

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°9

Leed

LA TELEDIFFUSION PAR

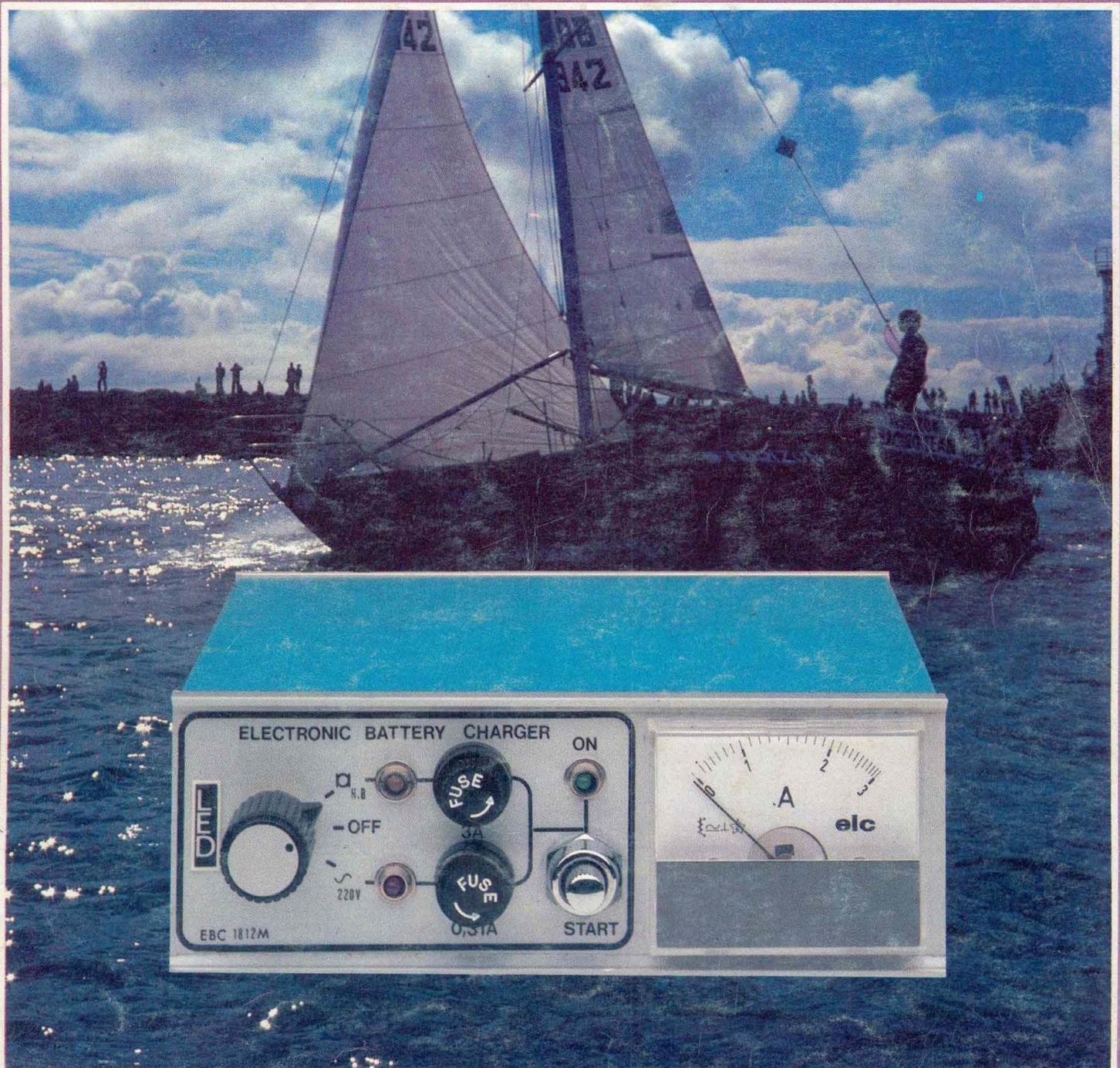
SATELLITE EN EUROPE

5 REALISATIONS DONT:

CHARGEUR DE BATTERIE

AMPLI TELEPHONIQUE

TUNER F.M.



ISSN 0753-7409

Led

Directeur de la publication :
Edouard Pastor.

REDACTION :
Secrétaire de rédaction :
Gisèle Crut.
Ont collaboré à ce numéro :
Guy Chorein,
Charles-Henry Delaleu,
Philippe Duquesne
Philippe Faugeras,
Jean Hiraga,
Gilles Ledoré,
André Mithieux,
Serge Nueffer,
Patrick Vercher.

KITS :
Directeur technique :
Bernard Duval
Assisté de :
Jacques Bourlier,
Michel Couric,
Christian Eckenspieller,
Jean Hiraga,
Florence Lemoine.

Conseiller artistique :
Patrick Hazera.
Réalisation :
Edi'Systèmes.

Société éditrice :
Editions Fréquences.
1, boulevard Ney - 75018 Paris
Tél. : (1) 238.80.88
Président-directeur général :
Edouard Pastor.

Publicité générale :
chez l'éditeur
Chefs de publicité
Jean-Yves Primas : 238.82.40.
Alain Boar : 238.81.85.

Secrétariat :
Annie Perbal.
Publicité revendeurs :
Périefélec.

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.

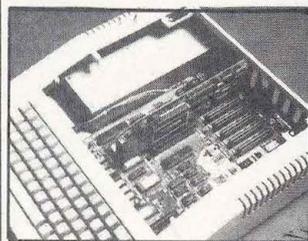
Service abonnements :
Editions Fréquences
Fernande Givry : 238.80.37.

LED (LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI). MENSUEL 15 F. 10 NUMEROS PAR AN. ADRESSE : 1, BD NEY. 75018 PARIS. TEL. : (1) 238.80.88. PUBLICITE GENERALE : 1, BD NEY. 75018 PARIS. PUBLICITE REVENDEURS : PERIFIELEC. 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 : 135 F. ETRANGER : 200 F. TOUS DROITS DE REPRODUCTION (TEXTES ET PHOTOS) RESERVES POUR TOUTS PAYS. LED EST UNE MARQUE DEPOSEE ISSN : 0753-7409. N° COMMISSION PARITAIRE : 64949. IMPRESSION : BERGER-LEVRULT. 18, RUE DES GLACIS. 54017 NANCY.

18

LED VOUS INFORME

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



22

CONSEILS ET TOUR DE MAIN

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

24

EN SAVOIR PLUS SUR LE HAUT-PARLEUR (4^e PARTIE)

Les paramètres électro-mécano-acoustiques.

29

RACONTE-MOI LA MICRO-INFORMATIQUE

Les différents interfaces série.

32

RACONTE-MOI LA MICRO-INFORMATIQUE ET L'AMATEUR D'ELECTRONIQUE

Les enseignements exemplaires du Microprofessor.

37

RACONTE-MOI LA MICRO-INFORMATIQUE

Programme jeu : les ennemis d'Al Capone.

43

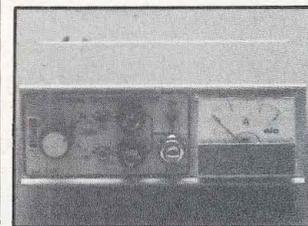
LA TELEDIFFUSION PAR SATELLITE EN EUROPE

Parmi les nouveaux média, une prochaine réalité.

50

KIT : CHARGEUR AUTOMATIQUE DE NAVIRES DE PLAISANCE

A quai ou en mer, la batterie reste chargée.



64

KIT : VOLT-METRE ± 20 000 POINTS

La précision au service de l'amateur.

78

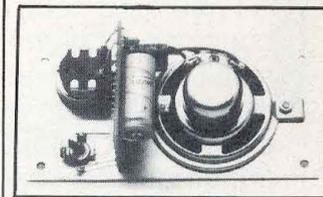
KIT : PREAMPLI A C.A.G.

Sophistiqué : un photocoupleur en est l'élément actif.

82

KIT : AMPLI TELEPHONIQUE SECTEUR

Une version très complète et performante de ce dispositif d'écoute.



86

KIT : TUNER F.M.

Avec ampli intégré et dimensions réduites.

Il est relativement fréquent d'avoir, en basse fréquence, des problèmes plus ou moins graves de ronflement, que ce soit à partir de maillons que l'on a réalisés soi-même ou de maillons montés. Les origines de ces ronflements sont diverses.

On peut classer sommairement ces ronflements de la façon suivante :

- les ronflements par induction magnétique,
- les ronflements par effet capacitif,
- les ronflements provenant des circuits d'alimentation,
- les ronflements provenant d'une différence de potentiel entre les châssis des appareils et la terre,
- les ronflements induits mécaniquement ou bien la combinaison de deux ou de plusieurs de ces cas.

LES RONFLEMENTS PAR INDUCTION MAGNETIQUE

En basse fréquence, ils sont captés en majorité par des maillons sensibles comme le préamplificateur, la table de lecture, le tourne-disque, les câbles reliant ces maillons, la cellule phonoelectrice. Ces types de ronflements sont captés magnétiquement. L'origine de ce champ magnétique provient, dans la grande majorité des cas, du rayonnement magnétique d'un transformateur d'alimentation.

Le transformateur d'alimentation, sous sa forme classique de tôles « E I » empilées, rayonne en produisant des champs de fuite comme sur la figure 1, l'axe du bobinage indiquant l'orientation principale du champ rayonnant. Dans beaucoup de cas, le rayonnement magnétique est tel que les étages d'entrée du préamplificateur, très sensibles (1 à 5 mV pour la sensibilité d'entrée phono, 0,1 à 0,5 mV pour les entrées prévues pour les cellules à bobine mobile) peuvent capter un tel rayonnement magnétique provenant d'un transformateur situé à plus de 1 m de distance.

Dans un rack ou dans une installation hifi courante, le ronflement provient, dans 70 % des cas au moins, d'un mauvais emplacement de l'amplificateur

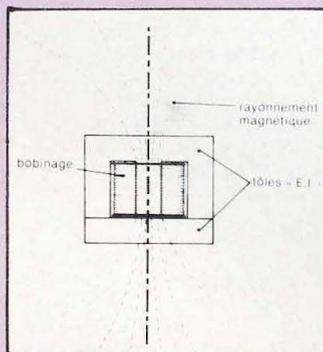


Fig. 1 : Rayonnement parasite d'un transformateur d'alimentation courant.

de puissance, lequel est muni d'un transformateur d'alimentation relativement volumineux. La figure 2 illustre quelques exemples. Pour vérifier l'origine du rayonnement, plusieurs méthodes sont à retenir :

- Retirer l'amplificateur ou le préamplificateur du rack, en vérifiant au préalable si les câbles des liaisons sont assez longs. Orienter l'appareil dans plusieurs positions, ceci tout en écoutant le niveau de ronflement ; ce ronflement peut apparaître ou disparaître pour une disposition donnée, parfois précise au centimètre près.

- Si l'amplificateur de puissance (cas où il est séparé du préamplificateur) peut être coupé une fraction de seconde, sans « clic » important sur les enceintes et dans le cas où ses circuits d'alimentation peuvent encore travailler pendant un temps très court (grâce à la charge des condensateurs de filtrage) on peut couper très brièvement l'amplificateur de puissance, ce qui supprime le rayonnement magnétique du transformateur d'alimentation. Dans certains cas, ce test permet de vérifier immédiatement si l'amplificateur est bien la cause du ronflement. Quant à vérifier si le ronflement ne proviendrait pas de l'amplificateur lui-même (circuits d'alimentation mal redressés) il suffit, dans ce cas, de mettre les entrées de celui-ci en court-circuit (prises Cinch court-circuitées, introduites avant la mise en marche).

- Le ronflement peut provenir d'un rayonnement capté avant le préamplificateur : câble mal blindé (tresse de blindage aux mailles peu serrées, cas très courants sur les câbles blindés dits « à faible capacité parasite »), table de lecture, phonoelecteur. Déplacer provisoire-

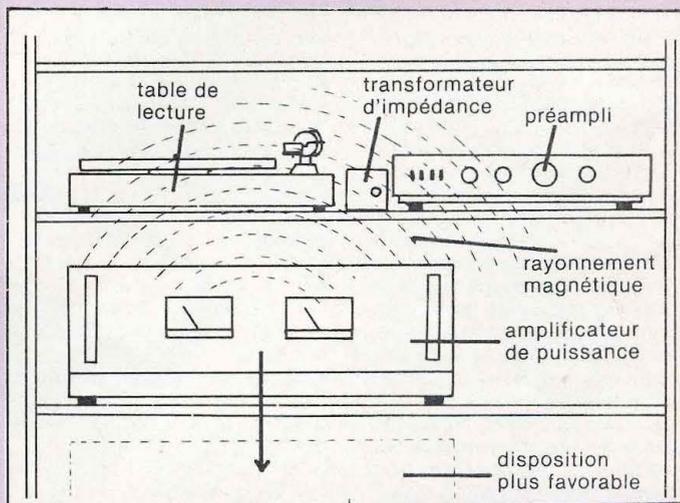


Fig. 2 : Cas d'un amplificateur mal disposé dans un rack (risque de rayonnement magnétique sur la table de lecture), le transformateur d'impédance est sur le préamplificateur.

Les causes principales des ronflements dans les installations haute-fidélité

ment la table de lecture permet déjà d'avoir un premier diagnostic. On peut éventuellement noter un « effet de main », ronflement augmentant lorsque l'on approche la main des câbles concernés. L'entrée phono débranchée ou en court-circuit doit permettre une vérification rapide. Noter que le moteur de la table de lecture, dès sa mise en marche, peut lui-même être responsable du rayonnement constaté. Le déplacement du bras de lecture vers le centre du plateau peut encore apporter une augmentation du ronflement, mettant en évidence un mauvais blindage de la cellule, ainsi qu'un rayon-

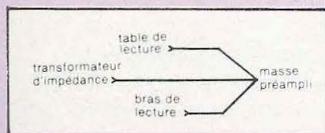


Fig. 3 : Connexions de masse au préamplificateur.

nement du moteur ou du transformateur d'alimentation utilisé dans la table de lecture. Il ne faut pas oublier les problèmes annexes de mise à la masse de différents éléments (figure 3), l'ordre de mise à la masse pouvant jouer sur le niveau de ronflement (problèmes de différence de potentiel, de bouclage de masse et de résistance de masse).

En revenant à la figure 1, il est certain que pour une même technologie EI, les champs de fuite varient notablement selon la construction, le genre de tôle employée et surtout selon la taille du transformateur. D'autres transformateurs sont de type anti-rayonnant, comme ceux décrits sur la figure 4. Le transformateur toroidal est par principe un modèle ne devant pas présenter de rayonnement magnétique. En réalité, on constate que certains d'entre eux, selon l'origine, mal conçus (bobinages inégalement répartis sur les 360° du tore) peuvent rayonner presque autant que des modèles EI courants. Dans des appareils mal conçus on est parfois obligé de déplacer

ou d'orienter le transformateur afin de rechercher la position procurant le minimum de bruit de fond. Insistons sur le fait que les blindages ne sont pas toujours d'une grande efficacité, surtout quand les châssis des appareils sont constitués de métaux ferreux (donc magnétiques).

LES RONFLEMENTS DUS AUX POTENTIELS DES CHÂSSIS

Bien que les transformateurs d'alimentation soient en général munis d'un blindage électrostatique, le branchement des divers maillons sur le secteur peut produire des différences notables de potentiel entre les châssis des appareils et la terre. Les câbles secteur munis de trois fils (jaune-vert = terre, marron = phase, bleu = neutre) ne posent pas de problème, dans presque tous les cas. Mais beaucoup d'autres appareils sont munis d'une prise-secteur sans terre ni repérage de phase. Un mauvais branchement du sens des prises secteur d'un ou de plusieurs maillons peut produire un niveau de ronflement anormalement élevé. Une prise de terre pour chaque maillon peut améliorer le résultat. Dans certains cas, le résultat est pire. La seule méthode permettant de s'affranchir de ces problèmes consiste à :

- débrancher les prises secteur de tous les maillons ;
- repérer sur les prises secteur la phase et le neutre (à l'aide d'un tournevis ou d'un contrôleur universel branché sur l'alternatif, un côté étant relié à la terre) ;
- débrancher les liaisons (signal) entre les maillons (afin d'isoler les châssis les uns des autres) ;
- brancher chaque maillon un par un. Rechercher la position de la prise secteur procurant la plus faible fuite électrostatique entre le châssis (ou masse des prises Cinch) et la terre. Dans le

mauvais sens, la tension mesurée peut se situer entre 30 V et plus de 100 V. Dans le bon sens, elle est proche de 0V. Dans certains cas, le sens n'intervient pas, la fuite étant soit nulle (aucun problème) soit égale à la moitié de la tension secteur (petit condensateur de valeur environ 0,01 μ F à insérer entre un des côtés du primaire du transformateur et la masse, ce qui va déterminer le sens de branchement, à respecter par la suite). Le bon branchement trouvé, il faut mettre des repères sur les prises secteur mâles et femelles correspondantes. On peut alors brancher et relier tous les appareils, une nouvelle vérification de la tension de fuite par rapport à la masse étant recommandée. On peut alors relier à la terre, si nécessaire, tous les maillons, ceci par des fils séparés se rejo-

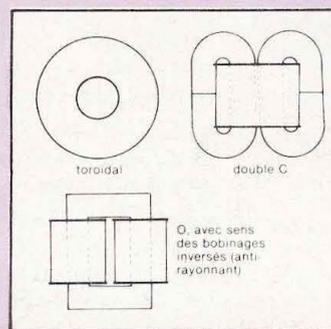


Fig. 4 : Transformateurs de type anti-rayonnant, à faibles fuites magnétiques.

gnant sur un point de terre commun. La prise de terre peut, le cas échéant être connectée à une conduite d'eau (tuyaux en plomb ou en cuivre).

Cette méthode évite la recherche fastidieuse du branchement correct de chaque prise secteur. Elle évite les influences des fuites se répercutant d'un maillon sur l'autre, d'un châssis sur l'autre.

Noter que dans certains cas le neutre n'existe pas sur certaines installations, lesquelles sont par contre pourvues d'une prise de terre, laquelle doit être obligatoirement reliée aux masses de tous les maillons.

LES RONFLEMENTS PROVENANT DES CIRCUITS D'ALIMENTATION

Ils se différencient de ceux cités plus haut par la forme et la fréquence de ce ronflement. S'il s'agit d'un résidu de ronflement après filtrage, la forme du signal est une succession de dents de scie, de fréquence 100 Hz (dû au redressement en double alternance), ce qui est vite déterminé à l'oscilloscope ou même à l'oreille (fréquence plus élevée, harmoniques de rang élevé). Le seul moyen d'y remédier est d'améliorer la qualité du filtrage. Ce qui n'est pas toujours facile dans le cas des appareils du commerce : circuits imprimés, manque de place. On peut éventuellement augmenter la valeur des condensateurs de filtrage (à condition que les ponts redresseurs, les fusibles supportent le courant transitoire de charge à la mise en marche). On peut aussi introduire une autre cellule de filtrage en Pi, ce qui procurera par contre une certaine chute de tension, fonction de la valeur de la résistance série.

LES RONFLEMENTS INDUITS MECANIQUEMENT

Ils sont plus rares et proviennent des vibrations parasites du transformateur d'alimentation se répercutant sur un élément à effet microphonique. Le traitement à faire dans ce cas est de type mécano-acoustique.

Quant au ronflement dû à l'effet capacitif, il concerne le câblage, le passage de câbles secteur à proximité d'autres transportant des signaux audio de faible amplitude ou encore mal blindés. Ces problèmes peuvent se résoudre facilement dans la majorité des cas.

Jean Hiraga

LE HAUT-PARLEUR (4^{ème} PARTIE)

Après avoir étudié le fonctionnement du haut-parleur électrodynamique ainsi que les paramètres électro-mécano-acoustiques, nous nous penchons sur l'optimisation des enceintes close et bass-reflex. Si le paramétrage d'un haut-parleur nécessite des appareils de mesure, l'optimisation d'une enceinte ne fait appel qu'aux calculs. Ces calculs pourront être simplifiés par l'emploi d'une calculatrice, d'une calculatrice à programmes, ou mieux par un ordinateur. Ils pourront être accompagnés d'une représentation graphique des courbes de réponse amplitude/fréquence et de déplacement du cône en fonction de la fréquence si l'ordinateur utilisé possède un graphique haute-résolution.

Cette méthode permet d'obtenir une idée très précise des caractéristiques d'une enceinte entre 0 et 200 Hz en fonction des paramètres du haut-parleur de grave.

C'est en 1961 qu'un certain M.A.N. Thiele allait établir les nouvelles bases de calcul des enceintes. Au mois de mars de cette année, M. Thiele allait présenter une manière d'aborder le calcul des enceintes bass-reflex avec précision à la convention Radio et Electronique de Sidney. Cinq mois plus tard, cette conférence allait être publiée dans le journal IRE d'Australie. Dix années allaient se passer dans le plus grand silence jusqu'au mois de mai 1971 où l'Audio Engineering Society publiait un article dans sa revue reprenant la conférence de 1961. Dès lors, les travaux étaient connus de tous. En décembre 1972, M. Smale décrivait, dans cette même revue, une étude complète sur le calcul des enceintes closes. Ces recherches seront approfondies au fil des années, et de nos jours il est assez fréquent de voir publier des mémoires sur différents types de charges acoustiques reprenant la philosophie Thiele. A ce sujet, les lecteurs intéressés par de telles techniques pourront consulter le livre « l'Optimisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques », (Editions Fréquences).

Il est possible de déterminer avec une grande précision :

- le volume de l'enceinte ;
- la courbe de réponse de 0 à 200 Hz ;
- la fréquence de coupure dans les basses à -3 dB ;
- la fréquence de résonance de l'enceinte ;
- le débattement du cône ;
- la puissance acoustique linéaire ;
- la puissance électrique linéaire.

LES ENCEINTES

Les haut-parleurs émettent généralement sur chacune des faces de leurs membranes une onde acoustique. Dès que la longueur d'onde acoustique sera grande par rapport aux dimensions du transducteur, il y aura court-circuit acoustique. Ce phénomène produit une chute de niveau très importante dans les basses fréquences.

Afin d'atténuer ou de supprimer le court-circuit acoustique, on augmente la distance séparant les deux faces de la membrane par un baffle plan ou replié. Une autre solution consiste à isoler l'onde arrière générée par le transducteur par une enceinte acoustique. Cette dernière est beaucoup plus intéressante, car elle autorise un encombrement beaucoup plus réduit. Toutefois, quelques audiophiles ont préféré revenir à ce mode de fonctionnement qui remonte au début du siècle avec la naissance du haut-parleur.

Les avantages du baffle :

- absence de son de boîte ;

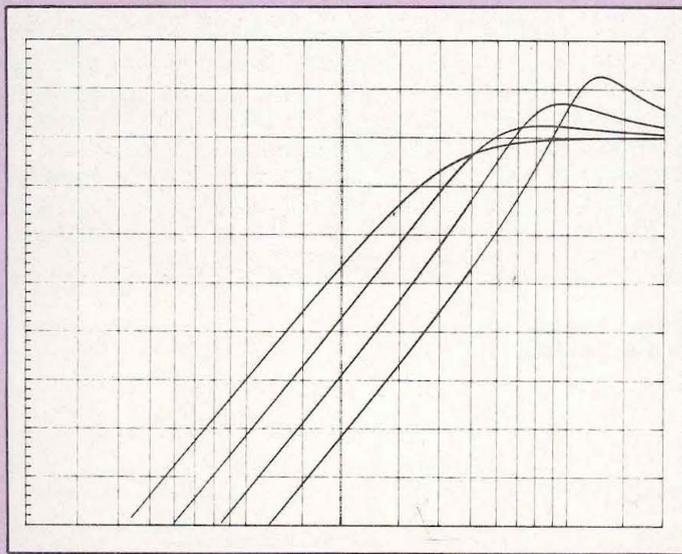


Fig. I : Représentation des courbes de réponse en fonction du coefficient de surtension QTC pour une enceinte close de 2 Hz à 200 Hz, échelle 50 dB.

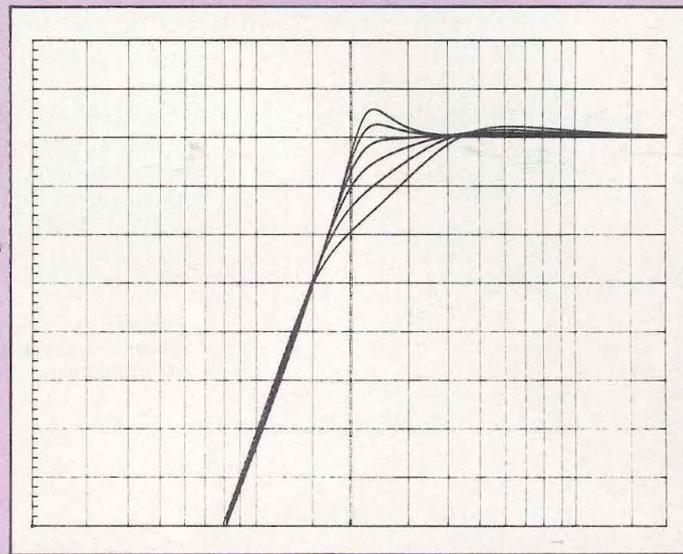


Fig. II : Représentation des courbes de réponse en fonction du coefficient de surtension S pour une enceinte bass-reflex de 2 Hz à 200 Hz, échelle 50 dB.

