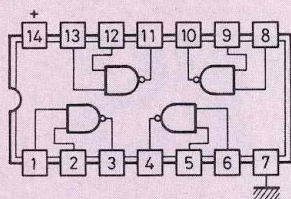


Fig 1. Un schéma fort simple et des composants courants pour cette alarme à usages multiples.

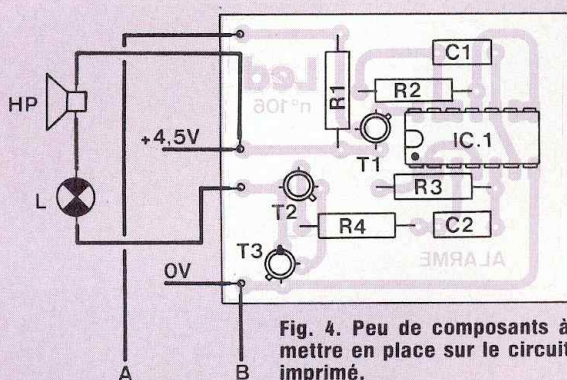
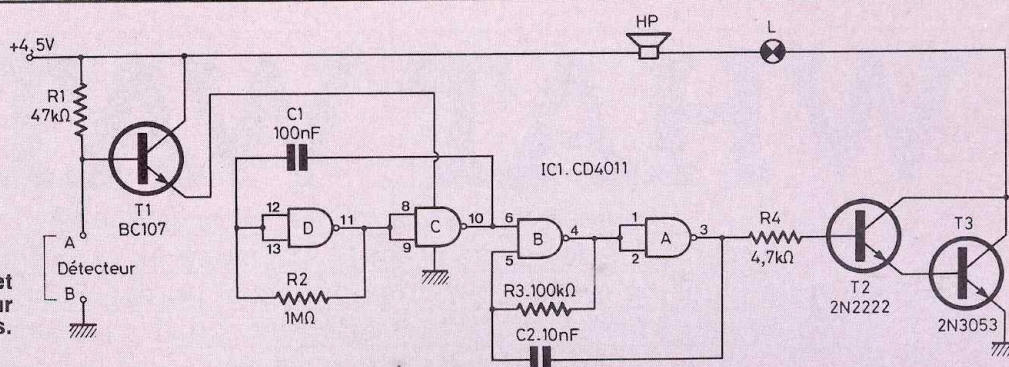


Fig 4. Peu de composants à mettre en place sur le circuit imprimé.

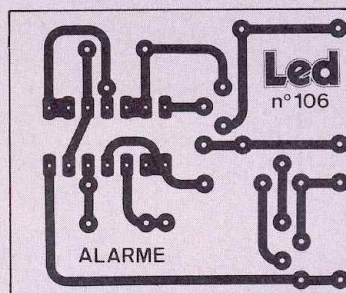


Fig 3. Un tracé facile à reproduire quel que soit le procédé employé, même pour un débutant.

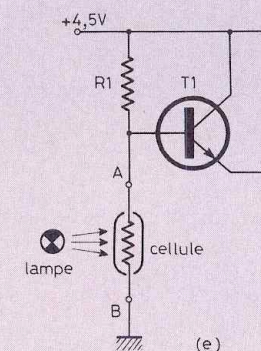
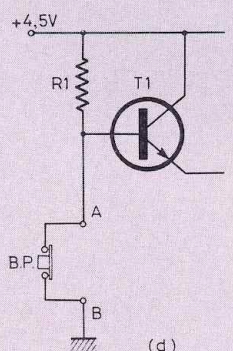
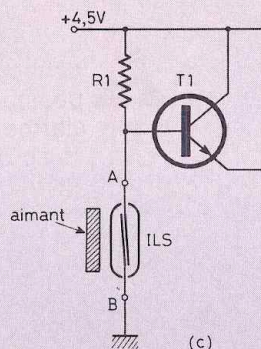
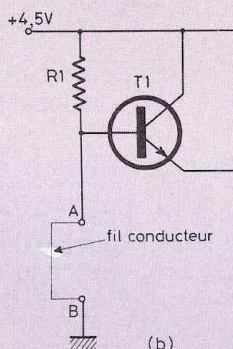
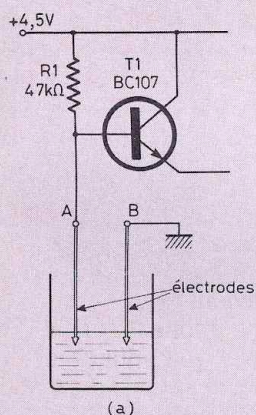