- le haut-parleur fonctionne plus librement.

Les inconvénients du baffle :

- le haut-parleur n'est pas amorti ;
- sensibilité de la membrane aux variations de pressions dans le local ;

- distorsion importante dès que le niveau augmente.

L'emploi des enceintes closes et bass-reflex permet d'utiliser tous les types de haut-parleurs, en effet grâce aux caractéristiques de chacune de ces charges, il est possible d'employer des transducteurs ayant des paramètres électro-mécano-acoustiques très différents.

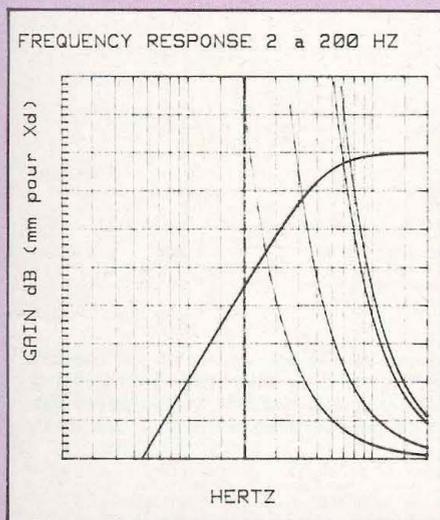


Fig. III : Représentation de la courbe de réponse d'une enceinte close pour un coefficient QTC = 0,71, noter les quatre courbes de déplacement du cône (Xd) pour : 1, 10, 100 et 150 W.

L'ENCEINTE CLOSE

Afin d'éviter tout court-circuit entre les deux faces de la membrane, il suffit de placer le haut-parleur sur une enceinte parfaitement étanche, l'onde arrière sera amortie par des matériaux acoustiques (laine de verre).

Il est possible pour une enceinte de déterminer son coefficient de surtension Q_{TC} ; celui-ci dépend des paramètres du transducteur choisi, ainsi que de l'ébénisterie par laquelle il sera chargé. Calcul de la fréquence de résonance de l'enceinte close : F_c

$$F_c = \frac{Q_{TC} \times FR}{Q_{TS}}$$

Calcul de la fréquence de coupure à -3 dB : F_3

$$F_3 = F_c \times \sqrt{\frac{A + \sqrt{A^2 + 4}}{2}}$$

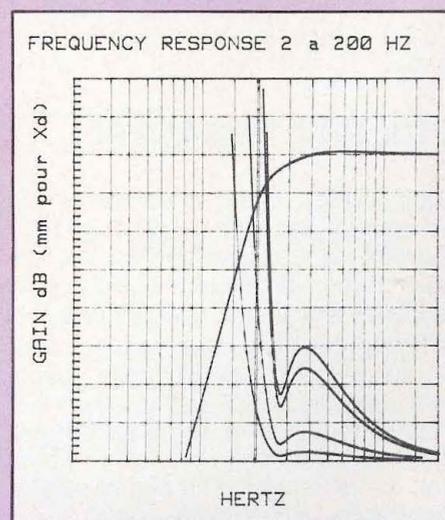


Fig. IV : Représentation de la courbe de réponse d'une enceinte bass-reflex pour un coefficient S = 5,7, noter les quatre courbes de déplacement du cône (Xd) pour : 1, 10, 100, 150 W.

LE HAUT-PARLEUR (4^{ème} PARTIE)

$$A = \frac{1}{Q_{TC}^2} - 2$$

Calcul du volume de l'enceinte : VB

$$\frac{F_C}{F_R} = \sqrt{(\alpha + 1)}$$

$$\alpha = \left(\frac{F_C}{F_R}\right)^2 - 1$$

$$V_{AB} = \frac{V_{AS}}{\alpha}$$

1/ $V_B = V_{AB} \rightarrow$ enceinte non amortie
 2/ $V_B = V_{AB}/1,2 \rightarrow$ enceinte amortie (laine de verre).

F_C = fréquence de résonance de l'enceinte.

F_3 = fréquence de coupure de l'enceinte à -3 dB.

F_R = fréquence de résonance du haut-parleur.

Q_{TC} = coefficient de surtension de l'enceinte à la fréquence de résonance.

$$Q_{TC} = 0,71 - 1 - 1,4 - 2$$

Q_{TS} = coefficient de surtension du haut-parleur.

V_{AS} = volume d'air équivalent à l'élasticité de la suspension du haut-parleur.

L'ENCEINTE BASS-REFLEX

Dans le cas d'une enceinte close, l'émission acoustique produite par l'arrière de la membrane est perdue sous forme de chaleur à travers le matériau absorbant. L'enceinte bass-reflex a pour but de récupérer une partie de cette énergie. Une ouverture appelée évent est réalisée sur l'ébénisterie. La masse d'air qui est dans cet évent va être mise en vibration par le volume d'air compris dans l'enceinte. Nous avons donc deux masses : le haut-parleur (équipement mobile), et l'air compris dans l'évent séparé par une troisième, le volume d'air compris dans l'enceinte. Cette dernière va faire office de ressort. A

très basse fréquence, le système sera en opposition de phase, puis va devenir en phase à la résonance pour redescendre en opposition de phase (en montant en fréquence). Grâce à ce phénomène, la pression acoustique pourra augmenter et l'enceinte aura généralement une octave de

plus dans les graves. Il sera possible, en faisant varier le volume de l'enceinte ainsi que les dimensions de l'évent, d'optimiser les caractéristiques du système.

Il est possible pour une enceinte bass-reflex de déterminer son coefficient de surtension S. Celui-ci

Tableau I : Paramètres électro-mécano-acoustiques du 31C, calculés par ordinateur.

31 C	
FREQUENCE DE RESONANCE	= 32.5906428289 HZ
RCC	= 7.3 DHMS
OM	= 2.8608258342
OE	= 2.625854612
OTS	= 2.524724308769
MMS	= .047359796067 Eq
CMS	= .000503552302598 mm
RMS	= 3.38993384243 n
DIAMETRE ACTIF	= .25 m
SURFACE ACTIVE	= .0490873852123 m ²
MAS	= 19.6548632354 Eqm ⁴
CAS	= 1.21334522019E-6 m ⁵ n
VAS	= .17041312283 m ³
FACTEUR DE FORCE (BL)	= 10.4963255418 tm
FACTEUR D ACCELERATION	= 221.629449733
CES	= .000429868121946 FARAD
RES	= 32.5 DHMS
LES	= .0554777922404 HENRY
RENDEMENT	= .00881296718467 O/O
EFFICACITE	= 91.3220879634 dB

OTC= 1	
FREQUENCE DE COUPURE A -3dB	= 44.046953882 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE DE LA BOITE	= 43.6923076923 HZ
VOLUME DE LA BOITE	= .196696619598 m ³ (enceinte non amortie acoustiquement)
VOLUME DE LA BOITE	= .163913849665 m ³ (enceinte amortie acoustiquement)
OTC= 1.4	
FREQUENCE DE COUPURE A -3dB	= 89.9597963216 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE DE LA BOITE	= 61.5384615385 HZ
VOLUME DE LA BOITE	= .0630943859649 m ³ (enceinte non amortie acoustiquement)
VOLUME DE LA BOITE	= .0525036549708 m ³ (enceinte amortie acoustiquement)
OTC= 1.4	
FREQUENCE DE COUPURE A -3dB	= 142.525163971 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE DE LA BOITE	= 86.1538461538 HZ
VOLUME DE LA BOITE	= .0272064393939 m ³ (enceinte non amortie acoustiquement)
VOLUME DE LA BOITE	= .0226720328283 m ³ (enceinte amortie acoustiquement)
OTC= 2	
FREQUENCE DE COUPURE A -3dB	= 215.955927183 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE DE LA BOITE	= 123.076923077 HZ
VOLUME DE LA BOITE	= .0123251823252 m ³ (enceinte non amortie acoustiquement)
VOLUME DE LA BOITE	= .010270985271 m ³ (enceinte amortie acoustiquement)

Tableau II : Valeurs de la fréquence de coupure, de la fréquence de résonance de la boîte, et des volumes pour les quatre coefficients de surtension (QTC) d'une enceinte close, calculées par ordinateur en fonction des paramètres du 31C.

S-----	= 16
VOLUME DE LA BOITE	= .793152 m ³
COUPURE F-3dB	= 14.8148148148 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 23.1111111111 HZ
S-----	= 11.3
VOLUME DE LA BOITE	= .5601636 m ³
COUPURE F-3dB	= 17.6285664388 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 23.1111111111 HZ
S-----	= 8
VOLUME DE LA BOITE	= .396576 m ³
COUPURE F-3dB	= 20.9513120352 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 23.1111111111 HZ
S-----	= 5.7
VOLUME DE LA BOITE	= .2825604 m ³
COUPURE F-3dB	= 24.8209723432 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 23.1111111111 HZ
S-----	= 4
VOLUME DE LA BOITE	= .198288 m ³
COUPURE F-3dB	= 29.6296296296 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 23.1111111111 HZ
S-----	= 2.8
VOLUME DE LA BOITE	= .1388016 m ³
COUPURE F-3dB	= 35.4141810173 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 23.1111111111 HZ
S-----	= 2
VOLUME DE LA BOITE	= .099144 m ³
COUPURE F-3dB	= 41.9026240703 HZ
FREQUENCE DE RESONANCE	= 23.1111111111 HZ
PRINTER (1) / SUITE DU PROGRAMME (2)	

Tableau III : Valeurs du volume de la boîte, de la fréquence de coupure et de la fréquence de résonance pour les sept coefficients de surtension (S) d'une enceinte bass-reflex, calculées par ordinateur en fonction des paramètres du 31C.

S= 16

DIAMETRE EVENT~~~~~=.05 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0120370972111 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.075 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.00852191571882 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.1 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.00134908583867 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.15 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0401585491493 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.2 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.104391292721 m

S= 11.3

DIAMETRE EVENT~~~~~=.05 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.00674995485596 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.075 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.00337415458023 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.1 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0224976552592 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.15 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0877428303455 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.2 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.188985570403 m

S= 8

DIAMETRE EVENT~~~~~=.05 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.000674542919333 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.075 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0200792745746 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.1 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0521956463604 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.15 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.154563310323 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.2 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.307777534808 m

S= 5.7

DIAMETRE EVENT~~~~~=.05 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0109330595158 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.075 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0431609369167 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.1 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0932297127463 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.15 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.246889959692 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.2 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.471913800351 m

S= 4

DIAMETRE EVENT~~~~~=.05 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0260978231802 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.075 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0772816551616 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.1 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.153888767404 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.15 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.383372832671 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.2 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.714550018981 m

S= 2.8

DIAMETRE EVENT~~~~~=.05 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0478892062609 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.075 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.126312267093 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.1 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.241054299727 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.15 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.579495280398 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.2 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=1.06321214827 m

S= 2

DIAMETRE EVENT~~~~~=.05 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.0769443837019 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.075 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.191686416335 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.1 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.357275009491 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.15 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=.840991877366 m

DIAMETRE EVENT~~~~~=.2 m
 LONGUEUR EVENT~~~~~=1.52809498733 m

Tableau IV : Cotes des cinq événements possibles en fonction des sept coefficients de surtension (S) d'une enceinte bass-reflex calculées par ordinateur en fonction des paramètres du 31C. (Noter qu'il existe des solutions impossibles physiquement).

LE HAUT-PARLEUR (4^{ème} PARTIE)

dépend des paramètres du transducteur choisi ainsi que de l'ébénisterie par laquelle il sera chargé.
Calcul de la fréquence de résonance de coupure : F3

$$F3 = \sqrt{\frac{V_{AS} F_R^2}{V_B}}$$

Calcul du volume de l'enceinte : V_B

$$V_B = S \times V_{AS} \times Q_{TS}^2$$

Calcul de l'évent :

soit la complianc de la boîte (complianc de l'air dans la boîte) : C_{AB}

$$C_{AB} = \frac{V_B}{\varphi_0 \times C^2} = \frac{V_B}{140449}$$

Soit la masse acoustique de l'évent : MAP

$$MAP = \frac{1}{4 \pi^2 FB^2 C_{AB}}$$

$$FB = \frac{F3}{\alpha^{0,31}}$$

$$\alpha = \frac{V_{AS}}{V_B}$$

La longueur est égale à :

$$L = \frac{MAP \times S_v}{1,18}$$

S_v = surface de l'évent.

S = coefficient de surtension de l'enceinte à la fréquence de résonance.

FB = fréquence de résonance de l'enceinte.

C_{AB} = complianc de l'air compris dans le coffret.

MAP = masse acoustique de l'évent.

L = longueur théorique de l'évent.

φ₀ = densité de l'air.

c = célérité du son.

Il convient d'effectuer une correction d'extrémité à la longueur de l'évent. En effet la colonne d'air qui est mise en mouvement dans l'évent entraîne au voisinage de ses extrémités des molécules d'air. Ceci provoque une augmentation de la masse acoustique de l'évent. Il convient de réduire la longueur théorique et d'apporter

une correction.

Correcteur d'extrémité L_v :

Évent bafflé à l'une de ses extrémités :

$$L_v = 0,82 \sqrt{S_v}$$

Event bafflé aux deux extrémités :

$$L_v = 0,95 \sqrt{S_v}$$

Longueur réelle : LR

$$LR = L - L_v$$

Nota. S : coefficient de surtension de l'enceinte bass-reflex = 16 - 11,3 - 8 - 5,7 - 4 - 2,8 - 2.

Afin de mieux saisir le sens de ces calculs, nous avons porté dans le tableau 1 les paramètres d'un 31C Siare que nous avons mesuré. Grâce à un ordinateur, nous avons pu calculer très rapidement les solutions pour le 31C en charge close et bass-reflex.

De plus, nous avons représenté la forme des courbes de réponse pour les différents coefficients de surtension Q_{TC} et S. Sur les figures 3 et 4 nous avons simulé la courbe amplitude/fréquence ainsi que la courbe de déplacement du cône pour les valeurs optimales de Q_{TC} et S (soit Q_{TC} = 0,71 et S = 5,7).

Charles-Henry Delaleu

PRIX D'OUVERTURE APRES TRAVAUX

**MATERIELS
ELECTRONIQUES**

COMPOSANTS

MESURES

ALARMES

KITS

**ATELIER
D'ENTRETIEN**

A TOUT POUR LA RADIO ELECTRONIQUE

66, cours Lafayette 69003 LYON - Tél. (7) 860.26.23

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

Les deux précédents articles de Led nous ont permis d'étudier le principe des ports d'entrées-sorties parallèles. De façon naturelle un microprocesseur dialogue de façon parallèle, un port parallèle est donc uniquement un « composant matériel » qui, dans sa forme, ne nécessite qu'une simple instruction Assembleur ou Basic pour fonctionner (IN ou OUT). Il n'en est pas de même avec un interface série qui, lui, a besoin d'un logiciel pour opérer. En général, ce programme de commande est stocké en mémoire et fait partie intégrante du moniteur. Enfin comme pour les ports parallèles, nous verrons qu'il existe des circuits spécialisés qui effectuent sous le contrôle du programme la transformation parallèle série et réciproquement.

FORMAT D'UN TRANSFERT ASYNCRHONE

Le format d'un transfert de données série asynchrone est illustré à la figure 1, il consiste en un « paquet » de 10 ou 11 bits. Deux ou trois bits servent au protocole d'échange (bits de départ et de fin) et huit bits sont réservés à l'information à transmettre. Une exception doit être faite lorsque les données sont codées sous forme ASCII, en effet ce codage utilise uniquement 7 bits (7 bits permettent de coder 128 caractères). Le huitième bit peut être alors utilisé comme bit de parité. Le bit de parité est un bit supplémentaire qui permet de vérifier que les données transmises ne contiennent pas d'erreur. La parité fonctionne de la manière suivante : le nombre de « 1 » contenu dans le mot de 7 bits est comptabilisé. Si ce nombre est impair le bit de parité sera égal à « 0 », si ce nombre est pair, le bit de parité vaudra « 1 » (exemple de parité impaire, nous aurions pu définir un standard

inverse, nous aurions eu alors une parité paire). Le bit de départ ou start bit informe le récepteur qu'il peut commencer à assembler le mot reçu et permet donc au récepteur de se synchroniser sur l'émetteur. Les bits d'arrêt ou stop bits présents à la fin du mot remettent en phase l'émetteur et le récepteur. En effet, ces deux éléments ne possèdent pas une horloge commune, il peut donc exister entre les deux oscillateurs un léger décalage qui est compensé grâce aux bits supplémentaires que l'on introduit à la fin de chaque mot transmis. Parmi les exemples de liaisons série asynchrones, on peut citer l'interfaçage d'un télétype, d'une imprimante ou d'un écran de visualisation avec son clavier.

Une liaison entre un microprocesseur et un périphérique peut s'effectuer de deux façons :

sous forme parallèle ou sous forme série. Dans le mode parallèle, le mot entier (8 bits ou 16 bits) est transmis en une seule fois alors que dans une liaison série le même mot est divisé en bits successifs, chacun de ces bits étant transmis séquentiellement sur une certaine période de temps. A l'aide d'exemples concrets, nous allons étudier, ce mois-ci et dans le prochain numéro, différents interfaces série .

inverse, nous aurions eu alors une parité paire). Le bit de départ ou start bit informe le récepteur qu'il peut commencer à assembler le mot reçu et permet donc au récepteur de se synchroniser sur l'émetteur. Les bits d'arrêt ou stop bits présents à la fin du mot remettent en phase l'émetteur et le récepteur. En effet, ces deux éléments ne possèdent pas une horloge commune, il peut donc exister entre les deux oscillateurs un léger décalage qui est compensé grâce aux bits supplémentaires que l'on introduit à la fin de chaque mot transmis. Parmi les exemples de liaisons série asynchrones, on peut citer l'interfaçage d'un télétype, d'une imprimante ou d'un écran de visualisation avec son clavier.



Fig. 1 : Format de transfert d'une liaison série asynchrone.

LIAISON SYNCHRONE

Le principal inconvénient d'une liaison asynchrone est son faible rendement (11 bits nécessaires pour 8 bits utiles). Dans le cas de liaisons très rapides, les protocoles d'échanges doivent pouvoir être simplifiés et les données transmises par bloc. Une liaison synchrone, au lieu d'ajouter des bits de contrôle à la fin de chaque caractère, regroupe les caractères en blocs et transmet chaque bloc accompagné d'un certain nombre de bits de synchronisation. Pour pouvoir assembler les caractères reçus, l'horloge du récepteur doit être parfaitement asservie sur celle de l'émetteur. En général, cet asservissement est réalisé en récupérant l'information de rythme à partir du mot transmis. Cette récupération impose certaines contraintes sur le code numérique employé, le principal exemple de liaison synchrone dans un petit système est constitué par la liaison d'un floppy disque et de son contrôleur réalisé à partir d'un code MFM.

VITESSE DE TRANSMISSION

La vitesse de transmission d'une liaison série est définie comme le nombre de bits émis par seconde. Une autre désignation couramment employée pour cette grandeur est le baud. Les principales vitesses utilisées sont données dans le tableau de la figure 2. A titre d'exemple, un télétype permet des vitesses de 110 à 300 bauds alors qu'un écran de visualisation muni de son clavier peut dialoguer jusqu'à des débits de 9 600 bauds.

Fig. 2 : Principales vitesses de transmission série (bauds).

110
300
600
1200
4800
9600
19200

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

Tous les points définis jusqu'à présent concernent les opérations de contrôle et de vitesse d'une liaison série. Nous allons voir maintenant qu'il existe des standards concernant la forme des données transmises.

BOUCLE DE COURANT 20 mA

La boucle de courant 20 mA est un ancien standard utilisé avec les télétypes ou TTY, dans ce type de codage les informations binaires « 1 » et « 0 » sont traduites par la présence ou l'absence d'un courant de 20 mA. La figure 3 présente un schéma d'interface très simple, il utilise un transistor PNP.

L'inconvénient de ce type de montage est l'apparition d'un décalage de niveaux entre les signaux d'émission et de réception lorsque la longueur de transmission est trop importante.

Un moyen simple d'éviter ces perturbations est d'utiliser un optocoupleur entre l'émetteur et le récepteur. Grâce à cet interface, on réalise une isolation galvanique entre les deux composants reliés. Un moyen plus sophistiqué, bien sûr, aurait été d'utiliser une fibre optique (on y arrive !). La figure 4 donne un exemple de réalisation utilisant des photocoupleurs Motorola. Les différents paramètres d'un photocoupleur sont I_F courant circulant dans la diode d'émission, et I_C courant disponible dans le transistor de sortie.

Connaissant $I_C = 20$ mA, on en déduit, grâce aux courbes de transfert $I_F = 4$ mA. Il ne reste plus qu'à déterminer

$$R_{in} = \frac{V_{CC} - V_F - V_{OL}}{I_F}$$

(V_F tension aux bornes de la diode d'émission, $V_F = 1,1$ V, V_{OL} tension du 7405 à l'état bas), on en déduit donc

$$R_{in} = 775 \Omega.$$

STANDARD RS232C

Le standard RS232 est le plus connu

Fig. 3 : Interface boucle de courant 20 mA.

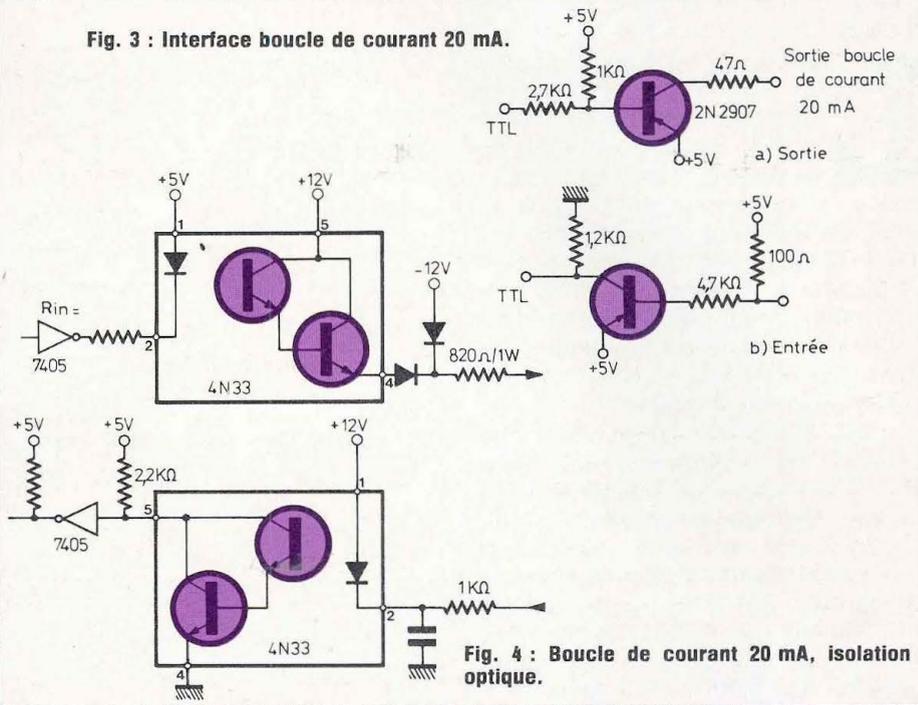


Fig. 4 : Boucle de courant 20 mA, isolation optique.

et le plus utilisé des standards série. Défini par l'E.I.A. (Electronic Industry Association), les spécifications de ce standard sont : un niveau logique « 1 » (ou mark) constitué d'une tension inférieure à -3 V, un niveau logique « 0 » (space) d'une tension supérieure à $+3$ V. En général, les tensions utilisées sont le $+12$ V et le -12 V pour les niveaux « 0 » et « 1 ». On devine qu'avec de tels niveaux, une liaison RS232 possède une plus grande immunité aux bruits. On peut donc éviter l'utilisation de photocoupleurs. Par contre l'interface doit réaliser le décalage de niveaux. La figure 5 donne le brochage de deux circuits spécialisés, le MC1488 et le MC1489 qui réalisent respectivement l'interface TTL-RS232C et RS232C-TTL.