Fig 2. Cinq détecteurs vous sont proposés pour être connectés aux points A et B du montage :
a) une cuve à liquide et deux électrodes
b) un simple fil de cuivre
c) un ILS qui se ferme à l'approche d'un aimant
d) un bouton-poussoir
e) une cellule photo-sensible à la lumière.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances

± 5 % - 1/2 W à couche

R1	47 kΩ
R2	1 MΩ
R3	100 kΩ
R4	4,7 kΩ

• Condensateurs

C1	100 nF
C2	10 nF

• Semi conducteurs

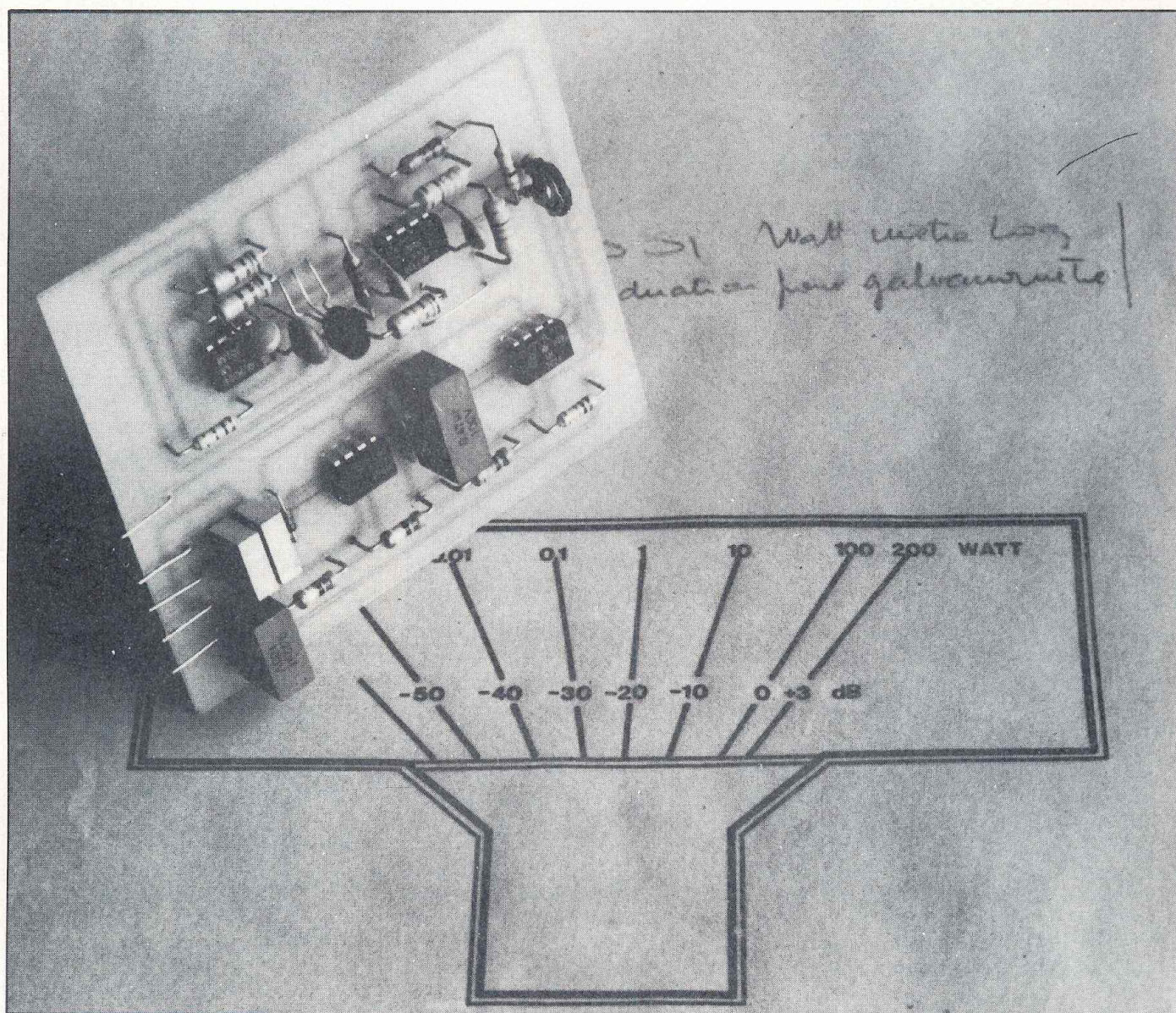
T1	BC107
T2	2N2222
T3	2N3053
IC1	CD 4011

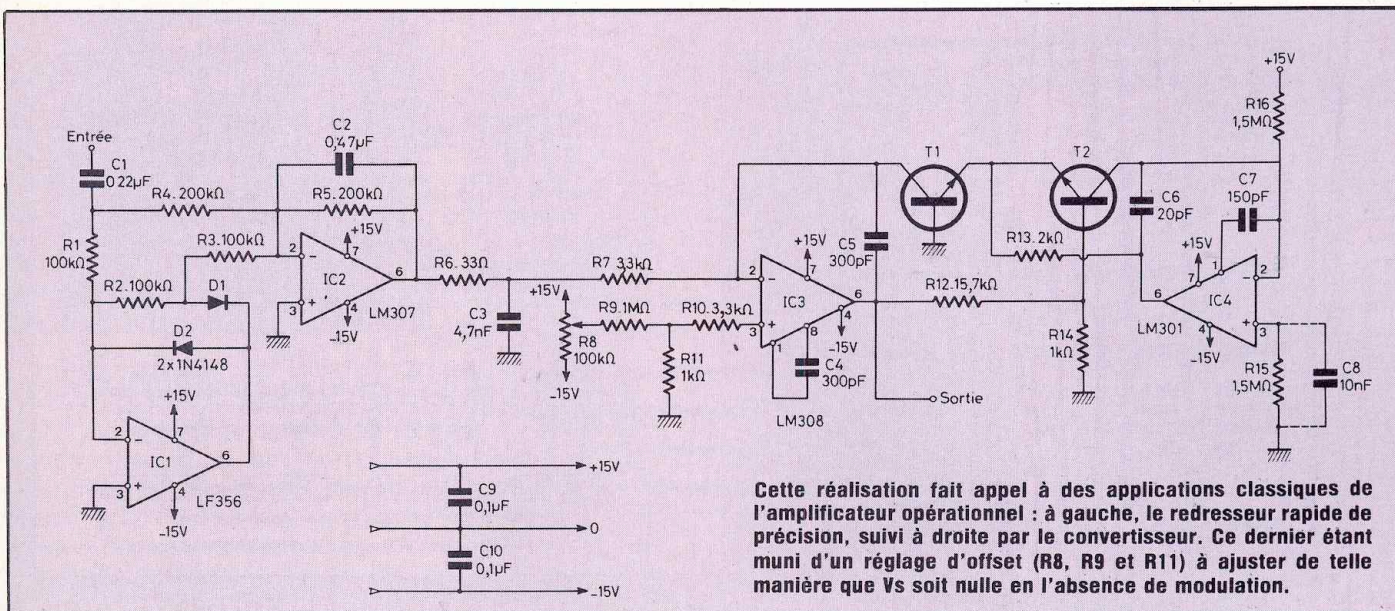
• Divers

HP	8 Ω	Diamètre 50 mm
L	LED	Diamètre 5 mm

WHAT WATTS

En basse fréquence, on est souvent appelé
à manipuler des signaux dont l'amplitude est susceptible
de varier dans de respectables proportions et durant de brefs instants.
De ce fait, il n'est pas toujours aisé de connaître instantanément
la valeur de certains paramètres liés à ces signaux.