MODEM

Pour les liaisons série courte distance, sur un même site, on utilise en général comme support de transmission une paire de fils torsadés. Lors-

que la distance augmente et que les liaisons deviennent intersites, on utilise alors le téléphone. Bien sûr, pour pouvoir dialoguer « le langage microprocesseur » doit être adapté aux caractéristiques d'une liaison téléphonique ; c'est le rôle du MODEM. Le mot MODEM est en fait la contraction des deux mots : modulateur et démodulateur. Un modem convertit les signaux numériques issus du microprocesseur en signaux analogiques compatibles avec une liaison téléphonique. Les modems basse vitesse utilisent une technique de codage par décalage de fréquence (FSK Frequency Shift Keying). A chaque élément binaire « 1 » ou « 0 » correspond une fréquence ou tonalité différente. Les données sont alors envoyées par le modem en transmettant alternativement les deux tonalités. Il est bien évident que la quantité d'informations que l'on peut envoyer avec cette technique est limitée par la bande passante d'une ligne téléphonique (300 Hz, 3 kHz), sachant

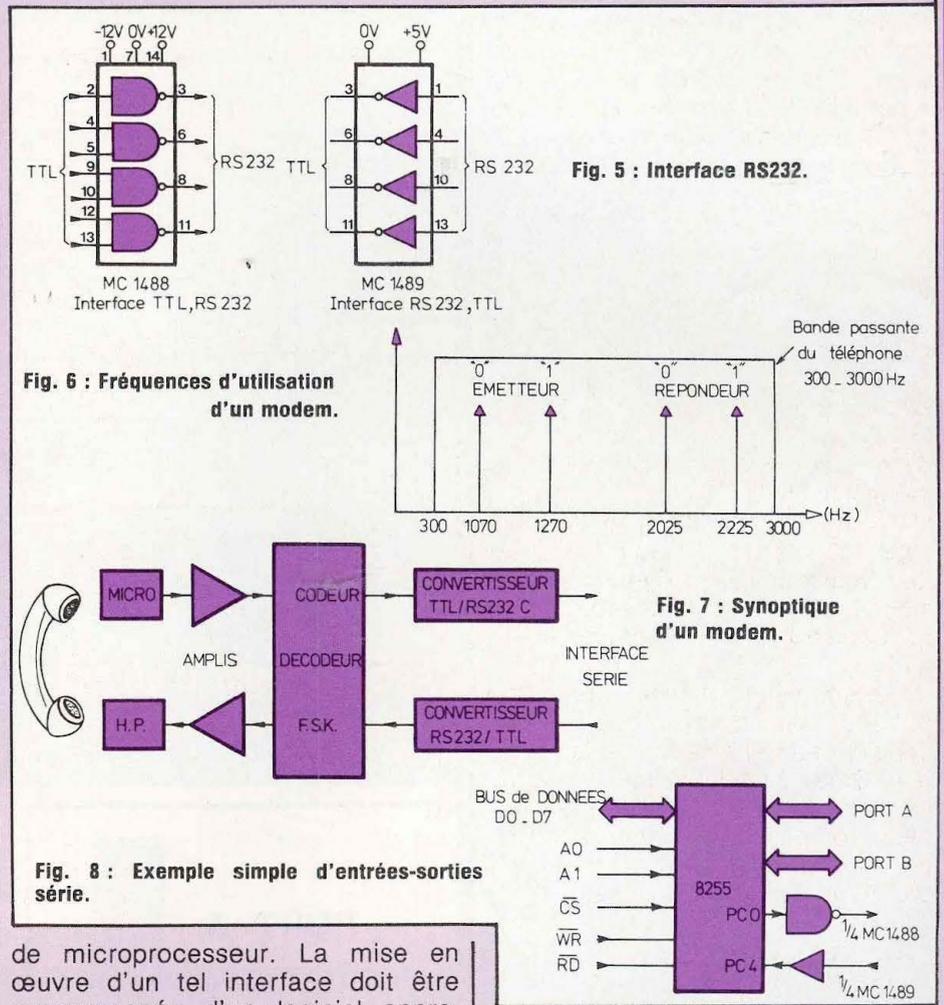
que pour qu'un bit transmis soit reconnu, il doit être au moins constitué d'un certain nombre de périodes. Enfin, dernière considération, une liaison par modem doit pouvoir être bidirectionnelle, c'est-à-dire que les informations doivent pouvoir circuler dans les deux sens... sans conflit. L'utilisation de deux jeux de fréquences différentes élimine ce problème de diaphonie. La figure 6 présente les fréquences allouées à chaque élément binaire. Rappelons que celles-ci doivent être contenues dans la bande passante de téléphone.

Le couple de fréquences (1 070 Hz, 1 270 Hz) est réservé au mode émetteur, c'est-à-dire au modem qui est l'initiateur du dialogue alors que le couple (2 025 Hz, 2 225 Hz) est utilisé par le modem en mode répondeur.

La figure 7 présente un synoptique d'un modem usuel, le cœur de ce circuit est constitué par le codeur décodeur FSK. A l'heure actuelle il existe des circuits intégrés qui effectuent ces fonctions, en général ils sont constitués de filtre passe-bande et de circuits PLL. A titre d'exemple, on peut citer le MC 6860 de chez Motorola ou encore le TMS99532 de chez Texas. Pour les amateurs de logiciel, sachez qu'aux Etats-Unis de nombreux possesseurs de microordinateurs utilisent un modem afin de s'échanger leurs programmes.

UN EXEMPLE D'ENTREES-SORTIES SERIE

Une façon simple de réaliser une interface série est d'utiliser une entrée et une sortie d'un port parallèle du type de celui étudié le mois dernier (Intel 8255). La figure 8 montre un exemple de montage où la ligne PC0 est utilisée comme sortie et la ligne PC4 comme entrée, dans cet exemple le standard choisi est le RS232C. Ce type de schéma est couramment employé sur les petits systèmes, un exemple typique est donné par l'interface d'une minicassette avec un bus



de microprocesseur. La mise en œuvre d'un tel interface doit être accompagnée d'un logiciel approprié. En particulier l'envoi en séquence des différents bits (données et protocole) ainsi que le débit de la transmission doivent être gérés par programme. En ce qui concerne l'envoi des bits de données, certaines instructions Assembleur (décalage ou rotation) facilitent la tâche. Quant au débit il doit être « réglé » à partir de sous-programmes retard qui règlent le temps écoulé entre chaque bit : par exemple une liaison 110 bandes doit avoir un temps bit de l'ordre de 0,09 ms. Comme on l'a vu précédemment, l'utilisation d'une liaison asynchrone laisse une certaine marge au programmeur, il ne faut

donc pas chercher à atteindre une précision de la microseconde. Dès à présent, on peut deviner les inconvénients d'un tel montage : sa rigidité d'abord, pour chaque débit un nouveau programme devra être écrit, enfin cet interface série ne permettra pas d'atteindre des débits très élevés (inférieurs à 600 bauds).

Cette première partie nous a permis de voir les principes généraux d'une entrée-sortie série. Dès le mois prochain nous décrivons en détail un circuit spécialisé, le AY-5-1013, circuit entièrement programmable et qui permet d'effectuer des liaisons série jusqu'à 19 200 bauds. **P. Faugeras**

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE ET L'AMATEUR

Le principal rôle du PIO est de réaliser l'interfaçage entre le microprocesseur et l'environnement. Par exemple pour visualiser (figure 1) un caractère hexadécimal sur un afficheur led, sept segments, le CPU dépose dans le registre A (registre de sortie du PIO) la donnée (un quartet). Ce registre joue le rôle de mémoire tampon. Le CPU peut continuer sa tâche, et notamment le bus de données est disponible, tandis que le caractère est maintenu affiché. Le registre A est dit être « en mode Sortie ».

Par contre nous nous apercevons sur le deuxième registre B que les sorties sont reliées à quatre interrupteurs. Celui-ci est « en mode Entrée ». La donnée est stockée dans le registre B, le CPU viendra saisir cette donnée qui sera véhiculée par le bus de données, mais uniquement le temps de la lecture. Une fois encore c'est le registre du circuit périphérique qui mémorise la donnée. L'unité centrale sera avertie (demande d'interruption) de la disponibilité de l'information, mais peut ne venir la saisir qu'ultérieurement parce qu'elle effectue une tâche plus importante. La décision est élaborée au niveau du programme bien entendu.

A titre d'entraînement, vous pourriez très bien réaliser un programme qui permette de lire le code indiqué par les quatre interrupteurs (a, b, c et d) et le transcrire dans le registre A pour le visualiser sur un afficheur sept segments à l'aide d'un décodeur.

La figure 2 présente une configuration comportant un circuit périphérique Z80-PIO, une ROM et une RAM. Le lecteur notera que le transfert des données (1 octet) entre tous ces divers circuits s'effectue toujours par le seul canal du « bus de données », (1 octet).

Chaque port (A ou B) peut être indépendamment positionné soit en

Les circuits périphériques sont des composants complexes. Bien souvent programmables, spécialisés pour réaliser une fonction donnée (parfois plusieurs). Leur principal avantage est de « libérer » le microprocesseur central de tâches secondaires qui sinon, le satureraient et le rendraient moins performant. Après l'examen du CTC, nous présentons le PIO-Z80 (Parallel Input/Output).

« mode Entrée » soit en « mode Sortie » ou encore en « mode Bidirectionnel ».

L'ARCHITECTURE D'UN PIO

L'architecture du PIO-Z80 est présentée par la figure 3. Sur la partie

droite, se trouvent les deux registres tampon port A et port B, dont la capacité est de 1 octet. Deux signaux de contrôle, par port (RDY et STB) permettent d'assurer une bonne synchronisation des échanges entre le microprocesseur et l'environnement.

Compte tenu des signaux d'échange nécessaires dans le cas du mode « Bidirectionnel », seul le port A peut fonctionner dans cette configuration. Comme le montre la figure 2, la sélection d'un port s'effectue à l'aide d'un seul fil d'adresse qui arrive sur l'entrée « Sélection port B/A », broche n° 6, de la manière suivante :

- un niveau bas (0 logique) sélectionne le port A ;
- un niveau haut (0 logique) sélectionne le port B.

Ainsi dans le cas du MPF-1, les adresses respectives sont 80 et 81, (l'entrée Chip Select est validée par le fil d'adresse A7, d'où la présence du « 8 » dans l'adresse).

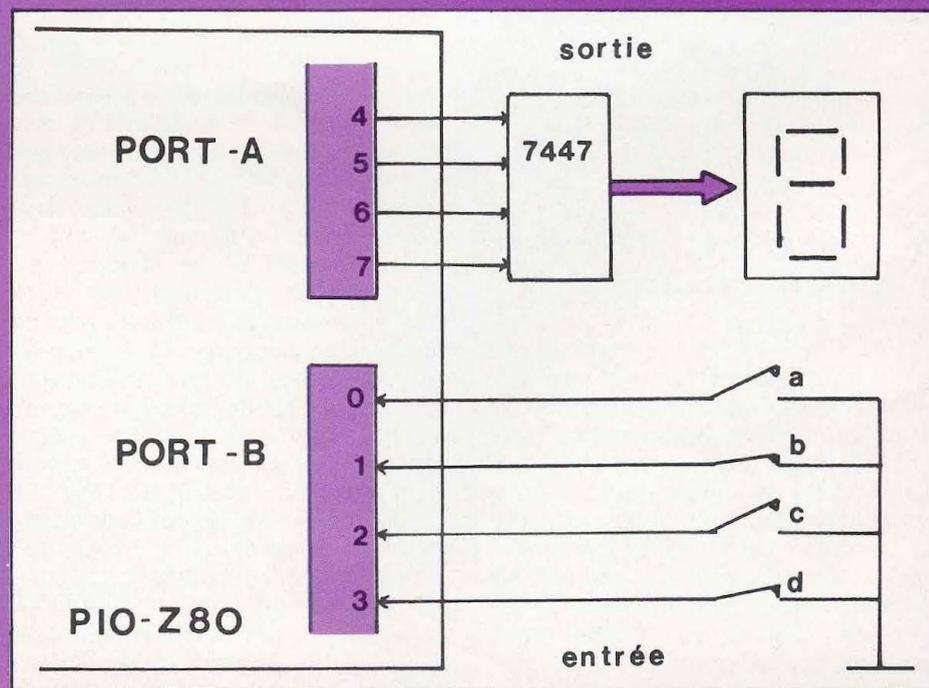


Fig. 1 : Interfaces Sortie et Entrée.

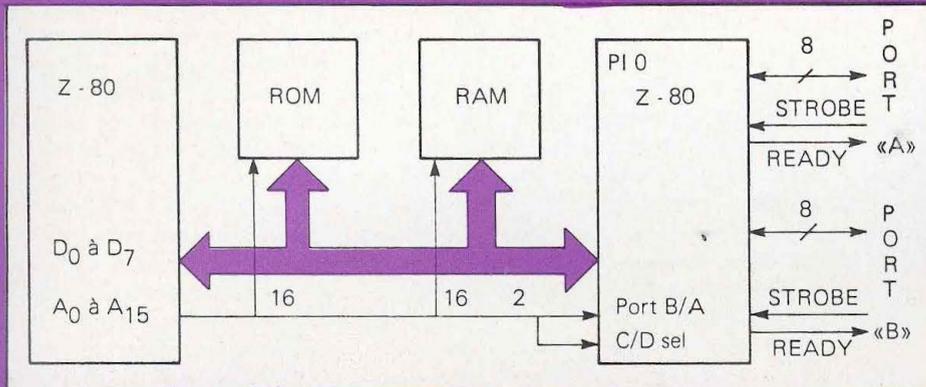


Fig. 2 : Configuration avec un PIO.

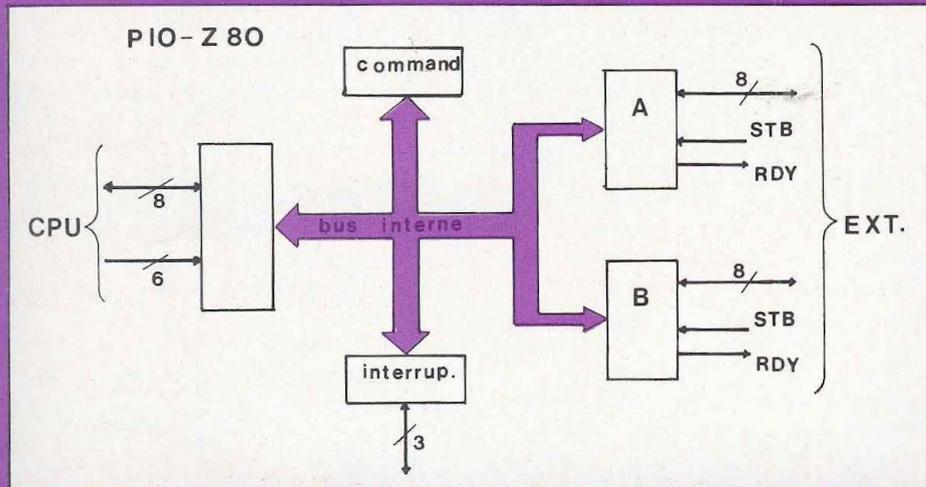


Fig. 3 : Architecture du PIO-Z80.

PROGRAMMATION DU PIO

La première étape à réaliser dans l'emploi d'un PIO est l'initialisation : c'est-à-dire déterminer pour chaque port le mode de fonctionnement. Pour cela, un registre de commande est associé à chaque port, et l'utilisateur doit le charger avec le mot de commande adéquat.

La sélection des registres de commande s'effectue comme pour les registres de sortie, mais l'entrée notée C/D est au niveau 1 dans ce cas (au lieu de 0 pour les ports). Les adresses deviennent donc 82 (regis-

tre de commande du port A) et 83 (registre de commande du port B).

Quand il s'agissait de transférer une donnée dans un emplacement mémoire, l'instruction LD (Load + 2 octets) était utilisée. Par contre quand il faut adresser un registre d'un périphérique, l'instruction utilisée est Out suivi de l'adresse (1 octet). Nous avons détaillé cette méthode d'adressage dans l'étude du C.T.C. (led n° 7).

Pour poursuivre notre exemple de départ, le mot de commande pour positionner le port A en mode « Sortie » est OFH tandis que celui pour

positionner le port B en mode « Entrée » est 4FH.

Dès lors nous avons toutes les données pour écrire le programme d'initialisation du PIO.

```

1800      LD A, OF          3E OF
1802      OUT (82), A      D3 82
1804      LD A, 4F         3E 4F
1806      OUT (83), A      D3 83
    
```

LE ROLE DES SIGNAUX RDY ET STB

Quand le port est en « mode Sortie », le niveau de la sortie RDY (Ready = Prêt) passe au niveau logique 1 pour signifier à l'environnement que le registre a été chargé avec une donnée et que celle-ci est stable. Par contre, quand le port est en « mode Entrée », le niveau RDY passe au niveau haut, ce qui signifie que le CPU est venu « saisir » la donnée qu'il contenait.

Le rôle de l'entrée STB (Strobe) est différent. En « mode Sortie » c'est le circuit périphérique qui doit émettre un signal pour indiquer qu'il a pris en compte la donnée et qu'il est prêt pour accepter la suivante. Par contre, en « mode Entrée », l'environnement signifie, en plaçant un niveau haut, que la donnée peut être chargée dans le registre. Dès lors, le CPU peut venir lire la donnée.

Ces commandes sont utiles quand le périphérique utilisé est lent, par exemple quand il s'agit d'une imprimante (fig. 4a), c'est elle qui détermine la vitesse de transfert.

Par contre quand le périphérique est rapide, transfert dans un mini ordinateur (fig. 4b), les commandes ne sont pas nécessaires : il faut relier l'entrée « STB » à la sortie « RDY » correspondante. Dans ce cas, c'est le microprocesseur qui détermine la vitesse de transfert.

La figure 5 indique le brochage du

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE ET L'AMATEUR

PIO-Z80. On notera la présence de quelques signaux de contrôle, notamment IORQ (I/O Request) puisqu'il s'agit d'un circuit périphérique.

Nous allons examiner une particularité très spécifique liée au couple CPU-80 et ses circuits périphériques : c'est la vectorisation. Le lecteur trouvera d'ailleurs un exemple d'applications qui fut décrit dans le numéro de Led du mois de mai (n° 8) qui était relatif au C.T.C. Z-80.

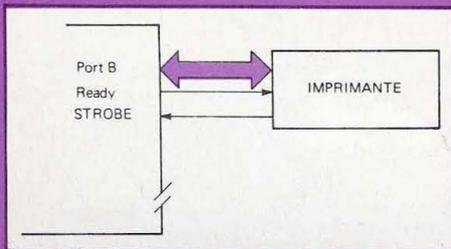


Fig. 4a : Périphérique « lent ».

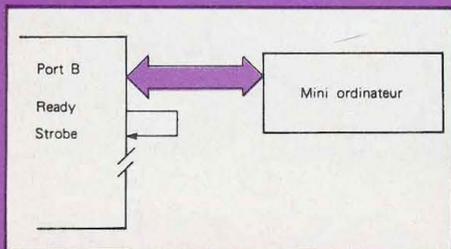


Fig. 4b : Périphérique rapide.

VECTORISATION

Lorsqu'une donnée est disponible dans l'un des ports de sortie, la « logique de commande » génère le signal « INT », (le niveau actif est le niveau bas) qui est envoyé à l'entrée INT (broche 16) du Z80. Ainsi l'unité centrale est avertie que l'un de ces circuits périphériques détient une information et qu'elle doit être saisie. Etudions comment le CPU va se comporter.

Dans tous les cas, l'instruction en cours est intégralement exécutée. Si les demandes d'interruption sont vali-

dées (instruction EI), le programme principal est suspendu : le contenu du compteur ordinal (adresse de l'instruction suivante) est sauvegardé dans la pile (Push) tandis que le programme effectue un saut à la routine traitement des interruptions.

Par contre si les interruptions ne sont pas autorisées (DI), le programme se déroule normalement, jusqu'à ce qu'il rencontre l'instruction EI et nous nous retrouvons dans le cas précédent. Dans ce cas de figure, il existe cependant un risque, c'est qu'une nouvelle donnée apparaisse avant que la précédente ne soit lue, et d'être perdue. C'est une raison supplémentaire pour soulager le CPU de tâches subalternes et le laisser libre (ce qui n'implique pas qu'il ne travaille pas) pour des tâches plus importantes.

En conclusion, lorsque l'unité centrale reçoit une demande d'interruption validée, le programme doit se rendre à une adresse donnée pour exécuter la routine prévue.

Nous allons présenter le mode d'interruptions vectorisées (IM2), particulièrement puissant, dans une configuration avec plusieurs circuits périphériques (les autres modes sont IM0 et IM1).

Le Z80 ne dispose que d'une seule entrée INT, de telle sorte que si plusieurs demandes sont susceptibles de se présenter, le CPU devra les identifier pour effectuer le traitement adéquat. A titre d'exemple, le MPF-1 dispose des quatre voies du CTC (quatre compteurs) et des deux registres (ports A et B) du PIO. Le traitement de saisie sera différent dans chacun des cas. Les interruptions vectorisées constituent une solution élégante pour résoudre le problème. Le principe est simple. Tout circuit interrompant va, en même temps que le signal d'interruption est fourni, indiquer son « identité », sous la forme d'un octet que l'on nomme Vecteur. D'où sort-il ? Lors de la

phase d'initialisation d'un périphérique, le programme doit en plus du mode de fonctionnement choisi, changer à l'aide d'une commande correspondante, l'octet vecteur qui permettra d'identifier par la suite le circuit.

En réalité, le byte de poids faible est d'office 0, ce qui conduit à 127 étiquettes distinctes. Seulement un bit ne permet pas d'adresser n'importe quelle case mémoire du champ d'adresse, il faut deux octets (sauf cas spéciaux). Le second octet, (de poids forts) va être fourni par le CPU, plus précisément par le registre I, (registre interruption). Là encore, c'est au cours de la phase d'initialisation que le programmeur place l'octet de son choix.

Prenons un exemple (c'est le programme décrit dans le n° 8 de Led du mois de mai) qui concerne le circuit CTC.

Le registre interruption I est chargé avec un octet (18H) qui constitue la partie haute de l'adresse. Comme il ne peut être changé directement, nous utilisons le registre A, puis un transfert de A vers I. Ce qui donne :

```
180 A    3E 18    LD A, 18H
180 C    ED 47    LD I, A
```

Le vecteur d'identification, dans le cas du circuit CTC est constitué de la manière suivante. Plutôt que de placer dans chacune des quatre voies un vecteur différent, le CTC est chargé avec un module de 5 bits (V3 à V7) à chaque voie (fig. 6). Les bits V2 et V1 représentent automatiquement l'adresse de la voie et le bit V0 est d'office à 0.

Finalement le vecteur à changer est un seul octet, dont seuls les cinq bits de poids forts sont significatifs. Ce qui donne :

```
1816    3E 40    LD A, 40H
1818    D3 40    OUT (CTCO), A
```

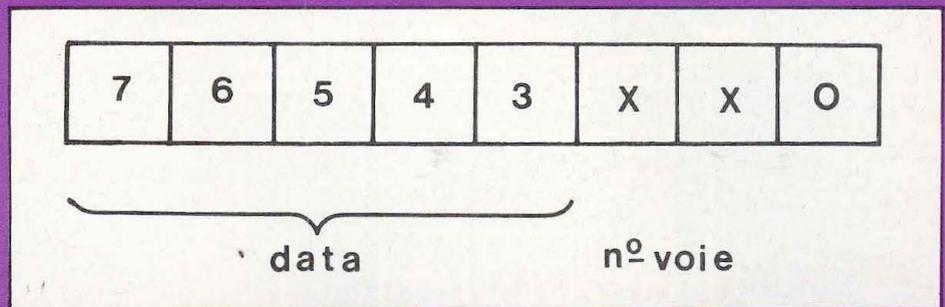
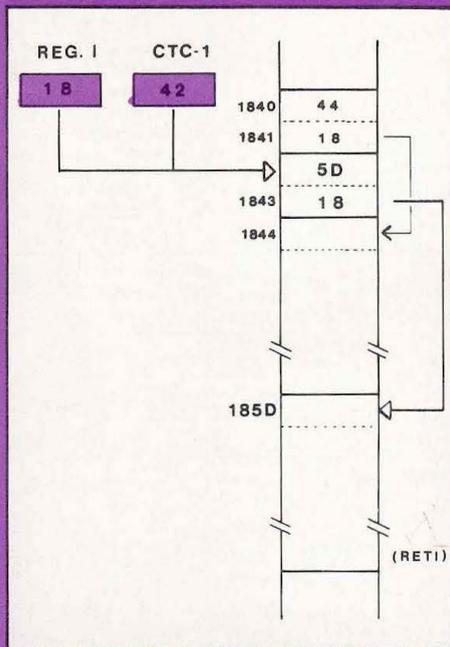


Fig. 6 : Vecteur d'interruption.

Fig. 7 : Adressage par interruptions vectorielles.

Que va-t-il se passer au reçu d'une demande d'interruption ? Contrairement à ce que nous pourrions penser, le programme ne se rend pas directement à l'adresse de la sous-routine correspondante, mais à un emplacement mémoire (une table) qui contient la première adresse des différents sous-programmes (fig. 7). Dans notre exemple, l'adresse 1840 (et 1841) contient la première adresse (1844) du sous-programme des « impulsions », sous-routine correspond à une demande d'interruption de la voie 0 (CTC-0), tandis que 1842 (et 1843) contient la première adresse (185D) du sous-programme « intervalle une seconde », sous routine associée à la voie 1 (C.T.C. 1). Chaque sous-routine se termine par l'instruction RET-I (Retour Interruption) qui permet au programme principal de reprendre son déroulement normal.