L'utilisation d'appareils de mesure à échelle linéaire qui, de surcroît, ont toujours tendance à intégrer ces signaux, ne suffit plus. D'abord, ce type d'appareil, à aiguille (ce qui ne constitue pas une solution caduque, nous le verrons) ou à échelle de diodes électroluminescentes, ne permet l'affichage que sur une gamme dynamique de 25 dB environ pour des raisons évidentes de lisibilité, mais ils sont précis.

De nombreux montages ont déjà été proposés, dont la fonction principale était l'affichage de la puissance de sortie d'un amplificateur basse fréquence, sur une charge de valeur ohmique connue. Les premiers appareils, constitués d'un redresseur sommaire et d'un galvanomètre à cadre mobile, souffraient déjà de deux défauts rédhibitoires : un seuil de fonctionnement correct dû au redresseur, un manque d'information dans le domaine des basses puissances, conséquence dudit seuil et de l'échelle linéaire retenue pour cette application.

Le montage que nous allons décrire ici permettra quant à lui, soit la déviation, soit l'animation lumineuse requises en telle ou telle circonstance.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Afin de pouvoir redresser les signaux de faible amplitude, on utilise un redresseur de précision à double alternance, bâti très classiquement autour de IC1 et IC2, LF 356 et LM 307 ou leurs équivalents respectifs. En théorie, la tension de seuil des diodes est divisée par le gain en boucle ouverte de IC1. Ceci nous permettra déjà d'atteindre au minimum les 60 dB de dynamique requis pour cet appareil.

IC1 constitue le redresseur à proprement parler et fonctionne ainsi : on suppose la tension d'entrée au point commun de R1 et R4 positive : la sortie de IC1 sera alors négative, ce qui bloque D2 et rend D1 passante. En sachant que R_d , résistance dynamique des diodes est inférieure, voire négligeable devant R2 et R1, IC1 fonctionne en inverseur à gain unité :

$$G = \frac{-R_2 + R_d}{R_1} \approx \frac{-R_2}{R_1}$$

Supposons maintenant la tension d'entrée négative. Le gain passe alors à une valeur très faible puisque

voisine de $\frac{-R_d}{R_1}$. De telles variations

de gain causent bien sûr, il fallait s'y attendre, d'indésirables transitoires. De ce fait, il faudra choisir pour IC1 un modèle possédant une vitesse de balayage au moins supérieure à $10 \text{ V}/\mu\text{s}$. S'il s'agit d'un ampli-op de votre choix, pourvu de broches de compensation en fréquences (1 et 8 en général), veiller à choisir une valeur de capacité assurant cette condition. Le second ampli-op IC2 (LM 301, 307 ou équivalent) sert d'étage sommateur et d'intégrateur, il fonctionne ainsi :

Soit V_e positif : IC1 donne $-V_e$ en sa sortie, et :

$$V_R = -R_5 \frac{V_e}{R_4} + \frac{-V_e}{R_3}$$

$$= -2R \frac{V_e}{2R} - \frac{V_e}{R} = -V_e > 0$$

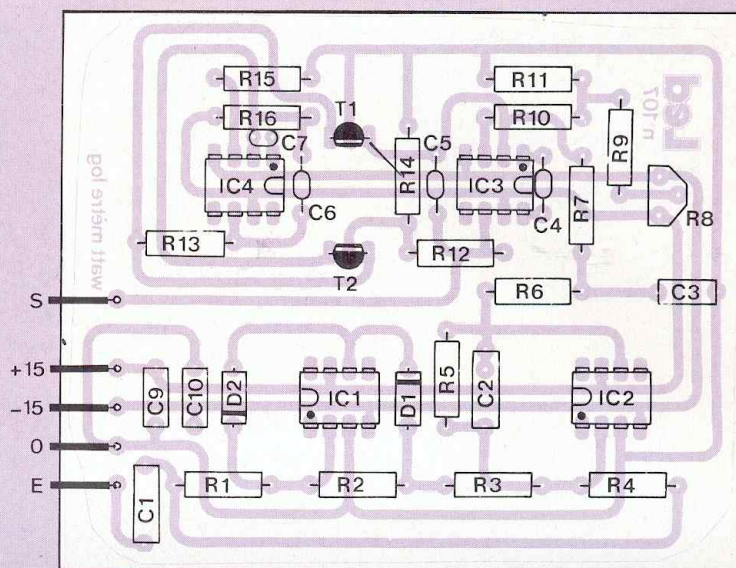
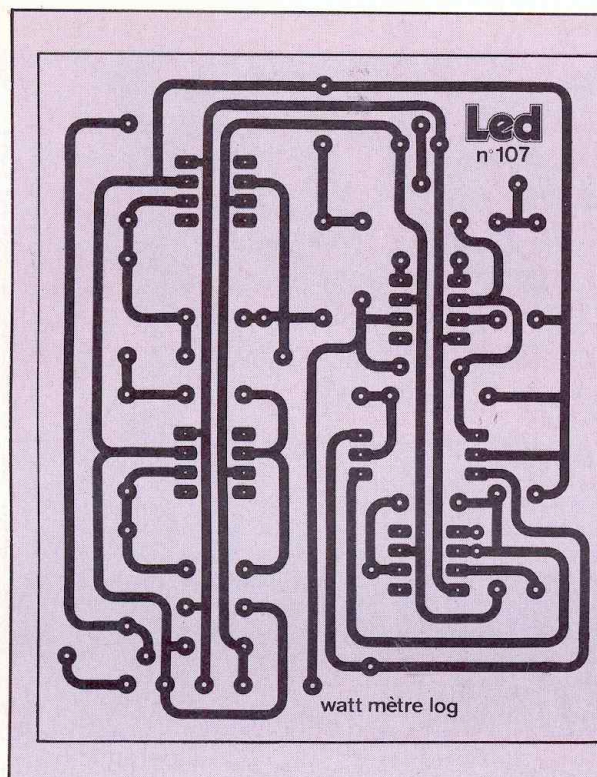
avec $R = 100 \text{ k}$.

Soit V_e négatif : IC1 donne « presque » 0 en sa sortie, et :

$$V_R = -R_5 \frac{V_e}{R_4} = -V_e > 0$$

A ceci près que le signal est déjà intégré (lissé) par la capacité en parallèle sur R_5 .

WATT - METRE LOGARITHMIQUE - LED 107



La carte imprimée grandeur nature. Remarquer l'exceptionnelle aération de l'implantation. Les câbles S, + 15, - 15, 0 et E pourront être avantageusement remplacés par un connecteur à six broches au pas de 5,08 mm pourvu que la largeur de C1 soit raisonnable.

LE CONVERTISSEUR LOGARITHMIQUE

Logarithme : une des insultes favorites du capitaine Haddock dans Tintin, si mes souvenirs sont bons, mais pour nous une fonction bien utile qui compressera le signal issu du redresseur sur une gamme de 80 dB environ, ou plus, pourvu que l'on ait correctement réglé l'offset de IC3 (nous y reviendrons). Comment obtient-on cette fonction ? Assez simplement puisque l'on se sert de la non-linéarité de composants connus, en l'occurrence, des transistors bipolaires. Il s'agit de la relation entre le V_{BE} et le I_C desdits transistors :

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \log \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (1)$$

Si on impose le I_C du transistor proportionnellement à la tension issue du redresseur, la mesure de V_{BE} nous donnera une valeur proportionnelle au logarithme de cette tension V_R . Pour ce faire, on utilise IC3 en inverseur, où T1 joue le rôle d'élément non linéaire. On a l'égalité, connue, caractéristique de ce genre de montage :