Tous les microprocesseurs ne possèdent pas cette souplesse d'adressage en réponse à une demande d'interruption, mais chacun peut en apprécier l'intérêt... il ne vous reste plus qu'à l'utiliser dans vos applications.

Enfin pour tous ceux qui souhaitent apprendre à programmer le PIO et le CTC, nous leur recommandons un ouvrage (en français) intitulé « Circuits périphériques PIO et CTC » qui fournit toutes les indications nécessaires pour bien les utiliser.

Philippe Duquesne

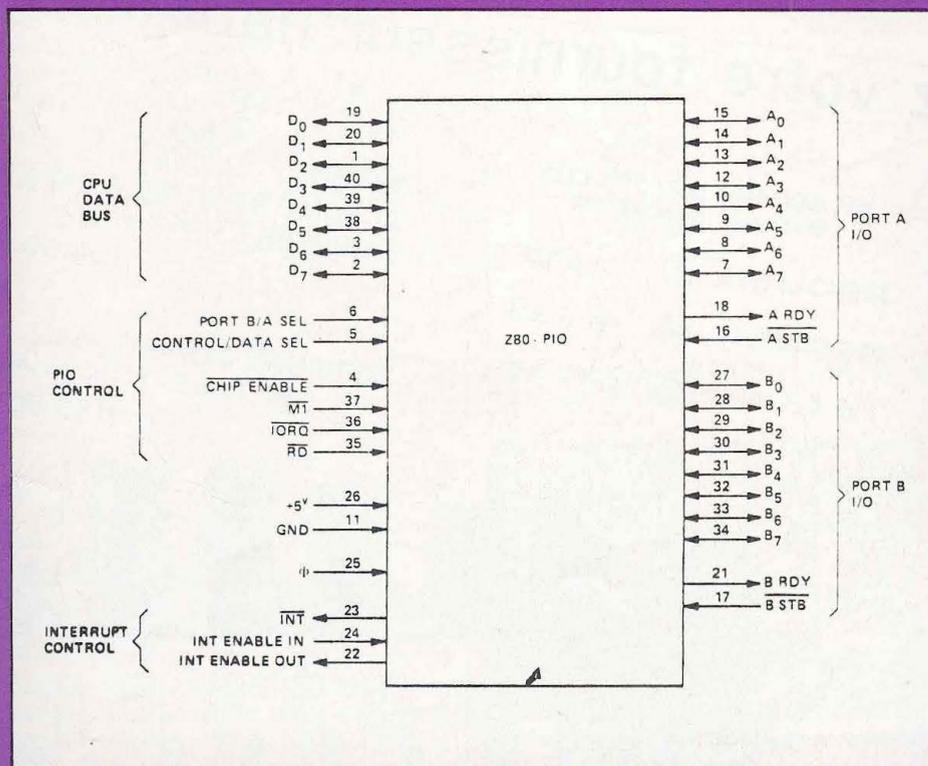


Fig. 5 : Brochage du P.I.O.

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

UN PROGRAMME JEU : LES ENNEMIS D'AL CAPONE

Le programme de jeu en couleur, en langage Basic a été conçu pour un mini-ordinateur très populaire au Japon, le Nec PC 8001 et ses dérivés. Ce mini-ordinateur est disponible en France chez les distributeurs Nec mais aussi dans la plupart des magasins spécialisés.

Dans le numéro 2 de Led nous vous avons présenté le « Pachinko », un passe-temps des japonais. Cette fois, le titre du jeu est « Les ennemis d'Al Capone ». Les ennemis sont nombreux et la bande d'Al Capone est faite de tireurs d'élite. Comme on a pu le voir au cinéma, ces tireurs d'élite se cachent partout et apparaissent aux moments les plus inattendus. Les « descendre » un par un demande donc d'être à la hauteur et les risques d'être transformé en « passoire » ne sont pas petits.

COMMENT JOUER

En appuyant sur la touche RUN, on voit apparaître sur l'écran un dessin similaire à celui de la figure 1. On y voit une maison dessinée en blanc sur laquelle sont disposées douze fenêtres de couleur bleue. En bas de la maison se trouvent, de part et d'autre, deux haies de couleur verte. Devant la maison on voit une route limitée par une bordure inférieure mauve. Juste au-dessus de cette bordure et à gauche on peut voir aussi un fût d'essence. A droite, sur la route, une voiture en stationnement, dessinée en blanc. En haut figure

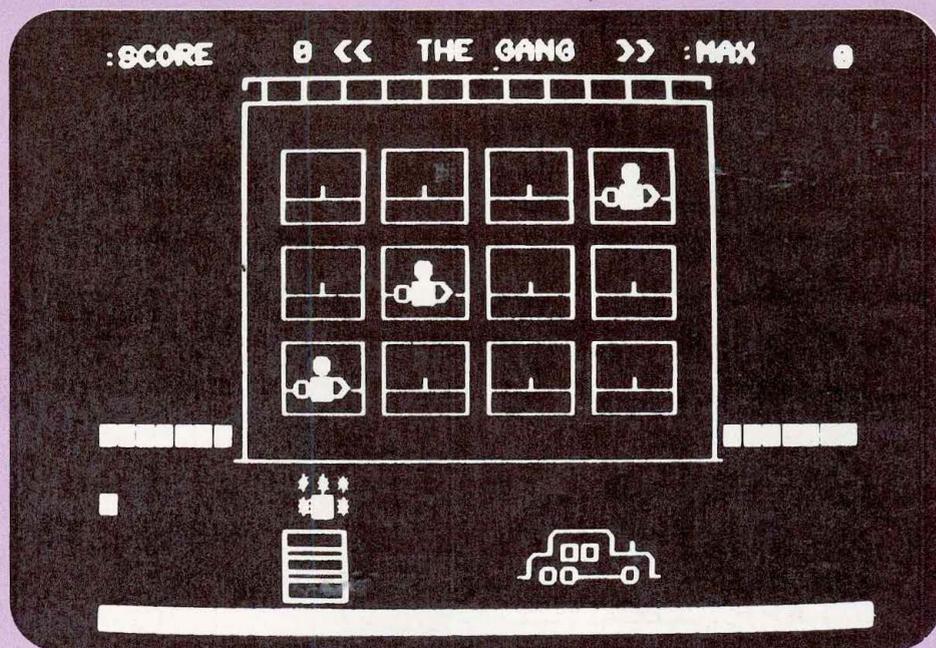


Fig. 1 : Affichage sur l'écran obtenu en appuyant sur la touche RUN.

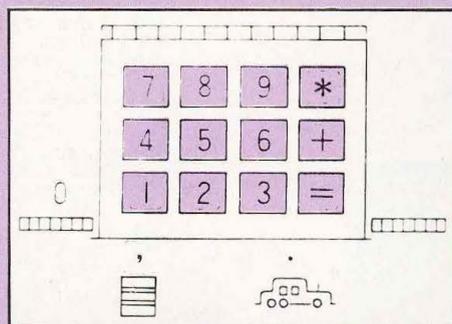
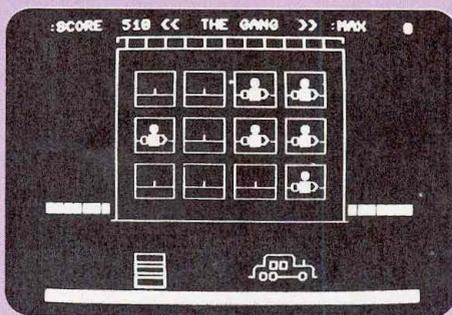


Fig. 2 : Repérage des touches permettant de viser chacun des tireurs.



Attention : plusieurs tireurs peuvent apparaître simultanément.

l'affichage de « Score », les points gagnés, le titre « The gang ». Quelques instant après avoir appuyé sur RUN, les tireurs vont apparaître. Ils apparaissent aux endroits suivants :

- aux 12 fenêtres de la maison,
- au-dessus du fût d'essence,
- au-dessus des haies,
- au-dessus de la voiture en stationnement,

ceci d'une façon indéterminée en temps comme en position, pour les seize endroits où vont apparaître ces tireurs du gang d'Al Capone.

Pour tirer, il ne faut pas appuyer sur une touche, ce serait trop simple. Pour chaque endroit où va apparaître un tireur, une touche déterminée va permettre de tirer en direction de cet endroit précis. Si le tireur apparaît au-dessus du fût d'essence, il faudra par exemple appuyer sur la touche , . Le plus rapidement possible s'il s'agit de donner un bon conseil. La figure 2 montre les touches correspondant aux positions où peuvent apparaître les tireurs. Pour que l'ennemi joueur

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

```

10 REM *****
20 REM ***
30 REM *** << THE GANG ! >> ***
40 REM ***
50 REM *** By ***
60 REM *** HARUMI TAKAHASHI ***
70 REM ***
80 REM *****
90 REM
100 DEFINT A-Z
110 DIM M(16),X(16),Y(16),V(16)
120 WIDTH 40,25 :CONSOLE 0,25,0,1
130 :COLOR 7,32 :PRINT CHR$(12);
140 '
150 H=0
160 '
170 S=0 :
180 '
190 RESTORE 260
200 FOR I=1 TO 16
210 READ Y(I),X(I),V(I)
220 M(I)=0
230 NEXT
240 '
250 REM ----- DATA -----
260 DATA 5,10,1 : 5,15,1 : 5,20,1 : 5,25,1
270 DATA 9,10,1 : 9,15,1 : 9,20,1 : 9,25,1
280 DATA 13,10,1 : 13,15,1 : 13,20,1 : 13,25,1
290 DATA 14, 2,0 : 14,33,0 : 18,10,0 : 18,23,0
300 '
310 REM ----- CRT PRINT SUB -----
320 PRINT CHR$(12);
330 PRINTUSING ":SCORE   0 << THE GANG >> :MAX ####";H
340 PRINT " " " "
350 PRINT " " " "
360 PRINT " " " "
370 PRINT " " " "
380 PRINT " " " "
390 PRINT " " " "
400 PRINT " " " "
410 PRINT " " " "
420 PRINT " " " "
430 PRINT " " " "
440 PRINT " " " "
450 PRINT " " " "
460 PRINT " " " "
470 PRINT " " " "
480 PRINT " " " "
490 PRINT " " " "
500 PRINT " " " "
510 PRINT " " " "
520 PRINT " " " "
530 PRINT " " " "
540 PRINT " " " "
550 PRINT " " " "
560 PRINT " " " "
570 PRINT " " " "
580 '
590 :COLOR 5
600 '
610 FOR X=9 TO 24 STEP 5
620 FOR Y=4 TO 12 STEP 4
630 LOCATE X,Y :PRINT " " " "
640 LOCATE X,Y+1:PRINT " " " "
650 LOCATE X,Y+2:PRINT " " " "
660 LOCATE X,Y+3:PRINT " " " "
670 NEXT
680 NEXT
690 COLOR 7
700 '
710 LINE( 0,16)-( 6,16);"█",4
720 LINE(31,16)-(37,16);"█",4
730 LINE( 0,24)-(38,24);"█",3
740 '
750 REM ----- MAIN LOOP -----
760 FOR I=1 TO 16
770 '
780 IF M(I)=0 THEN IF INT(RND(1)*100)<3+(S/100) THEN M(I)=
1
790 IF M(I)=0 THEN 870

```

Emplacement des tireurs.

Fenêtres.

```

800 IF M(I)=6 THEN 1380
810 IF M(I)>1 THEN GOSUB 920 :GOTO 870
820 '
830 :COLOR 7
840 LOCATE X(I),Y(I) :PRINT " ● "
850 LOCATE X(I),Y(I)+1:PRINT "o█>"
860 '
870 IF M(I)>0 THEN M(I)=M(I)+1
880 NEXT
890 '
900 ::::::::::: GOTO 750 :::::::::::
910 '
920 REM ----- SHOOT SUB -----
930 ON I GOT0 950,960,970,980,990,1000,1010,1020,1030,1040,
1050,1060,1070,1080,1090,1100
940 '
950 J=INP(0) :E=127 :GOTO 1120
960 J=INP(1) :E=254 :GOTO 1120
970 J=INP(1) :E=253 :GOTO 1120
980 J=INP(1) :E=251 :GOTO 1120
990 J=INP(0) :E=239 :GOTO 1120
1000 J=INP(0) :E=223 :GOTO 1120
1010 J=INP(0) :E=191 :GOTO 1120
1020 J=INP(1) :E=247 :GOTO 1120
1030 J=INP(0) :E=253 :GOTO 1120
1040 J=INP(0) :E=251 :GOTO 1120
1050 J=INP(0) :E=247 :GOTO 1120
1060 J=INP(1) :E=239 :GOTO 1120
1070 J=INP(0) :E=254 :GOTO 1120
1080 J=INP(1) :E=127 :GOTO 1120
1090 J=INP(1) :E=223 :GOTO 1120
1100 J=INP(1) :E=191
1110 '
1120 IF J=E THEN 1160
1130 M(I)=M(I)+1
1140 ::::: RETURN :::::
1150 '
1160 FOR J=0 TO 10
1170 '
1180 LOCATE X(I)+INT(RND(1)*3),Y(I)+INT(RND(1)*2)
1190 COLOR 2 :PRINT "*"
1200 '
1210 FOR K=0 TO 10
1220 BEEP 1 :BEEP 0
1230 NEXT K
1240 '
1250 NEXT J
1260 S=S+10
1270 '
1280 COLOR 7
1290 LOCATE 7,0 :PRINTUSING "####";S
1300 '
1310 LOCATE X(I),Y(I) :PRINT " " "
1320 LOCATE X(I),Y(I)+1:PRINT " " "
1330 '
1340 IF V(I)=1 THEN LOCATE X(I),Y(I)+1 :COLOR 5 :PRINT " "
1350 M(I)=0
1360 ::::: RETURN :::::
1370 '
1380 REM ----- GAME OVER -----
1390 FOR J=0 TO 100
1400 '
1410 LOCATE INT(RND(1)*39),INT(RND(1)*22)+1
1420 COLOR 2 :PRINT "█"
1430 '
1440 IF J MOD 2=0 THEN A$="o" ELSE A$="*"
1450 LOCATE X(I),Y(I)+1 :COLOR 7 :PRINT A$
1460 '
1470 FOR K=0 TO 5
1480 BEEP 1 :BEEP 0
1490 NEXT K
1500 '
1510 NEXT J
1520 '
1530 IF S>H THEN H=S :GOTO 1600
1540 '
1550 LOCATE 4,7 :PRINT " [ GAME OVER ] "
1560 LOCATE 4,8 :PRINT " [ GAME OVER ] "
1570 LOCATE 4,9 :PRINT " [ GAME OVER ] "

```

Tireur touché.

Dessin du tireur.

Key scan.

Touche appuyée (bonne ou mauvaise).

Tireur touché.

Score.

Bordure fenêtres.

Son.

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

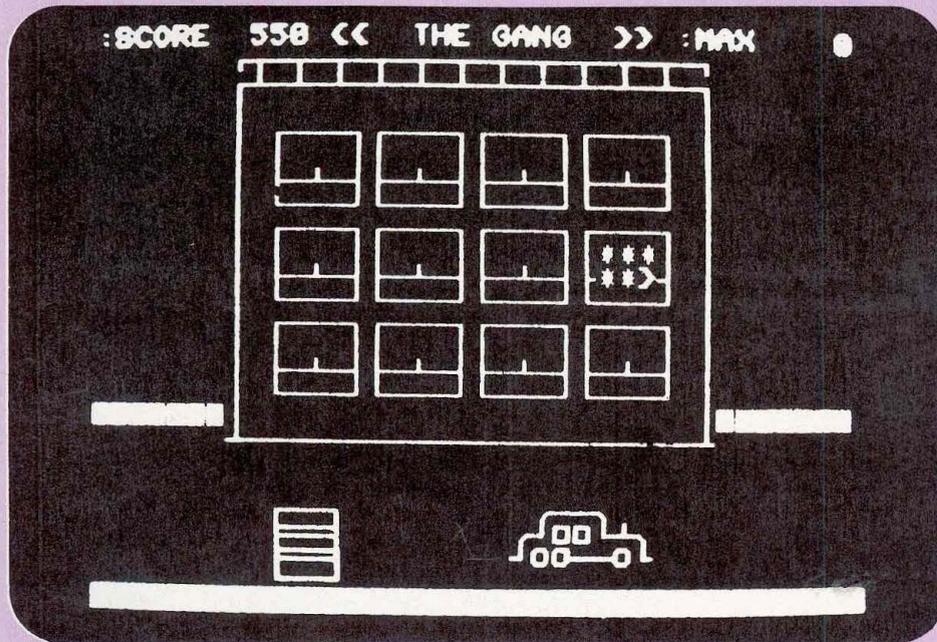


Fig. 3 : Le joueur gagne (le dernier tireur a été touché).

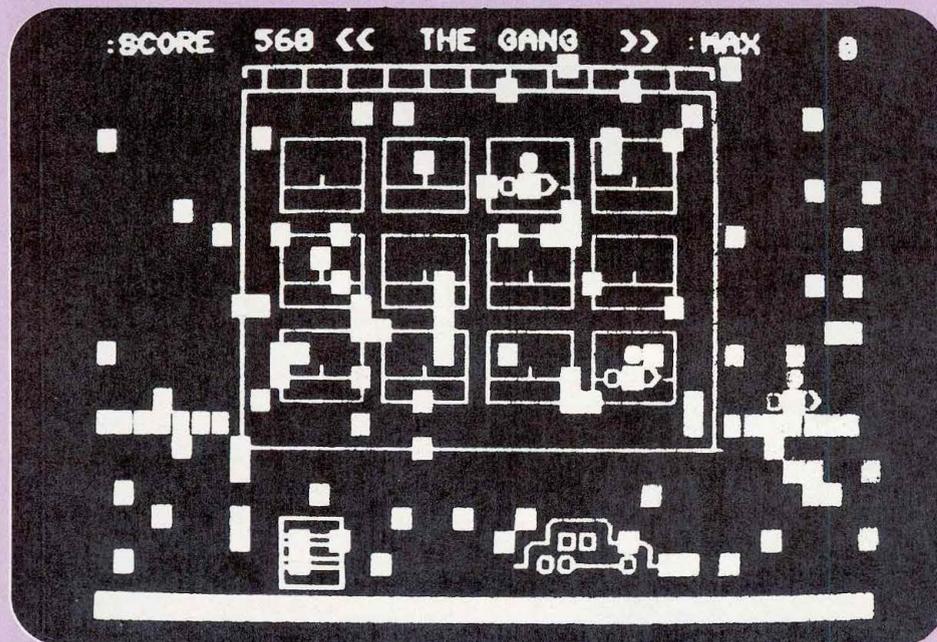


Fig. 4 : Le joueur perd.



devienne lui aussi un bon tireur il doit donc tirer vite et viser bien, ce qui signifie qu'il doit connaître par cœur les touches, les positions correspondantes sur l'écran.

Chaque tireur d'élite éliminé permet au joueur de gagner dix points que l'on trouvera additionnés sur l'affichage « Score ».

Attention, plus le joueur deviendra un bon tireur et plus le jeu deviendra difficile, les tireurs apparaissent alors de plus en plus rapidement.

Si le joueur gagne, l'écran prendra l'aspect de la figure 3. S'il perd, il sera transformé en « passoire », comme sur la figure 4. Les coups tirés par l'ennemi sont représentés par des petits carrés de couleur rouge.

Ce jeu a été composé en quelques heures par une étudiante japonaise de 15 ans, Harumi Takahashi, laquelle réalisa près de 30 programmes de jeux en l'espace d'un mois avec la collaboration des centres d'exposition d'ordinateurs Nec « Bitt-INN » que nous remercions pour avoir permis l'élaboration de cet article.

Jean Hiraga

LA RADIODIFFUSION DIRECTE PAR SATELLITE EN EUROPE

Les premières images TV transmises par satellites eurent lieu en 1962, lorsque

1^{ère} partie

de façon régulière vers les pays du Maghreb. Vers 1985/86, les premiers

« Telstar » envoya ses signaux entre l'Amérique et l'Europe. En 1978, le satellite de l'agence spatiale européenne (ASE-ESA), « OTS » (Orbital Test Satellite) qui retransmet des émissions de TV directe à titre expérimental fut mis en orbite

satellites « TDF 1 » pour la France et « TV SAT » pour l'Allemagne Fédérale seront lancés, depuis le centre spatial guyanais, au moyen du lanceur lourd européen « Ariane » qui les placera en orbite géostationnaire à 36 000 km d'altitude.

Les signaux descendants du satellite compris entre 11.7 et 12.5 GHz nous parviendront au-dessus de l'horizon, avec un angle d'élévation moyen de 34°, et seront captés sur terre avec des antennes paraboloides suivies d'un équipement approprié.

MOINS DE PROBLEMES AVEC LA TV DIRECTE PAR SATELLITE

Nous allons constater, bien vite, les principaux inconvénients rencontrés avec la TV transmise par les moyens actuels, par rapport à la future et toute roche TV émise depuis les satellites.

8 000 émetteurs en France, de gros problèmes !

Effectivement, depuis la création de la TV en France qui remonte à plus de



Ariane et le centre guyanais spatial.
(Photo Agence Spatiale Européenne)

trente ans, le réseau terrestre équipé des bandes VHF et UHF a toujours servi à la transmission des signaux qui animent l'écran de cette étrange lucarne !

Cette transmission s'opère au moyen d'émetteurs, réémetteurs et faisceaux hertziens, disséminés sur l'ensemble de l'hexagone et placés sur des points minutieusement choisis, favorisant une portée importante. On notera que ce réseau terrestre

nécessite un entretien permanent, réglages, réparations etc, et exige une dotation en matériel et en personnel.

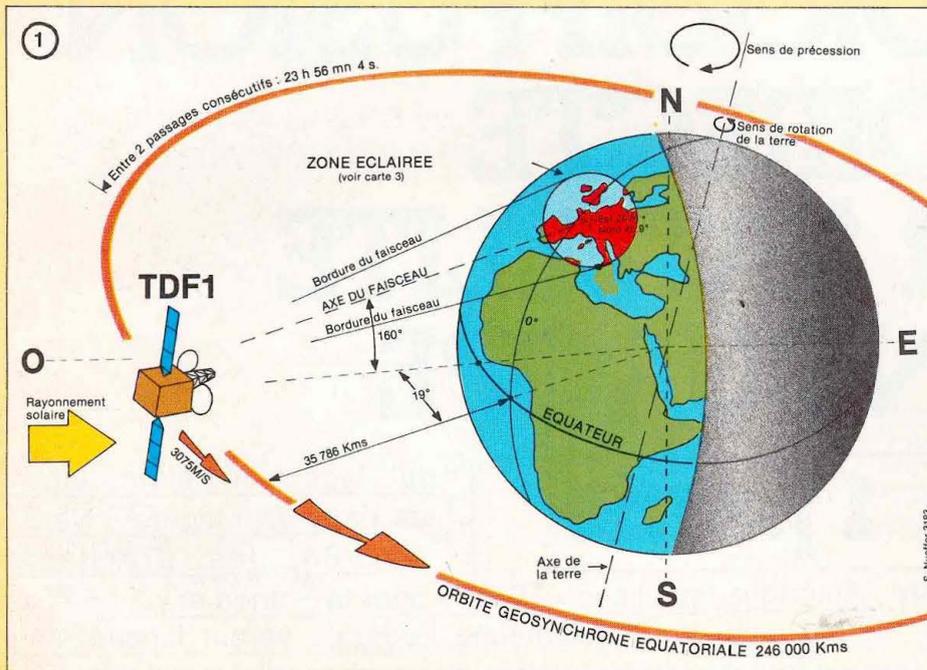
Zones d'ombre et images altérées.

Malgré l'installation judicieuse d'émetteurs sur les points hauts, qui présentent de ce fait un vaste dégagement, la portée des signaux hertziens se trouve limitée du fait même de la rotondité de la terre et des différents accidents géologiques qui n'autorisent qu'une portée légèrement supérieure à celle de l'horizon visuel, favorisant le développement de nombreuses zones d'ombre, privant ainsi de télé près de 50 000 téléspectateurs français.

Outre ces zones d'ombre surtout remarquées en montagne, ces massifs sont aussi responsables d'échos, c'est-à-dire réception de signaux autres que ceux provenant du parcours « vue directe, émetteur/

A

VEC LE SATELLITE LE SON SERA EN F.M. ET EN STEREOPHONIE



récepteur », qui se traduisent sur le téléviseur par des images dédoublées.

Pas plus de quatre chaînes TV sur terre : réseau saturé !

Le réseau actuel VHF-UHF utilise les fréquences allouées à la télévision, qui sont saturées.

Cette saturation interdit la création de plus de quatre programmes TV pour la France comme pour les autres nations d'Europe.

Cet encombrement de l'éther est responsable de nombreux brouillages, surtout en régions frontalières. Exemple, à Reims sur le canal 21, on capte trois émissions différentes, Télé-Luxembourg, A2 de Lille, et FR3 de Troyes.

De plus, la bande 1 VHF bien que présentant une excellente portée en onde de sol, est très sensible aux parasites et aux signaux de même nature venant de plus de 1 000 km (ces propagations accidentelles et erratiques sont bien connues des amateurs de DX TV).

LES SIGNAUX EMIS DEPUIS LES SATELLITES : DE BELLES IMAGES

Malgré les 38 000 km séparant les antennes d'émission du satellite des antennes de réception, le champ électromagnétique reçu par les paraboloïdes sera uniforme et puissant dans une zone déterminée.

Pour la France, nous noterons une PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) maximale de 64 dBW dans l'axe du faisceau, produite par TDF 1. Ce même satellite pourra être capté jusqu'à Alger avec une antenne ayant un gain supérieur, donnant une qualité d'image commerciale.

Notons que s'il n'existe pas d'obstacles situés entre les points d'émission et réception, le signal descendant capté sur les paraboloïdes fournira au téléviseur une image parfaite, exempte de souffle (neige) ou d'échos, ce qui n'était pas toujours le cas sur terre avec le système conventionnel.

DES SERVICES NOUVEAUX : PROGRAMMES MULTILINGUES, STEREOPHONIQUES, ETC.

On sait qu'en France notre réseau terrestre diffuse le son de la TV en AM (modulation d'amplitude), contrairement aux autres pays du CCIR* qui transmettent la modulation en FM (modulation de fréquence). Notons déjà qu'en Allemagne l'ARD et la ZDF diffusent certains programmes en stéréophonie.

Avec le satellite, le son bénéficiera de cette possibilité, puisqu'il sera en FM et en stéréophonie, pour la plus grande satisfaction des mélomanes. Les normes de diffusion de la porteuse son font actuellement l'objet de travaux au sein de l'UER (Union Européenne de Radiodiffusion). Cette organisation décidera certainement d'associer à chaque canal TV cinq porteuses son de haute définition, permettant notamment des informations en plusieurs langues, la transmission de sous-titres, de données etc...

COUVERTURE A 100 % D'UN PAYS A DESSERVIR : FIN DES ZONES D'OMBRE ?

Certains pays comme la France, sont caractérisés par de nombreux accidents de terrain, et sont de ce fait très affectés par des zones d'ombre. Avec le faisceau émis depuis le satellite, qui nous parviendra sur la France avec un angle d'élévation compris entre 29° (nord de l'Alsace) et près de 37° (Biarritz), les nombreuses zones d'ombre subsistantes seront effacées dans une très grande majorité des cas. Cet angle 29/37° au-dessus de l'horizon semble être suffisant pour permettre aux signaux d'atteindre le fond des vallées en zone de montagne ou autres parties encaissées (2B)

*CCIR : Comité Consultatif International des Radiocommunications.

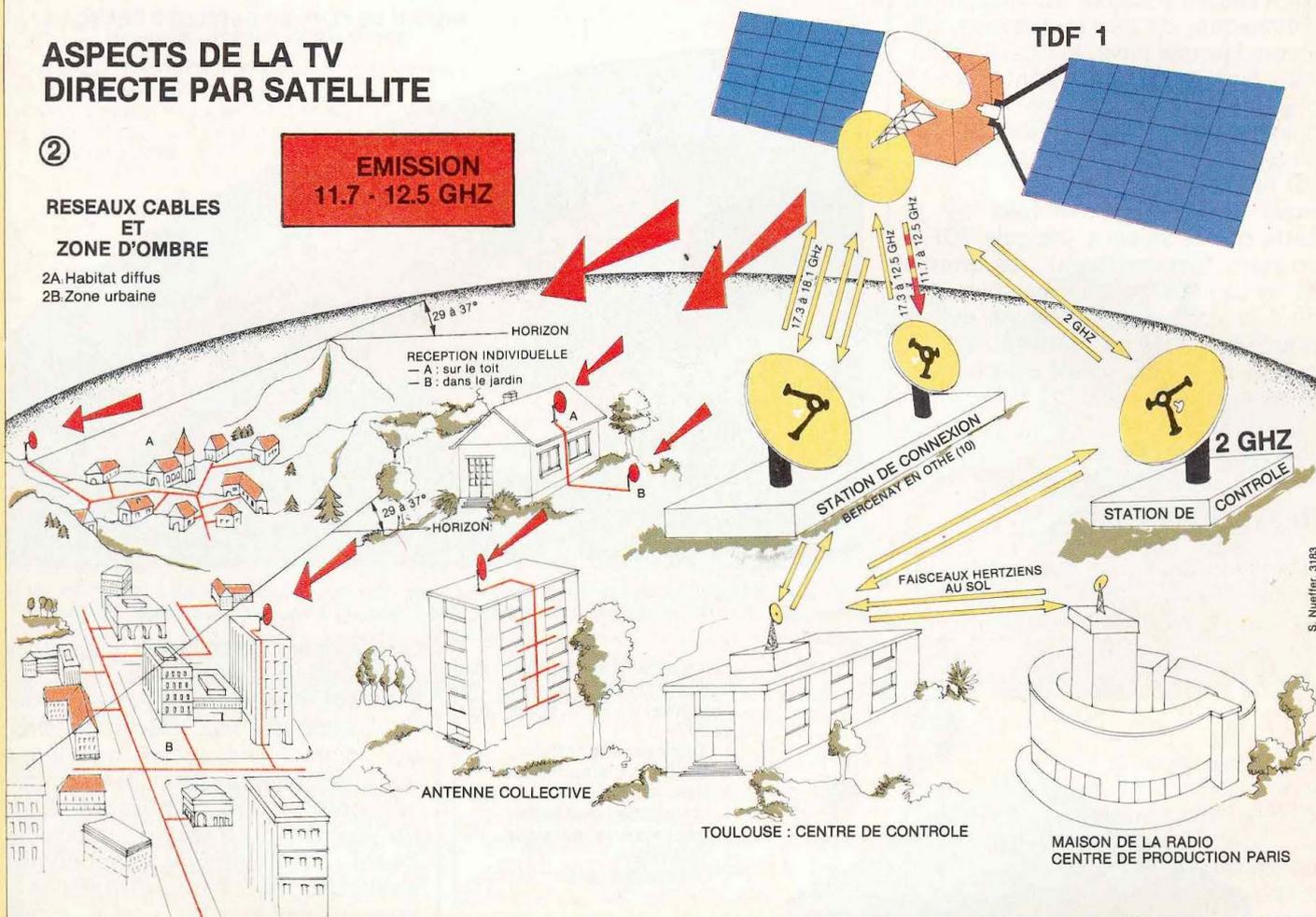
ASPECTS DE LA TV DIRECTE PAR SATELLITE

②

RESEAUX CABLES ET ZONE D'OMBRE

2A. Habitat diffus
2B. Zone urbaine

EMISSION
11.7 - 12.5 GHz



Même constat dans les agglomérations urbaines, denses, où le signal devra parvenir sur les constructions les moins élevées, par rapport à des édifices plus importants (2A)

VERS LA CREATION DE NOUVELLES CHAINES DE TELEVISION ?

Comme nous le mentionnions précédemment, seuls quatre programmes de télévision peuvent être distribués avec le réseau terrestre vu la saturation de l'éther.

Avec le système par satellite il sera

possible dans un premier temps de transmettre (création ou diffusion), trois chaînes TV correspondant au même nombre de canaux diffusés par TDF 1. Puis vers 1990, ce nombre sera porté à cinq maximum, conformément aux normes définies par la « CAMR » (Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications des Radiodiffuseurs par Satellites - RS-).

Autre avantage, tous les téléspectateurs seront desservis à la même date, et il n'y aura plus, comme avec l'ancien réseau, de mises en service étalées dans le temps.

LA RECEPTION D'UNE MULTITUDE DE CHAINES ETRANGERES !

Dans ses travaux qui se sont déroulés en 1977 à Genève, la CAMR-RS, a défini les zones de couverture des différents satellites nationaux. Cette organisation a admis une tolérance sur la largeur du faisceau qui peut subir des modifications indépendantes de la volonté du radiodiffuseur. En effet, il a fallu tenir compte du vieillissement de l'antenne en orbite (défocalisation) ainsi que des contraintes dues à leur conception et réalisation.



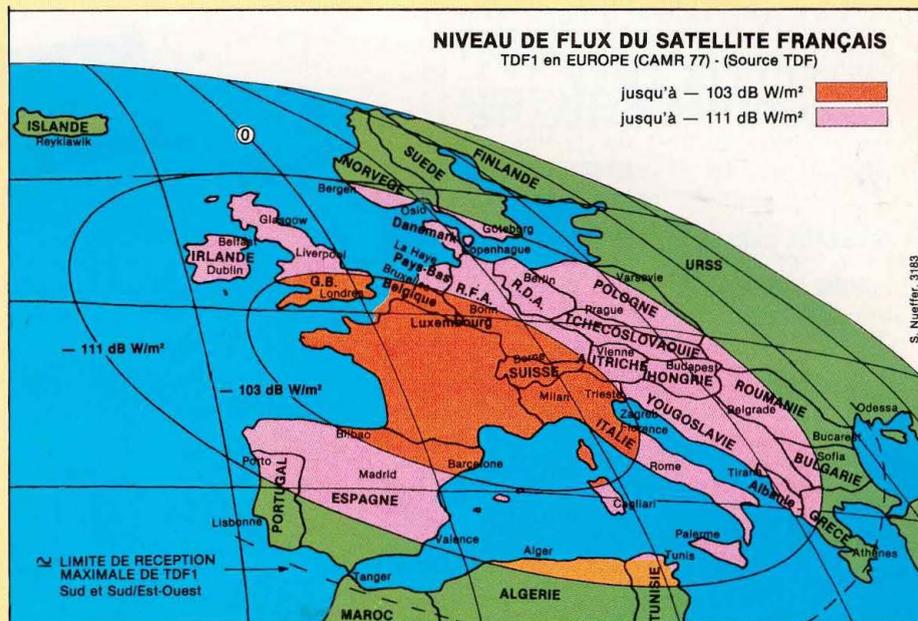
LES MISES EN SERVICE NE S'ETALERONT PLUS DANS LE TEMPS COMME AVEC L'ANCIEN RESEAU

Il n'a pas été possible techniquement d'empêcher de très larges débordements sur des pays voisins, le satellite, bien qu'équipé d'antennes à grande directivité, ayant un angle d'ouverture conforme aux accords de Genève et concentrant le faisceau sur un pays défini.

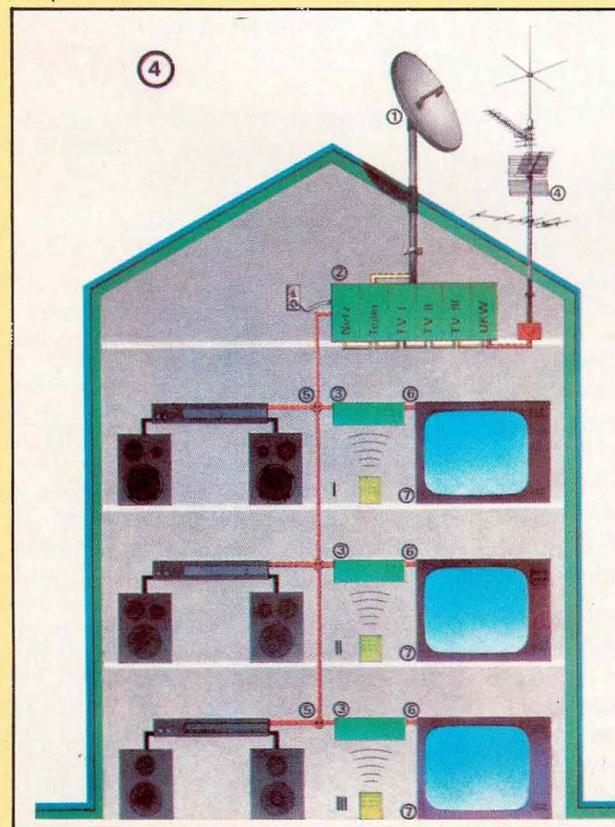
Nous remarquons d'emblée sur la carte que le satellite français TDF 1 arrosera théoriquement une grande partie de l'Europe, ce qui semble être dû à la position de la Corse qui se trouve détachée du continent, d'où la nécessité d'élargir l'ellipse de base CAMR - 103 dB W/m² ③

VERS LE DEVELOPPEMENT DES RESEAUX CABLES ?

Le réseau câblé, dit aussi télédistribution, semble être la solution d'avenir pour la distribution de nombreux



TDF1 couvrira théoriquement une grande partie de l'Europe, ceci semble dû à la position de la Corse (détachée du continent), d'où la nécessité d'élargir l'ellipse de base CAMR - 103 dB W/m².



Installation individuelle ou petite collective pour la réception de la télévision par satellite.

1. Antenne parabolique
2. Centrale d'amplification
3. Démodulateur
4. Installation existante
5. Dérivateur/séparateur
6. Téléviseur
7. Télécommande.

programmes TV qui seront captables par satellites d'ici peu.

Bien sûr tous les foyers ne pourront être raccordés aux télédistributions, qui commencent à être implantées dans de nombreuses villes françaises, comme Metz, Dunkerque, Biarritz, qui sont des réseaux urbains diffusant de nombreux programmes étrangers « à portée d'antennes ». Pour l'habitat diffusé, nous avons l'exemple de la Vallée de Sainte

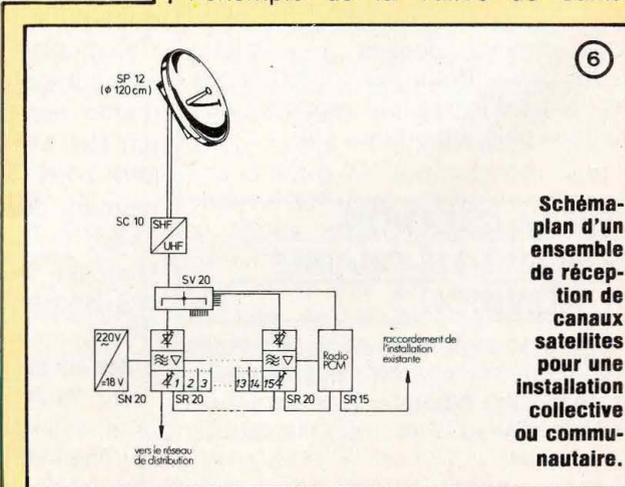
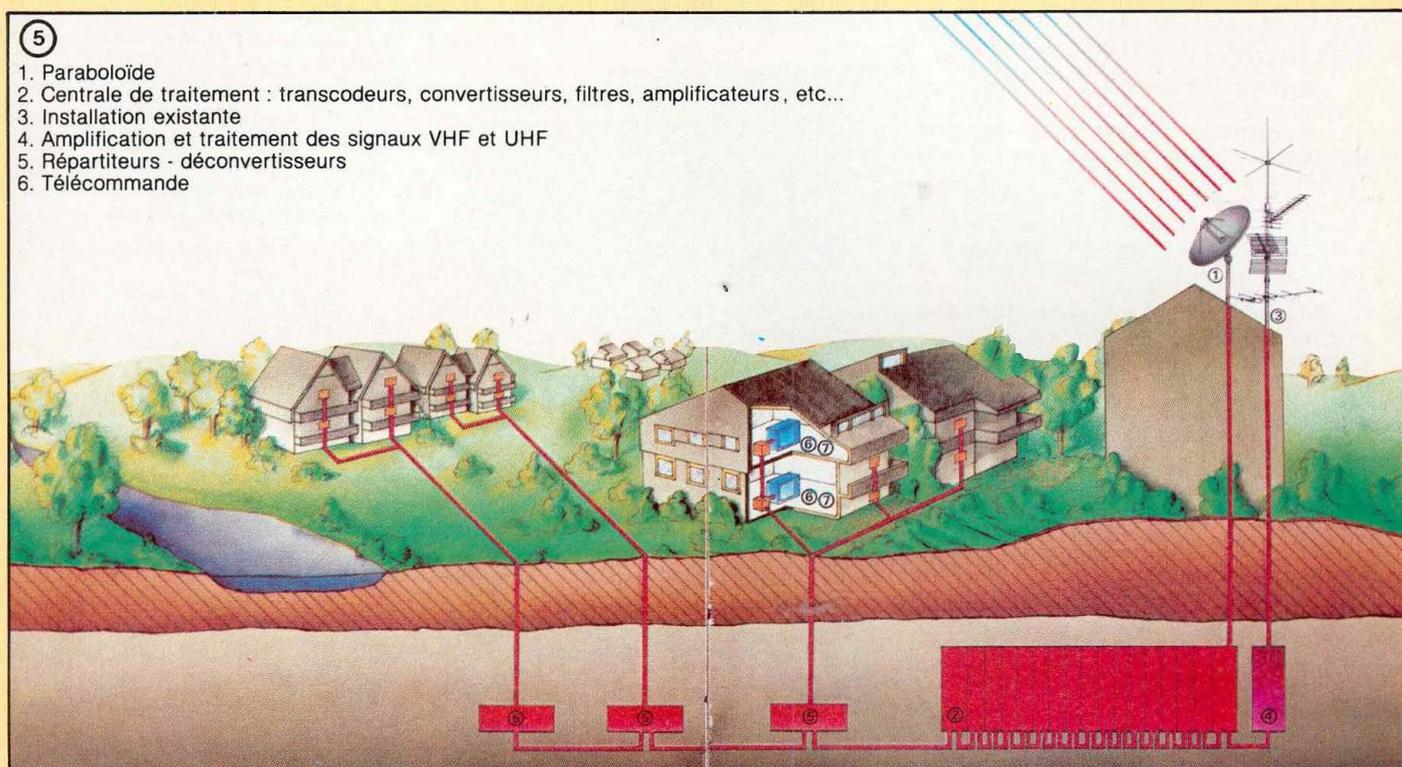


Schéma-plan d'un ensemble de réception de canaux satellites pour une installation collective ou communautaire.



La distribution des canaux de télévision transmis par satellite dans les installations collectives ou communautaires.

Marie aux Mines en Alsace qui est équipée d'une télédistribution d'une longueur correspondante à celle de la vallée (15 km) diffusant déjà les trois programmes français, les trois programmes allemands, les trois programmes suisses et Télé-Luxembourg, soit dix chaînes proposées, contre le paiement, comme pour le téléphone, de frais de raccordement et d'un abonnement annuel. La télédistribution semble intéresser de nombreuses firmes européennes spécialisées, certaines sont très actives sur le marché, telle que WISI, qui nous présente la distribution des canaux TV transmis par satellite, ainsi que par le réseau terrestre, pour les installations collectives et communautaires.

Réalisation des installations pour les petites collectives (4)

1. Antenne parabolique, avec convertisseur de fréquence 12/0.9-1.7 GHz.
2. Module de transcodage qui se

compose du démodulateur d'un amplificateur de bande basse et du remodulateur.

L'alimentation commune, reliée au secteur, contient également le décodeur de la télécommande pour la sélection d'un des canaux du satellite.

3. Emetteur de télécommande du tuner, à l'entrée du démodulateur, qui est placé entre la prise d'antenne et le téléviseur.

Le remodulateur transmettant toujours sur un canal fixe de la bande des UHF, il suffit d'une seule position sur le tuner du téléviseur pour reproduire tous les canaux du satellite reçu.

Réalisation des installations pour réseaux communautaires (5)

Les canaux du satellite sont reçus par les antennes paraboliques. Ces signaux sont ensuite convertis par des convertisseurs large bande incorporés dans l'antenne, et pas-

sent de 12 GHz à une fréquence intermédiaire située généralement au-dessus de la bande UHF à 900-1700 MHz (6)

Des modules de transcodage, réglés chacun sur un canal différent et dont les entrées sont reliées en série, convertissent par démodulation et remodulation des signaux TV en canaux standards. Ces derniers sont alors injectés, avec les canaux en provenance d'émetteurs terrestres, dans le réseau de distribution.

Certains de ces canaux sont distribués dans les bandes intermédiaires de la VHF en raison du nombre limité de canaux disponibles dans les bandes UHF et VHF.

Dans une prochaine publication, nous verrons la suite de cette enquête qui traitera des différents satellites européens et leur zone de couverture, des antennes, etc...

Serge Nueffer

Sources : TDF - ESA/Agence Spatiale Européenne - WISI.

CHARGEUR AUTOMATIQUE POUR NAVIRES DE PLAISANCE

Tous les heureux possesseurs d'un petit bateau propulsé par un moteur hors-bord moderne avec prise de sortie alternative se verront comblés par la réalisation que nous leur proposons. Ce chargeur automatique permet de recharger dans de bonnes conditions une petite batterie de bord, soit par le secteur à quai, à proximité d'une borne courant de ponton, soit en route, au moteur.

Nous citons l'emploi de plus en plus justifié d'un petit accumulateur autonome sur les navires de plaisance de faibles dimensions. En effet, même à bord de ces petites unités, de nos jours le besoin « énergétique » devient de plus en plus important et se fait sentir de différentes façons. Nos lecteurs plaisanciers penseront bien évidemment aux feux de route et de navigation, sans oublier pour autant la sécurité propre à tout navire par le biais des pompes de cale automatiques et ventilateurs antidéflagrants, citons encore pour mémoire tous les éclairages cabine, carré, coin cuisine et, navigation oblige, les différents appareils électroniques de la table à carte ; bref la batterie s'impose et il va de soi qu'un tel élément tant sollicité devra être rechargé dans les meilleures conditions possibles avec le minimum de manipulations et de surveillance. Fort heureusement la solution existe. Elle fait l'objet de la présente description. Nous avons voulu un appareil

simple mais performant, de réalisation fonctionnelle et d'esthétique agréable, pouvant compléter harmonieusement les appareils électroniques du bord. Nous avons doté notre chargeur automatique de tous les perfectionnements techniques indispensables inhérents à l'utilisation de ce genre d'appareil.

PRESENTATION

Notre chargeur peut être stoppé et mis en fonction sans être débranché et être indifféremment utilisé à partir du secteur 220 V alternatif ou du moteur hors-bord du bateau. Il est régulé en tension, et, limité en courant, protégé contre les court-circuits en sortie. Il se met en route automatiquement à un seuil déterminé lorsque la batterie est bien déchargée et stoppe automatiquement à un autre seuil en fin de charge. Mentionnons la possibilité de pouvoir donner une petite charge d'entretien entre ces deux seuils sans pour autant attendre le seuil bas d'enclenchement automatique, et pour le cas où la batterie serait très déchargée, la possibilité de débrayer l'automatisme

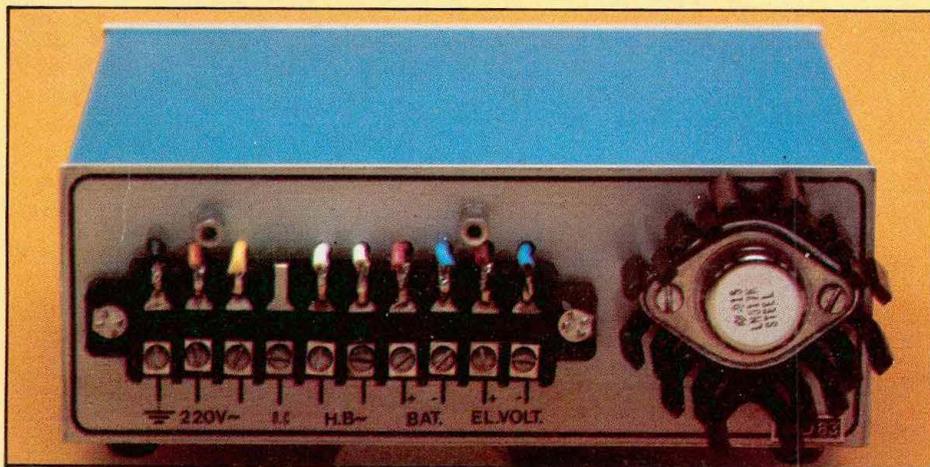
avant qu'il ne reprenne le contrôle de l'appareil.

Mentionnons encore les protections par porte-fusibles à cartouche en face avant, les signalisations qui permettent de contrôler à tout moment le mode de fonctionnement du chargeur et l'enclenchement-déclenchement de la charge ainsi que l'ampèremètre de mesure de courant, celui-ci étant limité aux environs de 2 A maximum, ce qui permet d'une part de ne pas surcharger les bobinages du moteur hors-bord, d'autre part d'éviter la détérioration des éléments de la batterie par passage d'un courant trop intense.