$I_{C(T1)} = V_R/R7$, V_R désignant la tension issue du redresseur, tension positive, nécessaire. Le réseau R12-R14 forme un diviseur de tension tel que :

$$\frac{V_S R14}{R12 + R14} = -V_{BE(T1)} + V_{BE(T2)} \quad (2)$$

R12 + R14

A quoi sert T2 ? vous demandez-vous avec justes raisons. T2 « donne » son V_{BE} , constant celui-là puisque lié à $I_{C(T2)}$ lui-même fixé à : $+15V/R16$. Mais les variations de V_{BE} de T2 compenseront, de manière différentielle, celles du V_{BE} de T1, ce qui augmente la fiabilité du montage. Combinant les équations (1) et (2), on trouve :

$$\begin{aligned} V_S &= \frac{R12 + R14}{R14} (V_{BE(T2)} - V_{BE(T1)}) \\ &= \frac{-kT}{q} \left(\frac{R12 + R14}{R14} \right) \log \left(\frac{V_R \times R16}{R7 \times 15} \right) \end{aligned}$$

$$\text{avec } \frac{kT}{q} = 1/38.$$

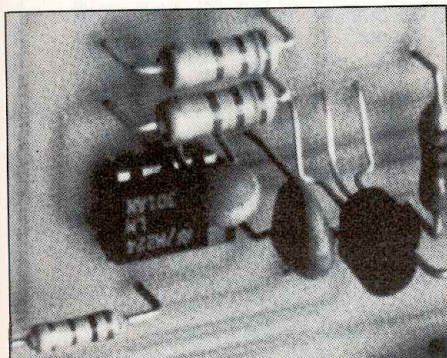
Avec les valeurs indiquées sur le schéma, les termes $\frac{kT}{q}$ et $\frac{R12 + R14}{R14}$ se compensent pour donner :

$$V_S = -\log (V_R/R7) + 5$$

(Il s'agit d'un logarithme en base 10, et le terme $V_R/R7$, une intensité, n'a plus de dimension). Donc, chaque fois que V_R sera multiplié par 10, V_S augmentera d'un volt (négativement).

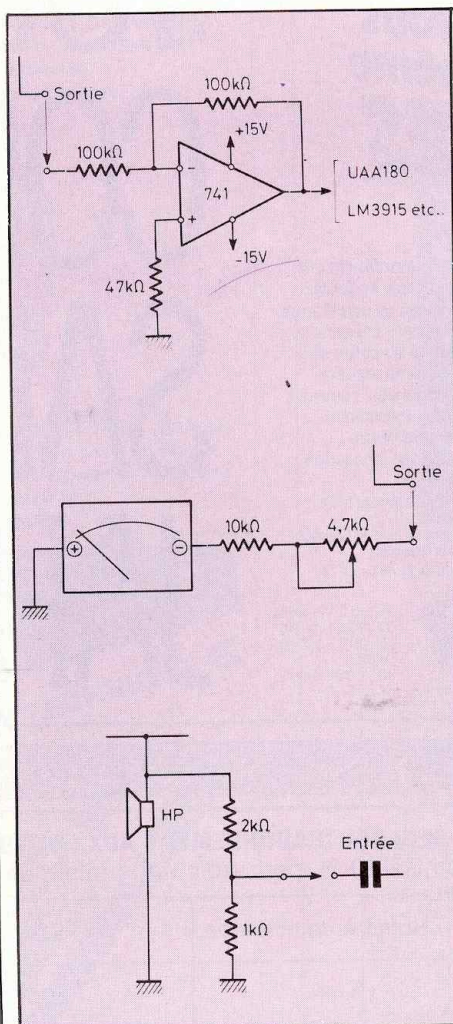
LE CIRCUIT IMPRIME

Ce n'est pas un modèle de miniaturisation, mais il est de ce fait facile à reproduire et vous est proposé à la figure 2. La partie délicate consiste à dessiner les pistes d'alimentation + et - 15 V, pour ceux qui exécutent leur plaquette avec des moyens rudimentaires. L'emplacement de la capacité C8 n'a pas été prévu sur le plan du câblage (voir figure 3). Cette capacité est destinée à diminuer le bruit de R15, résistance de valeur élevée, au cas où un courant de fuite trop élevé y circulerait. Le réseau R6-C3, faisant office de filtre passe-bas ($f_c = 100$ kHz) pourra être câblé en cas d'environnement HF perturbateur. Sinon, il suffit de strapper R6 comme sur la photographie.