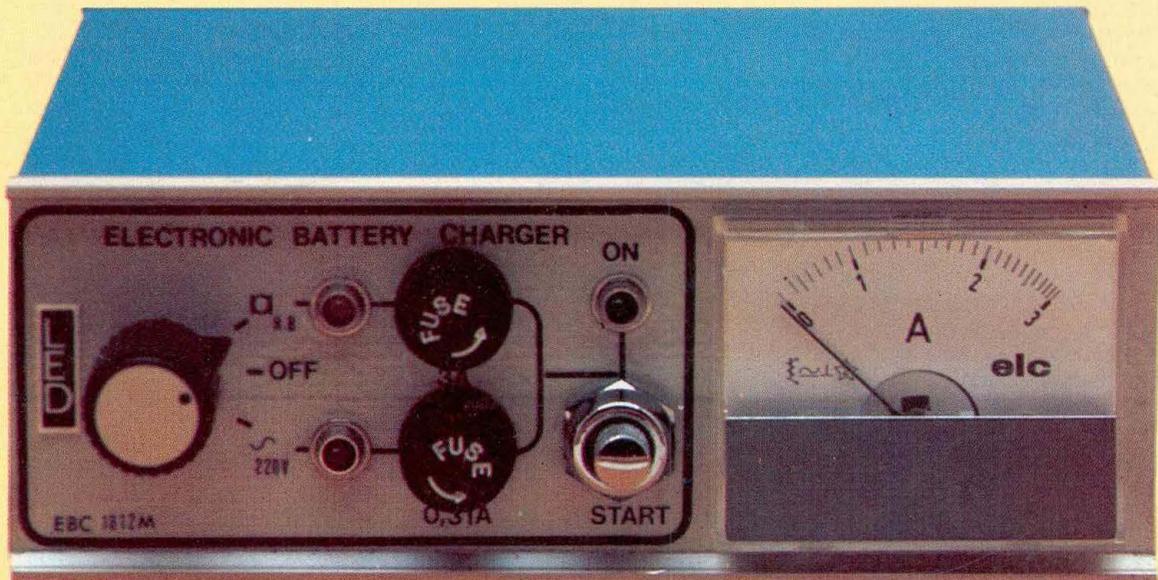
Tous les raccordements se font sur un bornier 10 plots en face arrière. Les sorties polarisées sont données en « mode flottant », ce qui permet de relier soit le négatif, soit le positif à la masse suivant le cas envisagé (coque alu ou acier, carlingage) ou bien encore de les laisser totalement isolées pour le cas de coques bois ou plastique. Pour terminer cette présentation, donnons d'emblée les dimensions du chargeur automatique : longueur : 15 cm, hauteur : 5 cm, profondeur : 15 cm ce qui permet de le loger à peu près n'importe où soit verticalement, soit horizontalement. Au vu de sa faible hauteur, nous avons opté pour l'emploi d'un transformateur torique de qualité, ce qui techniquement nous a donné un atout supplémentaire côté réalisation et performances.

PRINCIPE ET SYNOPTIQUE

Le synoptique est donné à la figure 1. Deux circuits pratiquement identiques permettent le redressement des courants alternatifs basse-tension issus soit des bobinages moteur, soit du secondaire du transformateur torique alimenté par le secteur. Un circuit de commutation manuel avec signalisation de l'opération effectuée permet la sélection de l'un ou



UNE BATTERIE SURVEILLEE



de l'autre mode qui est ensuite envoyé au circuit de régulation et de limitation. En dernier lieu nous trouvons le circuit d'automatisme du chargeur. Alimenté par la batterie, il permet l'enclenchement et le déclenchement automatiques de la charge suivant l'état de l'accumulateur, la mesure se faisant en continu à ses bornes, les seuils minimum et maximum étant réglables séparément. Un poussoir de départ permet l'enclenchement de la charge entre les deux seuils par action fugitive ou en deçà du seuil minimum par action permanente.

QUELQUES RAPPELS SUR LES BATTERIES

Tout d'abord, pour mémoire, indiquons qu'il existe sur le marché différents types de batteries. Parmi celles-ci nous pouvons citer les batteries au cadmium-nickel, au nickel-chrome, au zinc, à l'argent et surtout au plomb. Cette dernière la plus utilisée et de loin, nous intéresse tout particulièrement. Elle peut être à électrolyte solide, liquide, gélifié, totalement étanche ou non.

Une batterie au plomb d'un des types précédents est considérée comme totalement déchargée (et non pas hors service, la nuance est de taille nous verrons pourquoi plus loin) lorsque la tension à ses bornes atteint approximativement 11,4 V ceci pour une batterie au plomb de 12 V

nominal bien évidemment. Ce seuil de 11,4 V que nous qualifierons de seuil minimum est la limite de décharge à éviter de franchir. En effet, si à ce moment l'on décharge encore la batterie, la courbe de décharge va tendre très rapidement vers une tension très faible de l'ordre de quelques volts et si cet état se maintient suffisamment longtemps, elle deviendra « hors service » (voir ci-dessus) même après recharge car les plaques gaufrées ayant eu le temps de se sulfater, elle ne tiendra plus la charge. Descendre en deçà de ce seuil minimum est donc à proscrire absolument.

Cette même batterie est considérée comme totalement chargée lorsque la tension à ses bornes atteint 14,4 V en charge. Si l'on tend à forcer la charge au-delà la tension n'augmentera pas d'un iota, par contre plusieurs phénomènes néfastes vont commencer à se manifester. Tout d'abord l'ébullition caractéristique du mélange électrolyte eau distillée + acide sulfurique avec dégagement d'hydrogène. Généralement, c'est l'eau qui s'évapore, donc il faut en rajouter sinon les plaques se trouvant à nu, elles vont commencer à se gondoler, le bac va devenir très chaud et peut se fendre. A plus ou moins brève échéance, si rien n'est fait pour stopper la charge, la batterie va devenir inutilisable. Continuer à charger au-delà de ce seuil maximum constitue donc une contre-indication pour

l'utilisation prolongée de votre accumulateur.

Notre but n'étant pas d'en arriver là, loin s'en faut, nous voyons donc l'impérieuse nécessité de pouvoir contrôler aussi précisément que possible les tensions minimales et maximales atteintes par notre accumulateur.

Enfin, dans une moindre mesure, nous devons éviter autant que faire se peut de trop faire chauffer notre batterie en charge, ce qui obligerait à rajouter de l'eau distillée au-dessus des plaques trop fréquemment. Pour éviter cela, nous devons faire en sorte que la tension de charge ne soit que très légèrement supérieure à la tension maximum mesurée en fin de charge, et que le courant traversant l'accumulateur soit à peu près égal au 1/10^e de sa capacité. A titre d'exemple une petite batterie de 12 V/20 AH devra être rechargée avec un courant maximum de 2 A. Ce rapide cahier des charges étant posé, venons-en maintenant à la réalisation de notre chargeur.

SCHEMA DE PRINCIPE

On le trouve à la figure 2. Nous retrouvons une analogie certaine avec le synoptique de fonctionnement donné précédemment. Le schéma est constitué en fait de quatre parties indépendantes, à savoir, deux pour le redressement, une pour la régulation et une dernière pour

UNE BATTERIE SURVEILLÉE

l'automatisme. Notons d'autre part une certaine articulation du schéma au point C, la diode D3 étant de ce fait l'élément charnière de notre montage. De ce fait, nous allons pouvoir étudier successivement et séparément les différentes parties constitutives de ce schéma, chacune d'entre elles mettant en évidence un fonctionnement particulier de notre chargeur. Nous vous les livrons dans l'ordre.

Tout d'abord un montage en amont du point C, le double redressement et la commutation avec signalisation de mode, ensuite le circuit de régulation-limitation, enfin pour terminer nous trouvons l'automatisme de charge avec signalisation d'enclenchement-déclenchement.

LE CIRCUIT DE REDRESSEMENT ET DE COMMUTATION

Regardons le schéma donné à la figure 3, il apparaît très simple et appelle peu de commentaires particuliers. Côté bobinages moteur hors-bord nous trouvons un redressement bi-alternance réalisé par un pont redresseur de puissance, et côté secteur, une alimentation basse-tension par transformateur torique et redressement bi-alternance au secondaire par deux diodes et point milieu. Classique tout cela, mais pourquoi avant commutation avoir utilisé deux redressements basse tension séparés là où un seul aurait suffi ? Tout simplement pour multiplier les chances de pouvoir recharger sa batterie par l'un ou l'autre mode si l'un des circuits de redressement venait à flancher.

Nous avons donc différencié ces deux circuits de façon à les rendre indépendants l'un de l'autre. Chaque circuit est protégé individuellement, la protection côté bobines moteur hors-bord se fait par un fusible à cartouche de 3 A et côté secteur par fusible de 0,31 A. Le commutateur de sélection de mode secteur off, moteur HB est un modèle courant à 1 galette, 4 circuits, 3 positions. Les contacts doivent être donnés pour au moins 3 ampères. Deux circuits permettent la coupure du secteur 220 V en bipolaire (sécurité exige) les deux autres étant dévolus respectivement à la sélection basse-tension et à la signalisation correspondante. Avant d'en terminer avec ce chapitre, signalons à nos lecteurs que les éléments redresseurs de puissance, diodes et pont, doivent être capables de supporter au moins deux fois l'intensité préconisée. En sus, un petit refroidisseur pour chaque élément n'est pas du superflu, c'est évident !

LA LIMITATION ET LA REGULATION

Six composants en tout et pour tout pour le circuit représenté à la figure 4, c'est peu ! c'est suffisant ! En fait, afin de simplifier notablement ce circuit il a été fait appel à un circuit intégré régulateur de tension ajustable. Nous avons choisi le LM 317 K pour sa facilité d'emploi, son branchement ultra simplifié est donné à la figure 5. Notons au passage que ce genre de composant monté en boîtier T03 possède une de ses électrodes au boîtier, il conviendra donc de l'isoler au montage. L'emploi de ce genre de circuit régulateur présente de nombreux avantages : facilité d'emploi car peu de composants externes, possibilité de courant de sortie élevé pouvant atteindre 2 A, auto-limitation de cette intensité, protection contre les court-circuits en sortie et les surcharges thermiques. Notons de plus que ce régulateur de tension est dit « ajustable », ce qui permet de faire varier avec souplesse et facilité la tension de sortie à la valeur désirée. C'est déjà un premier bon point pour notre réalisation car eu égard à la différence de valeur des basses tensions pouvant exister entre les enroulements du moteur hors-bord, le secondaire du transformateur, sans oublier pour autant la tolérance secteur, nous maintiendrons une tension stable et fixe à la sortie de notre régulateur, donc sur notre batterie.

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU REGULATEUR DE TENSION AJUSTABLE TYPE LM 317 K (IC1)

Boîtier : métal T03

Tension maximale d'entrée non régulée : 40 V.

Tension de sortie variable régulée : 1,2 V à 37 V.

Courant de sortie maximum : 1,8 A.

Courant de repos typique : 0,05 mA.

Sur le schéma de la figure 4 l'ajustement de la tension en sortie du IC1 est donné par la résistance ajustable AJ1. A cet effet, il circule entre les résistances R4 et AJ1, connectées d'une part entre sortie, entrée d'ajustage et 0V d'autre part, un courant constant qui détermine la tension de référence. Pour ce régulateur intégré cette tension est égale à 1,2 V. Eu égard à cette valeur et à ces deux résistances la tension de sortie se détermine de façon simple. On a la relation.

$$V_s = \frac{1,2 (1 + AJ1)}{R4}$$

Or, nous avons vu précédemment que la batterie était totalement chargée pour une tension à ses bornes en charge de 14,4 V. Il faut donc que la tension de charge soit au moins égale ou légèrement supérieure à cette valeur pour que le courant puisse s'établir convenablement. La diode D3 se trouvant en aval de la sortie régulation, la chute de tension à ses bornes est de 0,8 V qu'il faut donc ajouter à 14,4 V pour obtenir la tension de sortie régulation soit $V_s = 15,2$ V.

La valeur typique de la résistance R4, préconisée par le constructeur pour ce genre de circuit est de 240 Ω , par suite et en appliquant la relation donnée, nous en déduisons aisément la valeur de AJ1 pour obtenir nos 15,2 V en sortie régulateur.

$$V_s = 1,2 + \frac{1,2AJ1}{R4}$$

$$R4 V_s = 1,2 R4 + 1,2AJ1$$

$$R4 (V_s - 1,2) = 1,2AJ1$$

d'où

$$AJ1 = \frac{R4 (V_s - 1,2)}{1,2}$$

avec $R4 = 240 \Omega$, $V_s = 15,2$ V

$$AJ1 = \frac{240 (15,2 - 1,2)}{1,2} =$$

$$\frac{240 \times 14}{1,2} = 2,8 \text{ k}\Omega$$

Ceci est la valeur intrinsèque de la résistance AJ1 pour obtenir exactement $V_s = 15,2$ V ; comme nous désirons pouvoir ajuster précisément cette tension et vu les tolérances et la dispersion des éléments, considérons ce point d'ajustement à 2,8 k Ω comme le point milieu de la résistance ajustable AJ1. La résistance ajustable doit donc être du double de cette valeur, soit 5,6 k Ω . Comme cette valeur n'est pas normalisée pour les petits potentiomètres ajustables à implanter sur circuit imprimé, nous choisirons un modèle de 4,7 k Ω ou de 10 k Ω . Avec l'une ou l'autre de ces valeurs nous aurons un réglage souple de la tension au point C.

Le petit condensateur au tantale C1 sert à minimiser le bruit et les accrochages en sortie du régulateur intégré si celui-ci était peu chargé, quant à la diode D3 qui devra pouvoir supporter elle aussi un courant au moins égal à celui préconisé, son rôle est double. D'une part elle évite que la tension batterie soit directement appli-

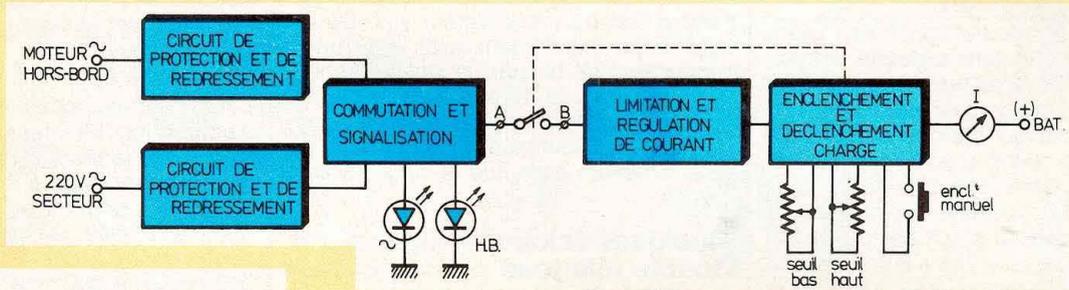


Fig. 1

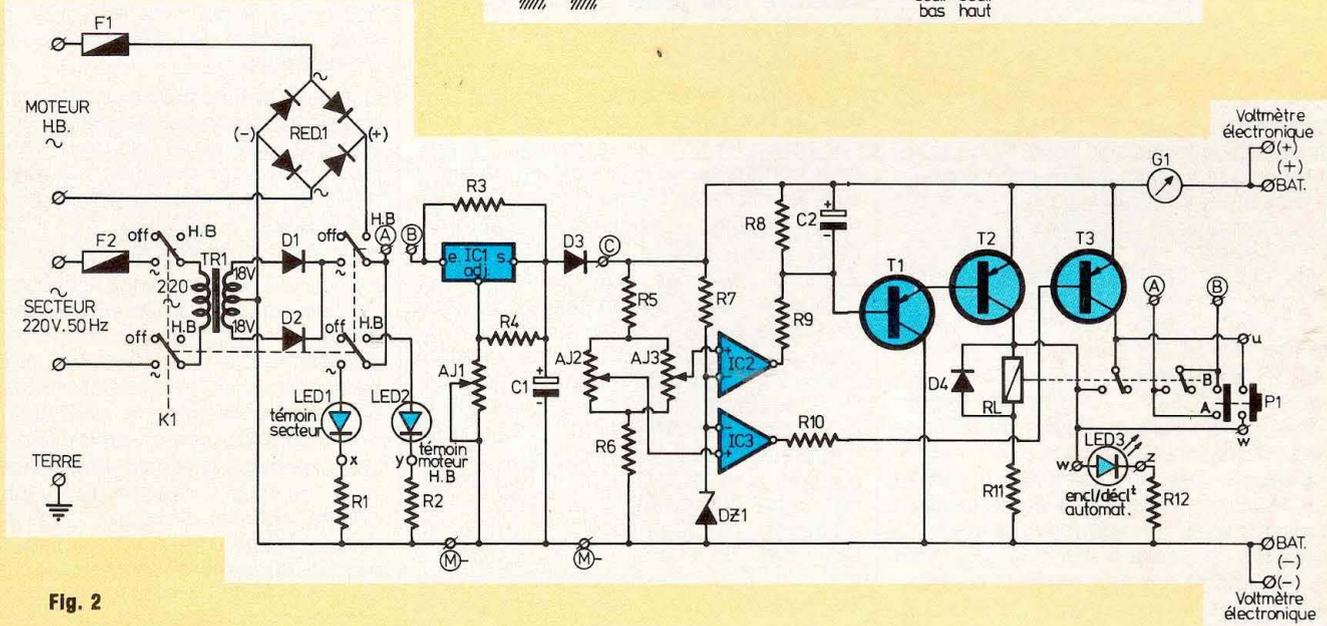


Fig. 2

Fig. 1 : Synoptique du chargeur automatique.
 Fig. 2 : Schéma de principe du chargeur, nous y retrouvons une analogie avec le synoptique. Le schéma est constitué de quatre parties indépendantes.

Fig. 3 : Circuit de redressement et de commutation.

Fig. 4 : Six composants en tout et pour tout pour la limitation et la régulation.

Fig. 5 : Le LM 317K est un régulateur de tension ajustable en boîtier T03 qui peut fournir un courant de sortie maximum de 1,8 A.

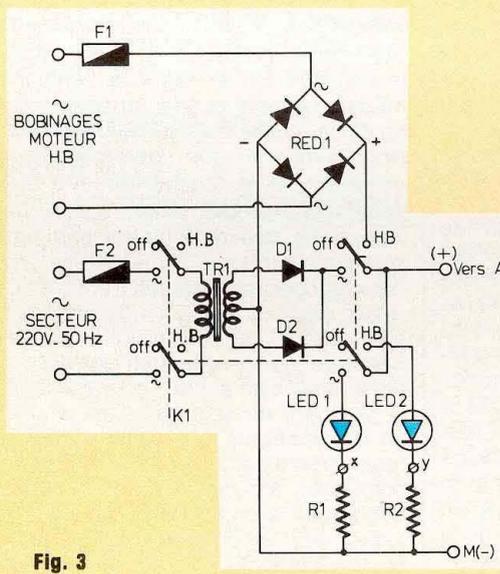


Fig. 3

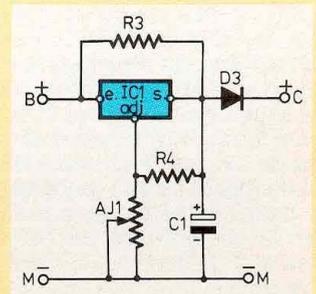


Fig. 4

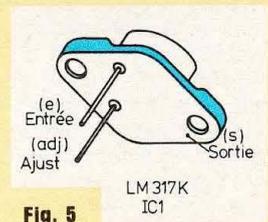


Fig. 5

quée sur la sortie du régulateur de tension, d'autre part elle isole le circuit d'automatisme du circuit générateur de charge afin d'éviter que la mesure des seuils minimum et maximum aux bornes de l'accumulateur soit perturbée par la tension de charge.

UNE BATTERIE SURVEILLÉE

CIRCUIT DE MESURE ET D'AUTOMATISME

Le schéma complet est donné à la figure 6. Le montage est donc alimenté directement à partir de la batterie à surveiller et un courant infime de quelques mA seulement suffit pour son fonctionnement. La mesure des tensions de seuil minimum et maximum est effectuée à l'aide de deux circuits intégrés montés en comparateurs à boucle ouverte. Il s'agit de IC2 et IC3 qui sont de classique 741 à 8 broches. Le choix a été porté sur ce composant « passe partout » qui est d'un inégalable rapport service rendu/prix pour cette utilisation. En figure 7, nous rappelons à titre documentaire pour nos lecteurs qui ne le posséderaient pas, son schéma de branchement. Les seuils de tension minimum et maximum sont fixés au préalable par deux résistances ajustables AJ2 et AJ3. Cette dernière fixe le seuil d'enclenchement de la charge batterie, à l'inverse AJ2 détermine le seuil de déclenchement. A cet effet les deux amplificateurs opérationnels IC2 et IC3 sont montés en comparateur de tension, les entrées inverseuses étant portées à un potentiel fixe de référence par l'intermédiaire de la diode zener DZ1.

Les résistances ajustables AJ2 et AJ3 et les résistances butées R5 et R6 forment un pont diviseur et déterminent deux fractions de la tension batterie qui sont ensuite appliquées aux entrées non inverseuses des comparateurs, provoquant par là même le basculement de l'un et de l'autre lorsque les tensions de seuil respectives sont atteintes. Lorsque la tension batterie est minimum, le passage de l'état 1 à l'état 0 en sortie du comparateur IC2 sature les transistors T1 et T2 enclenchant le relais se trouvant dans le collecteur de T2. Les résistances R8 et R9 forment un pont diviseur permettant d'adapter dans les meilleures conditions possibles le courant issu du 741 à celui de base du 2N 2907. Quant au rôle joué par le condensateur C2, il assure une légère temporisation afin d'éviter les enclenchements et déclenchements intempestifs du relais lorsque la batterie accuse de brèves chutes de tension rendues inévitables par la mise sous tension d'appareils à forte consommation (petit réfrigérateur électrique 12 V par exemple). Le collage du relais provoque la fermeture d'un premier contact réalisant la liaison AB en sortie de régulation, donc la charge de la batterie à tension régulée fixe et constante. Le deuxième contact relais sert de mémorisation et d'auto-maintien.

Lorsque la tension de batterie devient maximum, le passage de l'état saturé à l'état bloqué est obtenu par le changement d'état du comparateur IC3. De ce fait T3 qui initialement avait été rendu conducteur se bloque, le relais décolle, les liaisons A et B sont interrompues, donc la charge batterie. Il suffit que la tension batterie diminue à nouveau jusqu'au seuil minimum pour que le cycle recommence.

Quelques éclaircissements sur le double rôle joué par le poussoir fugitif et à enclenchement mécanique P1

Ce poussoir doit posséder deux contacts travail indépendants pouvant être mus par action fugitive ou verrouillée. Le premier contact (μ , w) connecté en parallèle sur le contact d'auto-alimentation du relais permet d'enclencher l'automatisme manuellement pour le cas où l'on voudrait redonner une petite charge d'entretien alors que la tension batterie se trouve entre le seuil minimum et le seuil maximum. Il suffit à ce moment d'appuyer fugitivement sur le poussoir P1. L'automatisme se met en fonction et le relais s'automaintient. La charge s'effectue et stoppera dès que la tension batterie aura atteint le seuil maximum. Par cette possibilité, il est donc inutile d'attendre que la batterie soit arrivée au seuil bas pour que la charge puisse s'effectuer. Le deuxième contact (A, B) est directement connecté en parallèle sur le contact de charge du relais et vient court-circuiter les points A et B vus précédemment à la sortie du redressement.

Cette fois-ci l'on agira en appuyant à fond le poussoir P1 de façon à l'enclencher mécaniquement et à le verrouiller. Quelle en est la raison ? L'explication est simple. Nous avons vu que l'automatisme était alimenté par la tension batterie et ceci sans aucun problème tant il est vrai que la batterie délivre toujours une tension suffisante propre à alimenter les amplificateurs opérationnels les transistors et le relais. Mais qu'advient-il de cela lorsque par hasard, après un long hivernage, chose qui n'arrange jamais les accumulateurs laissés en place, l'on s'aperçoit que le chargeur ne veut pas s'enclencher, ni en automatique, ni même en appuyant fugitivement sur le poussoir de départ. Eh bien tout simplement, la batterie est déchargée à un seuil tel que les composants de l'automatisme ne réagissent plus. A ce moment, il convient d'appuyer à fond sur le poussoir P1. Le contact AB s'effectue en permanence, la charge

s'établit et le contrôle de celle-ci s'effectue aisément par l'ampèremètre G1. Le courant doit tout d'abord être maximum, puis diminuer assez rapidement. Lorsque l'automatisme est de nouveau correctement alimenté, il s'enclenche, allumant par la même occasion la led verte de signalisation. Maintenant on peut déclencher P1 en le tirant vers soi, tout est redevenu normal pour le chargeur, mais pas forcément pour l'accumulateur qui n'a peut être pas apprécié cette longue décharge en deçà du seuil préconisé ; pour ceux à qui cela arriverait, je conseille vivement de relire le paragraphe sur les batteries.

Quelques petites précisions sur les autres composants non encore décrits de ce circuit d'automatisme. Les deux transistors assurant la commutation du relais sont des PNP en boîtier TO18 du genre 2N 2907, quant au transistor T1 il s'agit d'un PNP faible puissance BC 177 ou similaire.

En figure 8 nous trouvons le branchement de ces transistors. On n'omettra pas la diode de commutation D4 connectée directement aux bornes de la bobine relais. Nous rappelons son rôle qui est uniquement d'éviter la destruction des transistors de commutation par surtension. N'oublions pas en effet qu'un relais quel qu'il soit, c'est avant tout une bobine, c'est-à-dire une self et que comme toute self qui se respecte, son coefficient de self-induction serait suffisant à l'établissement du courant pour détruire le transistor de commande. La diode branchée en inverse évite le pic dangereux.