LES COMPOSANTS

Il s'agit d'un montage dont les performances, précision en particulier, sont tributaires de la qualité des composants. En ce qui concerne la partie redresseur, des résistances de tolérance 5 % suffiront, à cause de la résistance dynamique des diodes non négligeable. Le convertisseur logarithmique nécessitera quant à lui des résistances à 2 % telles R7, R12, R16, R15 et R14. Les tensions d'alimentation doivent être impérativement régulées. On pourra prendre pour T1 et T2 un transistor double (LM 194, MD 8001) de préférence, dans le meilleur des cas. Enfin, sachez que le montage fonctionne assez bien avec deux transistors isolés reliés par un pont thermique. A ce chapitre, signalons que le montage était initialement prévu avec une compensation en température (terme kT/q de la formule 1) par la résistance R14 qui était un élément dont la résistance augmente avec la température procurant un taux de régulation de 1 % sur la gamme 0°C - 50°C. En fait, si on limite la gamme de températures à 20°C - 40°C, on peut conserver une simple résistance de 1 k Ω (T, en degrés Kelvin, passant de 293°K à 313°K sur cette gamme) provoquant une erreur limitée à 6 % environ. Enfin, la figure 5 donne les indications nécessaires quant au raccordement du watt-mètre aux bornes du haut-parleur d'une part, et au raccordement de sa sortie soit à un classique galvanomètre soit à un afficheur à diodes LED pilotées par un UAA 180 ou un LM 3915, d'autre part. ■



Un montage inverseur permet d'utiliser des affichages à tension d'entrée positive, tandis que le galvanomètre voit ses polarités habituelles inversées. En bas, le diviseur par trois à l'entrée du montage.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistance 1/2 W à couche

R1	100 k Ω	$\pm 5 \%$
R2	100 k Ω	"
R3	100 k Ω	"
R4	200 k Ω	"
R5	200 k Ω	"
R6	33 Ω	"
R7	3,3 k Ω	$\pm 2 \%$
R8	100 k Ω	ajustable VA05V
R9	300 k Ω à 1 M Ω	$\pm 5 \%$
R10	3,3 k Ω	"
R11	1 k Ω	"
R12	15,7 k Ω	$\pm 1 \%$
R13	2 k Ω	$\pm 5 \%$
R14	1 k Ω	$\pm 2 \%$
R15	1,5 M Ω	$\pm 2 \%$
R16	1,5 M Ω	$\pm 2 \%$

• Condensateurs

C1	0,22 μ F/100 V	mylar
C2	0,47 μ F/100 V	"
C3	4,7 nF/160 V	"
C4	300 pF	céramique
C5	300 pF	"
C6	20 pF	"
C7	150 pF	"
C8	10 nF	mylar (voir texte)

C9	0,1 μ F	"
C10	0,1 μ F	"

• Semi-conducteurs

T1, T2	MPS A06	voir texte
IC1	LF 356	
IC2	LM 307	
IC3	LM 308	
IC4	LM 301	
D1, D2	1N4148	

TABLEAU DONNANT QUELQUES VALEURS APPROXIMATIVES POUR ETALONNER LE WATT-METRE

On prend par convention 0 dB = 100 W/8 Ω

W	V	E _{in}	I _{C1} (R _{in} = 3,3 k Ω)	I _{C1} /I _{C2}	V _s
100	28	10	3 mA	300	— 2,5
10	9	3	1 mA	100	— 2
1	2,8	1	300 μ A	30	— 1,5
0,1	0,9	0,3	100 μ A	10	— 1
0,01	0,28	0,1	30 μ A	3	0,5
0,001	0,09	0,03	10 μ A	1	offset