Enfin, nous tenons à fixer quelque peu les idées quant à l'emploi du relais RL et de sa résistance associée R11, laquelle peut être supprimée en un certain cas que nous allons voir. Tout d'abord rappelons une fois de plus à nos lecteurs que la tension d'alimentation du circuit d'automatisme est variable puisqu'il s'agit en fait de la tension batterie qui fluctue en fonction de son état de charge. Ce qui veut dire que le relais doit pouvoir coller franchement pour le seuil minimum considéré en tenant évidemment compte du V_{ce} du transistor de commutation, puis être toujours collé jusqu'au seuil maximum où il décollera, mais quand nous disons toujours collé, c'est correctement, sans servir de chauffelette aux autres composants du montage. Alors là, pas de secret, ou vous tombez sur un modèle 12 V suffisamment sensible pour coller franchement à la valeur du seuil minimum et supportant allègrement le seuil maximum

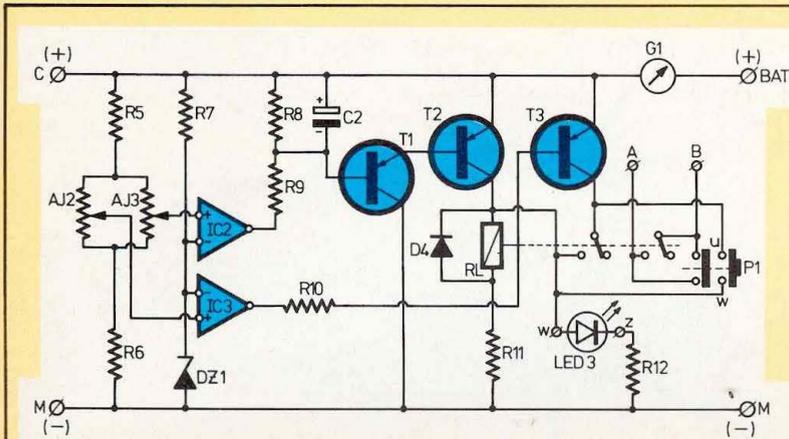


Fig. 6 : Circuit de mesure et d'automatisme.

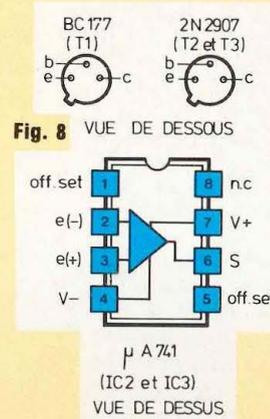


Fig. 8

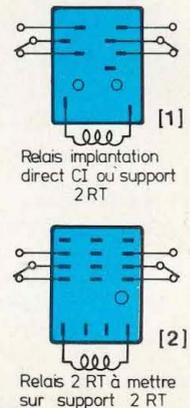


Fig. 9

(plus facile à obtenir) ou vous ne trouvez pas cet oiseau rare. Rassurez-vous, une solution existe et nous allons vous la livrer. Dans ce cas il faut choisir un modèle avec bobine inférieure à 10 V avec une résistance supérieure à 100 Ω. Nous conseillons un relais normalisé européen 6 V - 2RT/5A de bobine 110 Ω ou 185 Ω, ces modèles sont vendus très couramment dans le commerce spécialisé soit à implantation directe sur le circuit imprimé, soit à monter sur support avec étrier, nous y reviendrons.

Nous n'oublions pas les petits chanceux qui trouveraient un relais suffisamment sensible et performant. Pour ceux-là pas de problèmes, R11 est exclue et est purement et simplement remplacée par un strap sur le circuit imprimé. Pour le deuxième cas, il va falloir déterminer sa valeur de façon à limiter le courant bobine relais 6 V aux environs de la valeur nominale. Cette résistance de limitation se calcule très facilement. On applique la formule simplifiée suivante :

$$R11 = \frac{R \text{ bobine } (10 - U \text{ bobine})}{U \text{ bobine}}$$

Prenons le cas d'un relais 6 V/2RT - 110 Ω et d'un 6 V/2RT - 185 Ω :

$$1^{\text{er}} \text{ cas : } R11 = \frac{110 (10 - 6)}{6} =$$

$$\frac{110 \times 4}{6} = 73 \Omega$$

Une résistance normalisée de 68 Ω conviendra parfaitement.

$$2^{\text{e}} \text{ cas : } R11 = \frac{185 (10 - 6)}{6} =$$

$$\frac{185 \times 4}{6} = 123 \Omega$$

Nous utiliserons une résistance normalisée de 120 Ω.

Comme nous vous l'avons dit, revenons rapidement sur le brochage de ce relais. En figure 9, nous trouvons le schéma de branchement de deux types de relais normalisés. En 1, vous implanterez directement le relais sur le circuit imprimé, en 2 vous le trouvez à mettre sur support, comme vous le voyez le branchement n'est pas le même et le circuit imprimé est prévu pour recevoir le type 1. Rassurez-vous ce deuxième relais conviendra aussi parfaitement, car monté sur son support, celui-ci à un branchement identique à un relais à implantation directe.

Pour en terminer avec l'étude de ce circuit d'automatisme, une led verte connectée en parallèle sur la bobine relais permet de visualiser si la charge est enclenchée ou non.

CARACTERISTIQUES

PRINCIPALES

DU CHARGEUR AUTOMATIQUE

Tension secteur : 220 V - 50 Hz.

Tension bobines moteur hors-bord : suivant modèle de 15 à 25 V alternatif.

Sélection mode : secteur - arrêt - moteur HB.

Protection bobinage moteur ; fusible 3,15 A en face avant.

Protection transformateur secteur : fusible 0,31 A en face avant.

Signalisation sélection : led rouge allumée → présence secteur.

Signalisation sélection : led orange allumée → présence tension moteur HB.

Automatisme : enclenchement automatique au seuil minimum.

Automatisme : déclenchement automatique au seuil maximum.

Automatisme : enclenchement manuel fugitif entre les deux seuils ou enclenchement manuel permanent en deçà du seuil minimum, déclenchement automatique au seuil maximum dans les deux cas.

Signalisation automatisme : led verte allumée → charge.

Sécurités : limitation de la tension de charge à 15,2 V (régulation) et 14,4 V (batterie).

Sécurités : limitation du courant de charge à 1,8 A.

Protections : contre les court-circuits en sortie.

Protections : contre les inversions de polarité accidentelles.

Contrôle de charge : voyant automatisme.

Contrôle de charge : ampèremètre de charge 0 - 3 A.

Batterie : 12 V de 14 A/H à 30 A/H.

REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de régulation-limitation donné à la figure 10 sera réalisé sur verre epoxy simple face. Après perçage, on étamera le circuit imprimé au bain chimique. Tous les composants, à l'exception du régulateur intégré IC1 qu'on laissera de côté pour le moment, seront câblés côté cuivre, voir l'implantation en figure 11. Nous avons retenu cette solution de façon qu'après montage du circuit imprimé sur entretoise au fond du boîtier, l'on puisse facilement souder les pattes d'IC1 qui, lui, est fixé sur le coffret à l'extérieur. De plus, toutes les connexions à réaliser lors du câblage final ainsi que le réglage d'AJ1 à la mise au point se

UNE BATTERIE SURVEILLEE

feront plus facilement. Ne pas oublier lors du montage mécanique d'IC1 sur le coffret l'isolement du boîtier correspondant à la sortie régulation. A cet effet, on utilisera mica et entretoises isolantes. Lorsque le circuit imprimé de régulation sera terminé, on pulvérisera généreusement deux couches de vernis isolant à seule fin d'éviter toute oxydation des traces de cuivre et des pattes des composants due à l'air salin (oh combien corrosif !).

Le circuit imprimé d'automatisme sera réalisé identiquement au précédent. Son schéma de réalisation est donné à la figure 12. Il suffit de suivre le schéma de la figure 13 pour l'implantation des composants et le raccordement. Suivant le relais employé si celui-ci est monté sur support on n'oubliera pas l'étrier de maintien, un bateau avec son moteur, ça bouge, ça vibre... Enfin, on terminera en soudant deux picots en lieu et place de R11. Cela évitera bien des ennuis de démontage du circuit imprimé lors des essais et réglages si malgré la bonne foi de votre fournisseur, le relais employé ne correspondait pas à vos espérances. A ce moment, sans aucun démontage, les deux picots seront réunis soit par un strap, soit par une valeur de R11 déterminée plus « expérimentalement » et appropriée au type de relais employé.

USINAGE COFFRET

Afin de maintenir la qualité esthétique de cette réalisation, l'usinage du coffret sera réalisé avec soin. En figure 14, vous trouvez le plan de perçage de la face avant. L'usinage de la face arrière est donné à la figure 15. Notons au passage les neuf perçages de $\varnothing 2,8$ pour les fils de raccordement au bornier. Enfin en figure 16, nous avons l'usinage du dessous du coffret. Il faut fraiser les trous mentionnés sur le schéma de perçage de façon à ce qu'aucune tête de vis n'apparaisse et ne fasse saillie sur le dessous. La raison en est double : premièrement cela garantit un fini irréprochable, ensuite, si l'on ôte les quatre petits pieds en caoutchouc aux quatre coins du coffret, il est tout à fait possible de glisser l'appareil dans un logement aux côtes exactes prévues à cet effet à proximité du coin navigation, seul l'avant émergeant, ce qui garantit un sérieux irréprochable.

MONTAGE, CABLAGE

On procédera par ordre, en commençant par la face arrière. En premier lieu nous conseillons de fixer bornier de raccordement et cosse pour prise de terre. Ensuite l'ensemble régulateur intégré et isolants,

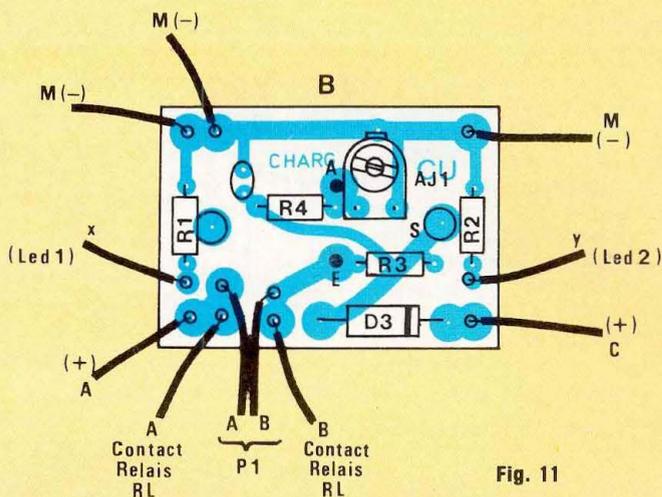


Fig. 11

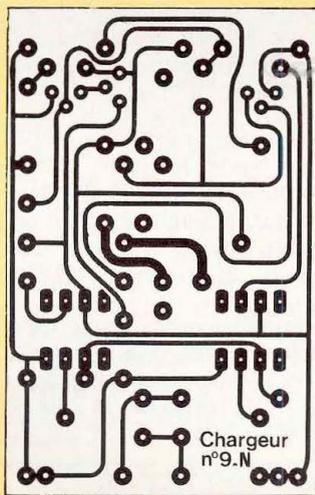


Fig. 12

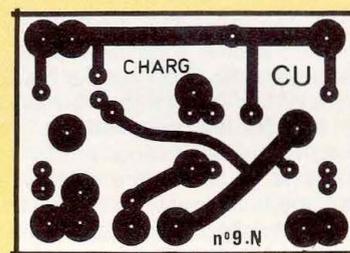


Fig. 10

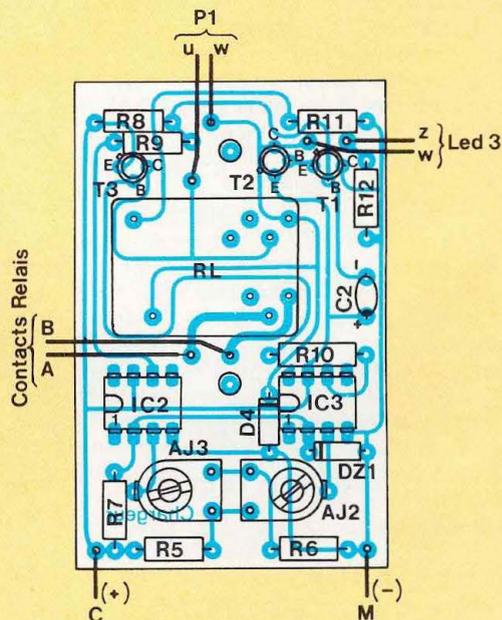


Fig. 13

- Fig. 10 : Circuit de régulation limitation
- Fig. 11 : Attention, tous les composants sont soudés côté cuivre !
- Fig. 12 : Circuit imprimé d'automatisme.
- Fig. 13 : Implantation des composants du circuit d'automatisme.

KIT . 9 N

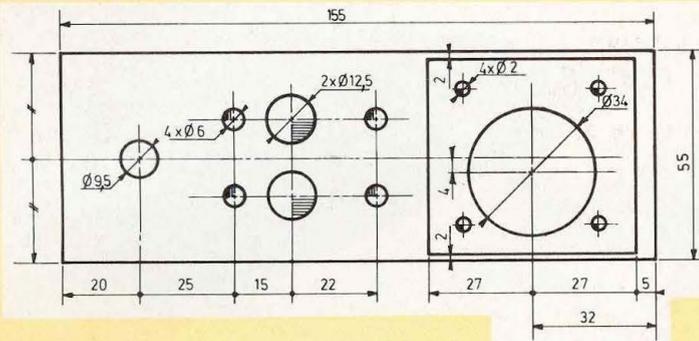


Fig. 14

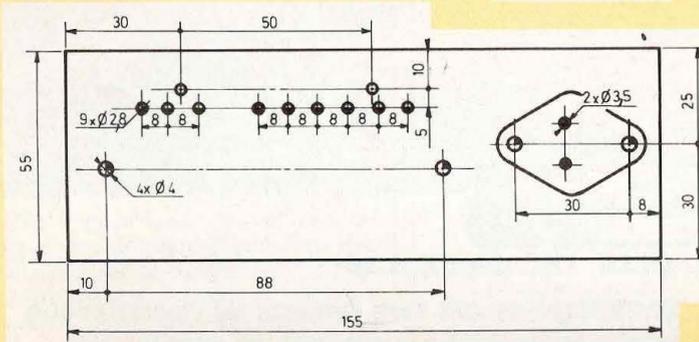


Fig. 15

Fig. 14-15 : Plans de perçage des faces avant et arrière du coffret.

dissipateur et circuit imprimé de régulation. A l'intérieur du coffret est fixé le transformateur torique en n'oubliant pas ses deux coupelles, nous poursuivons par le circuit imprimé d'automatisme pour terminer par les ensembles redresseur D1, D2 et RED1 qui seront montés comme nous l'avons déjà mentionné sur de petites équerres dissipatrices. Enfin nous pouvons mettre en place les éléments constituant la face avant. Les trois leds de signalisation sont des modèles à collerettes et donc vissées sur l'aluminium. Ensuite sont montés les deux porte-fusibles, le poussoir fuitif enclenché et l'ampèremètre ferro-magnétique qui sera tenu par quatre clips de fixation. En dernier lieu on terminera par le commutateur à galette. Le montage des éléments du chargeur est terminé, il ne nous reste plus qu'à câbler l'ensemble. Pour cela on s'inspirera autant que faire se peut du schéma donné à la figure 17. Nous préconisons l'emploi de fils de couleurs différentes et, suivant les courants à véhiculer, de section suffisante. Après s'être assuré que le câblage ne comporte aucune erreur, on terminera la finition par un frettage à l'aide de nylstop ou de frette,

HIER, AUJOURD'HUI, DEMAIN, LA MAÎTRISE METRIX.



Multimètres : une famille superfiabile

METRIX détient aujourd'hui le leadership européen pour des raisons concrètes :

- 50 ans d'expérience dans la recherche scientifique de la multimétrie et de ses applications,
- deux familles complètes de multimètres analogiques et numériques aux performances élevées,

- une conception rationnelle qui privilégie la protection des appareils autant que la sécurité des utilisateurs.

Précis, fiables, robustes, compacts, simples d'emploi, les METRIX sont synonymes de multimètre !

Les multimètres METRIX : une trilogie parfaite performance/qualité/prix.

metrix

UNE ÉTINCELLE D'AVANCE

ITT Composants et Instruments - Division Instruments METRIX
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 - F 74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52.81.02 - Telex 385131



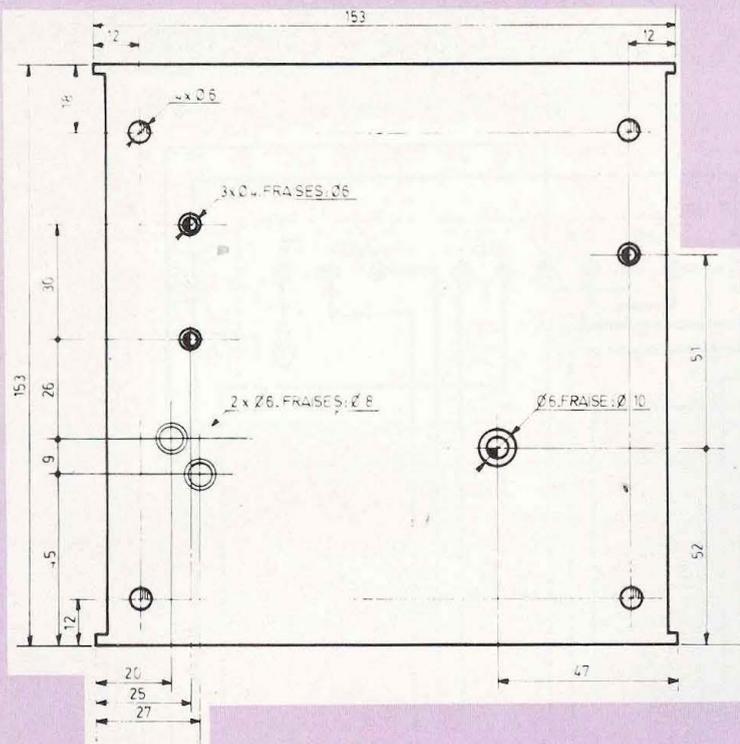


Fig. 16 : Usinage du dessous du coffret. Ne pas oublier de fraiser les trous.

ESSAIS, REGLAGES

Après avoir vérifié minutieusement le câblage des deux circuits imprimés, on embrochera les deux circuits intégrés sur leurs supports. Le relais sera mis en place et les fusibles glissés à la bonne place. On fera en sorte de ne pas oublier le strap ou R11. Positionner ensuite le commutateur sur off et réaliser le montage de la figure 18-1. Raccorder le secteur et passer le commutateur sur la position secteur. La led rouge de signalisation doit s'allumer et les voltmètres doivent indiquer une certaine tension de l'ordre de 20 V ou moins suivant la position d'AJ1. Manœuvrer maintenant le commutateur sur la position moteur HB. La led orange doit s'allumer et les voltmètres indiquent une tension identique à la précédente. Laisser le commutateur dans l'une ou l'autre position et faire le réglage de la résistance ajustable AJ1 de façon à ce que les voltmètres en sortie indiquent très précisément 14,4 V. L'essai et le réglage de la partie redressement et régulation de tension sont terminés.

Pour faire l'essai de la protection contre les court-circuits et de la limitation d'intensité, réaliser le montage de la figure 18-2. En remplaçant le deuxième

NOUVEAU

Le livre attendu par des milliers de passionnés d'acoustique

L'OPTIMISATION DES HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Charles-Henry Delaleu

La modélisation des haut-parleurs et surtout des enceintes a profondément évolué ces dernières années. Il n'existait jusqu'à aujourd'hui aucun ouvrage français traitant de ces nouvelles techniques.

En publiant cet ouvrage, l'éditeur répond aux attentes de milliers de passionnés.

Trop théorique, il ne se serait adressé qu'à une minorité de spécialistes, trop pratique, il n'aurait présenté qu'un aspect d'un sujet très vaste.

L'auteur, Charles-Henry Delaleu, a réussi à allier théorie et pratique.

Par la somme extraordinaire d'informations qu'il rassemble, cet ouvrage permet une réelle optimisation de l'enceinte acoustique. Une présentation théorique et pratique de la mise en œuvre d'une réalisation rigoureuse. La modélisation mathématique a été très largement détaillée et permet une analyse rigoureuse par tous.

Il est enfin possible à tout « amateur » d'avoir recours à des techniques réservées aux professionnels, aux professionnels de trouver dans le même ouvrage des bases modernes du haut-parleur et de l'enceinte acoustique.

224 pages, 140 illustrations et schémas, 40 fiches techniques
Prix : 162 F (port compris)

BON DE COMMANDE

Je désire recevoir l'ouvrage « L'optimisation des HP et enceintes acoustiques » au prix de 162 F (port compris)

Nom

Adresse

à adresser aux **EDITIONS FREQUENCES**
 1, boulevard Ney 75018 Paris.

Règlement ci-joint :
 par chèque bancaire Par mandat

UNE BATTERIE SURVEILLEE

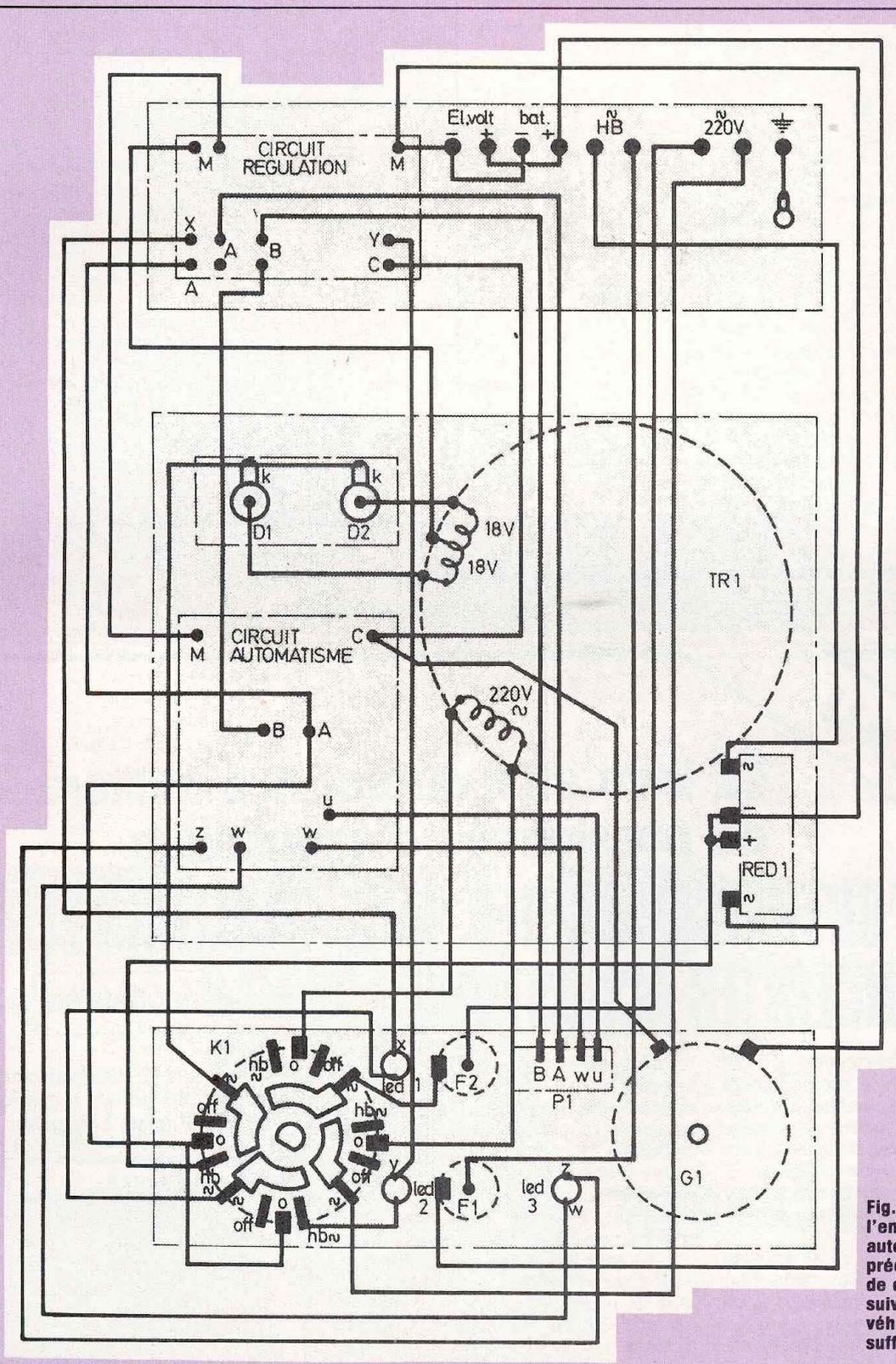


Fig. 17 : Câblage de l'ensemble du chargeur automatique. Nous préconisons l'emploi de fils de couleurs différentes et, suivant les courants à véhiculer, de section suffisante.

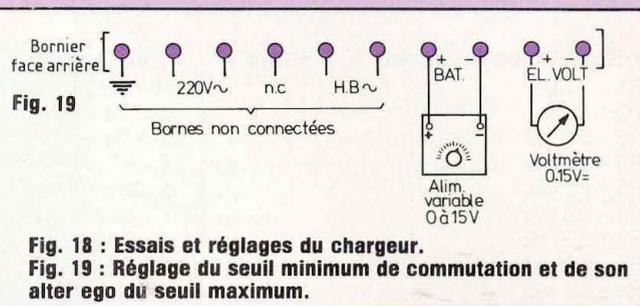
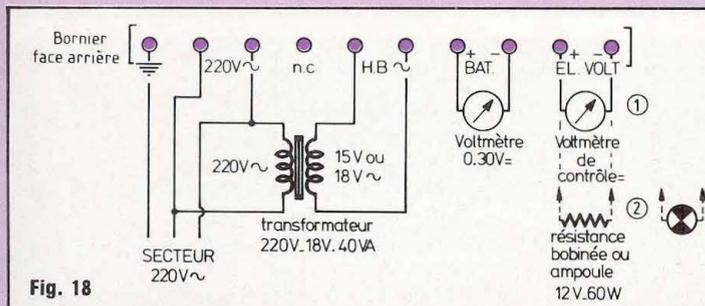


Fig. 18 : Essais et réglages du chargeur.
Fig. 19 : Réglage du seuil minimum de commutation et de son alter ego du seuil maximum.

voltmètre de contrôle par une résistance bobinée de faible valeur ou mieux encore par une ampoule de phare de voiture de 12 V 60 W on s'assurera de la sorte que la limitation d'intensité a bien lieu à 1,8 A. Positionner le commutateur sur secteur.

$$I(A) = \frac{P(W)}{U(V)} = \frac{60}{12} = 5 \text{ A}$$

L'ampèremètre de contrôle ne doit pas monter au-delà de 2 A, signe que la limitation s'effectue convenablement car l'intensité absorbée par notre ampoule serait normalement de :

Lors de cette manipulation, on ne maintiendra pas trop longtemps l'opération pour éviter de faire chauffer inutilement le régulateur de tension IC1. Se rappeler qu'une batterie, même très déchargée, est un élément dit « actif ». La limitation s'effectuant à la valeur précitée mais tendant très rapidement à diminuer puisque la résistance interne de l'accumulateur se chargeant va rapidement croître, donc le courant de charge baisser, ce qui n'est pas le cas d'une ampoule à filament ou d'une résistance dits « passifs » qui ne vont guère changer d'état (légèrement à cause de la température, c'est tout). Donc, lors de cette « manip » à bon entendeur salut ! ne maltraitez pas votre LM 317K.

Déconnecter totalement le secteur et le transformateur d'essais et réaliser maintenant le montage de la figure 19. Avant de mettre sous tension l'alimentation variable, positionner les résistances ajustables AJ2 et AJ3 au minimum de la course. Il ne reste plus qu'à faire le réglage du seuil minimum de commutation et de son alter ego du seuil maximum. Nous avons vu précédemment qu'une batterie au plomb était considérée comme chargée à 14,4 V et déchargée à 11,4 V. Pratiquement on choisira comme seuil maximum une tension comprise entre 14,1 et 14,4 V et comme seuil minimum une tension située entre 11,6 V et 12,2 V. Ces différents réglages affecteront d'une part le temps de charge et

d'autre part la capacité que l'on désire conserver en réserve dans la batterie. On se souviendra qu'une tension de 12 V correspond approximativement au 4/5 et une tension de 11,6 V au 1/5 de la capacité totale de l'accumulateur. Une certaine précision de mesure faisant s'écarter ces valeurs de $\pm 1\%$ à $\pm 2\%$ suivant la tolérance des éléments. Sur notre maquette et pour une petite batterie étanche de 20 AH nous avons réglé le seuil bas à 12,2 V et le seuil haut à 14,4 V. Pour ces deux réglages, nous conseillons de procéder comme suit :

- 1) régler la tension de sortie de l'alimentation variable à la valeur de la tension minimum souhaitée et tourner lentement AJ3 pour obtenir un collage franc du relais, la led de signalisation verte doit s'allumer,
- 2) régler maintenant la tension de sortie de l'alimentation variable à la tension maximum souhaitée et tourner doucement AJ2 pour décoller le relais et éteindre la led verte.

Le réglage des deux seuils de basculement est terminé et il ne reste plus qu'à poser un point de peinture sur les ajustables de façon à éviter un dérèglement principalement dû aux vibrations.

Il ne reste plus qu'à faire l'essai de l'action fugitive du poussoir P1. Pour cela, monter la tension d'alimentation à 14,4 V (ou au seuil maximum fixé). Le relais doit décoller, redescendre doucement cette tension sans pour autant atteindre le seuil minimum. Enclencher fugitivement P1, le relais doit coller et la led verte s'allumer, en remontant la tension au seuil maximum l'automatisme stoppe à nouveau.

UTILISATION

- A) Raccorder le bornier de sortie au moyen de fourches à sertir.
- B) Positionner le chargeur, soit sur 220 V secteur (led rouge allumée) soit sur moteur hors-bord, celui-ci étant en route (led orange allumée).
- C) Suivant l'état de la batterie, quatre cas peuvent se présenter :

- 1) Batterie bien déchargée après un long hivernage ($U \leq 5 \text{ V}$) enclencher mécaniquement le poussoir « Start » en l'appuyant à fond. L'ampèremètre indique le maximum de courant de charge (1,8 A). Surveiller la charge de l'accumulateur par contrôle de la diminution du courant de charge sur l'ampèremètre. Lorsque la batterie est suffisamment chargée l'automatisme prend le relais (qui colle). La led verte s'allume. A ce moment, déclencher le bouton « Start » en le tirant vers soi. La charge stoppera d'elle-même lorsque le seuil maximum sera atteint.

- 2) Batterie déchargée ($6 \text{ V} \leq U \leq 12 \text{ V}$) enclenchement et déclenchement automatiques en début et fin de charge.

- 3) Batterie demandant une charge d'entretien ($12 \text{ V} \leq U \leq 14 \text{ V}$) appui fugitif sur le bouton « Start ». La charge s'effectue, le déclenchement au seuil maximum est automatique.

- 4) Batterie en fin de charge ($U \approx 14,4 \text{ V}$), l'automatisme se débraye aussitôt, atteint le seuil de fin de charge.

Par cette réalisation, nous espérons avoir satisfait un nombre grandissant de lecteurs plaisanciers qui désirent mettre la « main à la pâte » et, joignant l'utile à l'agréable, n'hésitent pas à fabriquer et dépanner eux-mêmes leurs appareils électroniques de bord. Pour l'instant restons-en à celui-ci et faisons quand même remarquer que pour une batterie très déchargée, le bateau étant au mouillage, il ne serait guère avantageux pour vous, ni agréable pour vos voisins de vouloir effectuer la recharge par le moteur hors-bord. Néanmoins près d'une borne secteur de ponton cela ne cause plus aucun problème, ni même lors d'un retour de navigation au moteur, par manque de vent, de surcroît de nuit, ce qui permet très remarquablement de profiter de votre chargeur dans les meilleures conditions possibles en se payant le luxe de rentrer au port d'attache avec une batterie bien chargée, tout en ayant eu la

Florence Lemoine

UNE BATTERIE SURVEILLEE

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistance à couche $\pm 5\%$ 1/4 W

R1 - 1 k Ω
 R2 - 1 k Ω
 R3 - 510 Ω
 R4 - 240 Ω
 R5 - 22 k Ω
 R6 - 22 k Ω
 R7 - 2,7 k Ω
 R8 - 470 k Ω
 R9 - 62 k Ω
 R10 - 4,7 k Ω
 R11 - (voir texte)
 R12 - 1 k Ω

• Résistances ajustables VA05 H

AJ1 - 10 k Ω
 AJ2 - 10 k Ω
 AJ3 - 10 k Ω

• Conducteurs polarisés

C1 - 1 μ F/35 V tantale goutte
 C2 - 10 μ F/25 V tantale goutte

• Semiconducteurs

IC1 - LM317K
 IC2 - 741
 IC3 - 741
 T1 - BC177
 T2 - 2N2907
 T3 - 2N2907
 D1 - G1010 ou équivalent
 D2 - G1010
 D3 - 100 V/4 A à fils
 D4 - BAX13 ou 1N914
 DZ1L - zener 6,8 V/0,5 W
 RED 1 - BY 36930 ou équivalent
 LED 1 - diode led 0 3 mm à vis
 LED 2 - diode led 0 3 mm à vis
 LED 3 - diode led 0 3 mm à vis

• Divers

RL - relais 6 V/110 Ω ou 185 Ω 2 R.T./5 A (ou voir texte)
 TR1 - transfo torique 220 V/2 \times 18 V - 80 VA

K1 - commutateur à galette 4 circuits - 3 positions

F1 - fusible verre 5 \times 30 - 3,15 A

F2 - fusible verre 5 \times 30 - 0,31 A

P1 - poussoir fuitif/enclenché 2T

G1 - ampèremètre ferro magnétique ELC 0-3A - 55 \times 44

2 supports 8 broches pour circuits intégrés

2 radiateurs à ailettes pour diodes de puissance

1 refroidisseur alu anodisé 40 \times 25

1 radiateur pour LM317K

1 jeu mica isolant + entretoises céramiques

1 équerre de fixation pont redresseur

1 support + étrier pour relais 2 RT

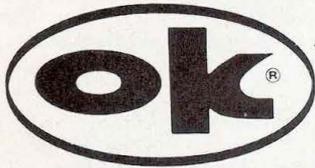
3 entretoises pour transistors boîtier TO18

1 bouton à index pour axe 0 6 mm

2 porte-fusibles 5 \times 20 pour châssis

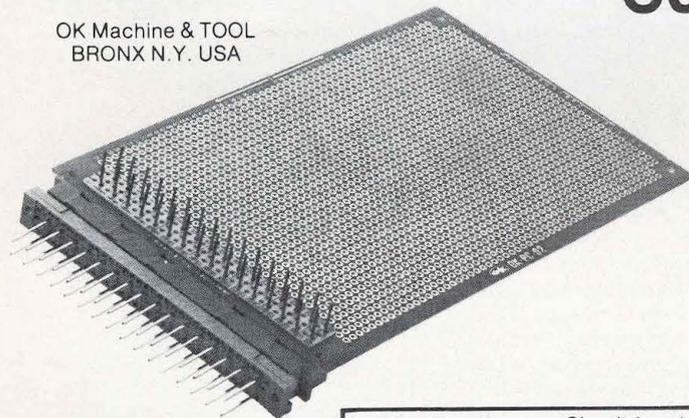
1 bornier de sortie à vis, 10 plots

1 coffret aluminium 155 \times 85 \times 55



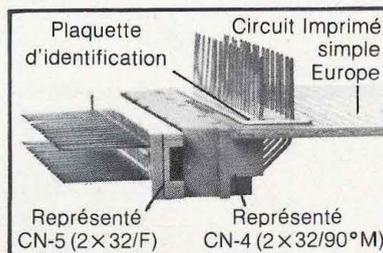
OK Machine & TOOL
 BRONX N.Y. USA

Connecteurs DIN 41612 FORMES C, D, et F.



Nombre de broches:
 2 \times 16 / 2 \times 32 / 3 \times 32
 Sorties:
 miniwrap 0,6 \times 0,6 mm
 ou téléphonie 1,1 \times 1,1 mm
 ou autodénudant 2 \times 32

En stock également :
 Connecteurs enfichables
 Connecteurs autodénudants pour câbles plats à boîtiers trapézoïdaux suivant N.F.C. 93-425



Nous proposons une gamme très étendue d'outils et accessoires pour tous travaux d'électronique.

- tout l'outillage : pour le wrapping industriel et de maintenance de dénudage (pinces et machines) de câblage (pinces, etc.) de soudage et dessoudage
- le fil pour wrapping en bobines (tous ϕ , toutes longueurs, en 10 couleurs, divers isolants) ou coupé et prédénudé aux deux extrémités (en sachets de 50 ou 500 fils).
- du câble plat 14-16-24-28 ou 40 conducteurs avec ou sans connecteur à une extrémité ou aux deux.
- des circuits imprimés à connecteurs enfichables et cartes d'études au format européen et double Europe
- connecteurs auto-dénudants pour câbles plats 9-15-25-37
- des supports (8 à 40 broches), broches individuelles et barrettes à wrapper pour C.I.
- des plaquettes d'identification pour supports à wrapper
- pour composants discrets : broches individuelles et barrettes à wrapper ainsi que supports enfichables sur DIP.
- une série d'outils à insérer et à extraire les C.I.
- des magasins pour la distribution des circuits intégrés
- outils de contrôle : sonde logique et générateur d'impulsions pour la détection des pannes sur circuits intégrés digitaux.
- des kits (outils + accessoires) pour montages électroniques
- de petites perceuses pour circuits imprimés
- des châssis 19" pour cartes format Europe.

Documentation détaillée avec tarif sont à votre disposition

Importateur
 Exclusif

SOAMET s.a. 10, Bd. F.-Hostachy - 78290 CROISSY-s/SEINE - 976.24.37

suite du kit. 8M

VOLT-METRE NUMERIQUE ± 20 000 POINTS

Après avoir vu dans le numéro 8 la description théorique des trois modules de base de notre multimètre 20 000 points ainsi que la réalisation pratique de la carte « convertisseur », nous allons aborder la mise en coffret, l'étude et la construction de la carte de commutation de gammes et de fonctions munie d'un générateur de courant programmable, la carte logique de gestion de l'affichage des virgules et des unités en face avant. L'appareil sera alors presque complet : seules les mesures en alternatif lui échapperont encore, mais cette petite lacune sera rapidement comblée.

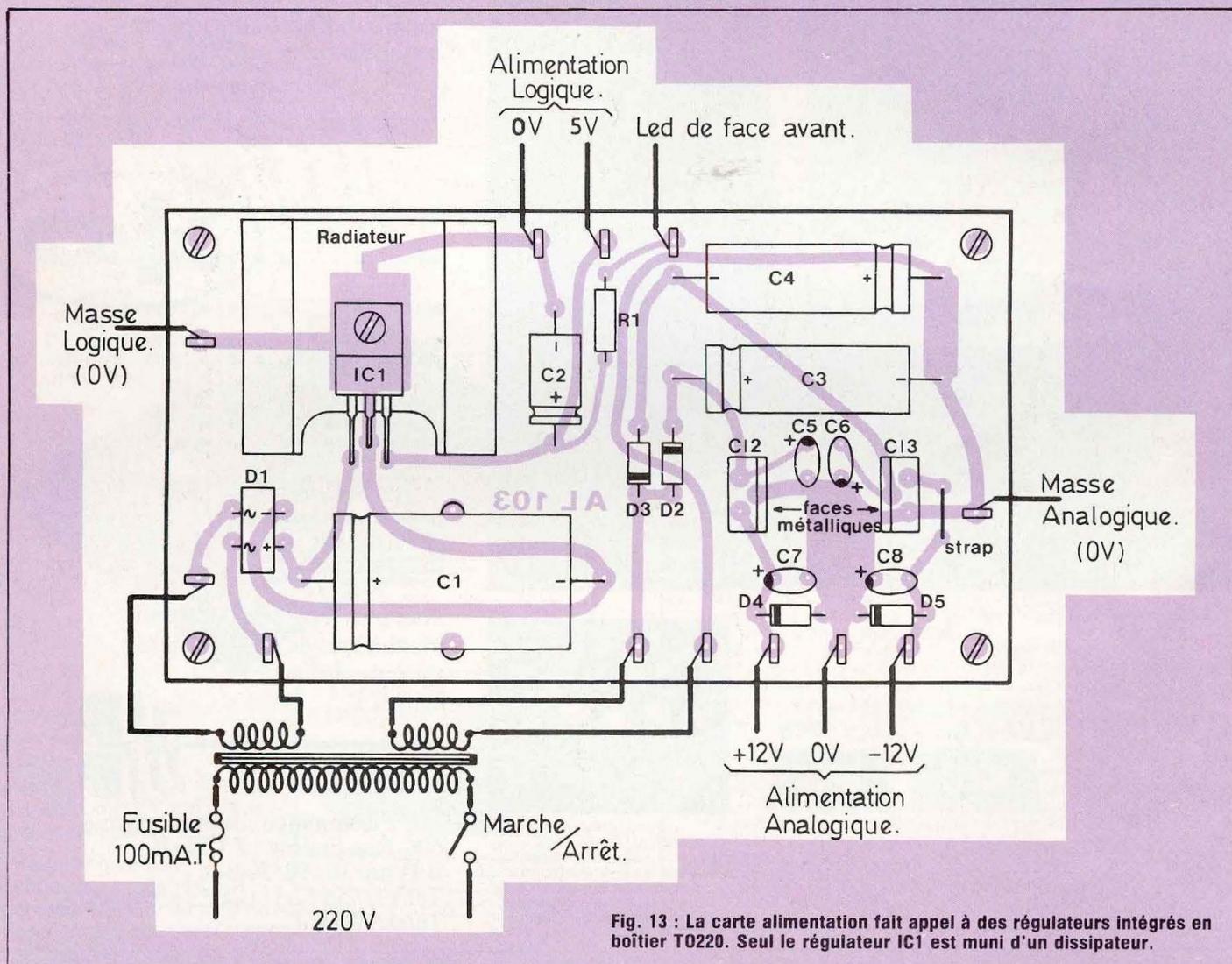
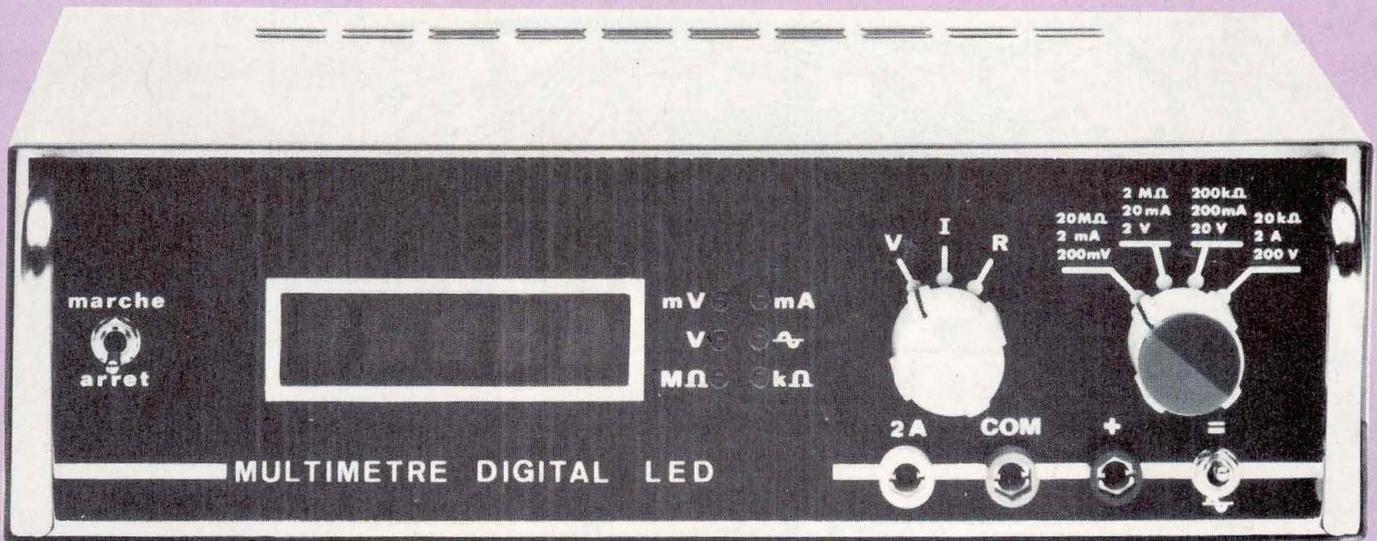


Fig. 13 : La carte alimentation fait appel à des régulateurs intégrés en boîtier TO220. Seul le régulateur IC1 est muni d'un dissipateur.

LA HAUTE PRECISION



Au stade de la réalisation, nous n'avons malheureusement pu publier que le circuit imprimé et le plan de câblage de la carte convertisseur, bien que nous ayons

tout de même parlé des circuits imprimés et des plans de câblage des cartes afficheur et alimentation (fig. 10 à 14). Nous aborderons donc cette deuxième

partie de notre voltmètre en publiant ces quatre figures :

Les plans de câblage ne présentent aucune difficulté particulière.

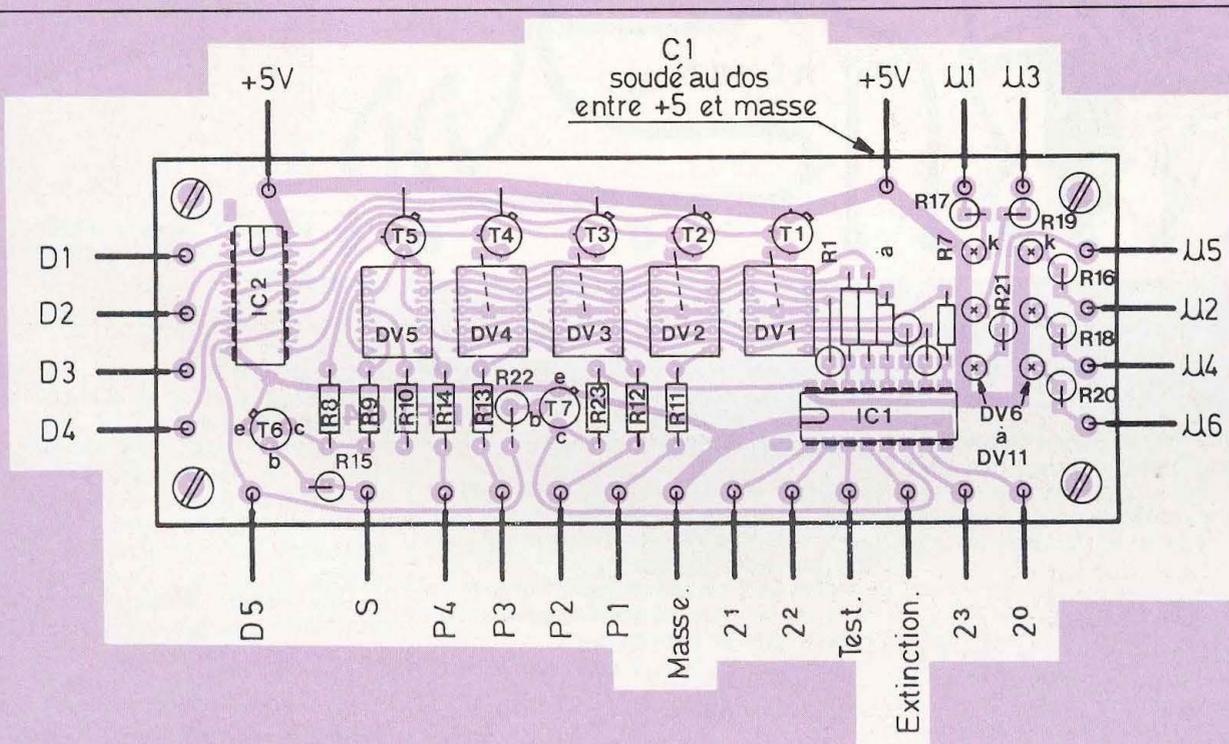


Fig. 11 : Plan de câblage de la carte afficheur. Attention à l'orientation des six diodes LED DV6 à DV11. Ne pas oublier les quatre straps sous les afficheurs.

LA HAUTE PRECISION

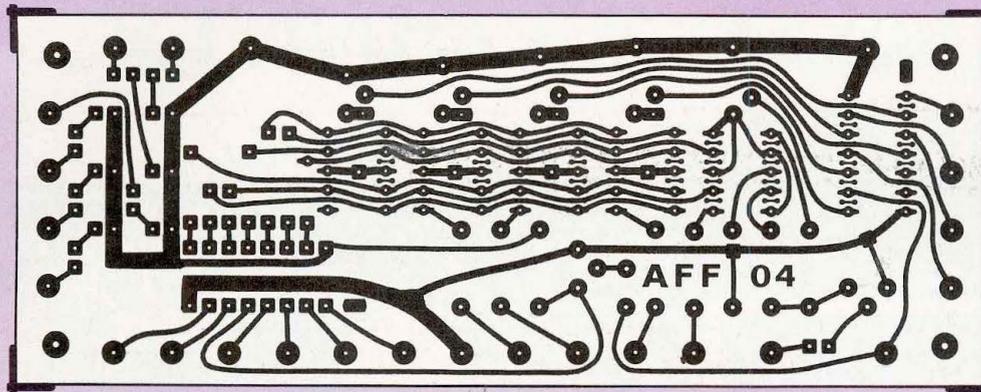


Fig. 10 : Circuit imprimé de la carte affichage. Il est recommandé de travailler avec soin, de nombreuses liaisons passant entre les pattes des afficheurs.

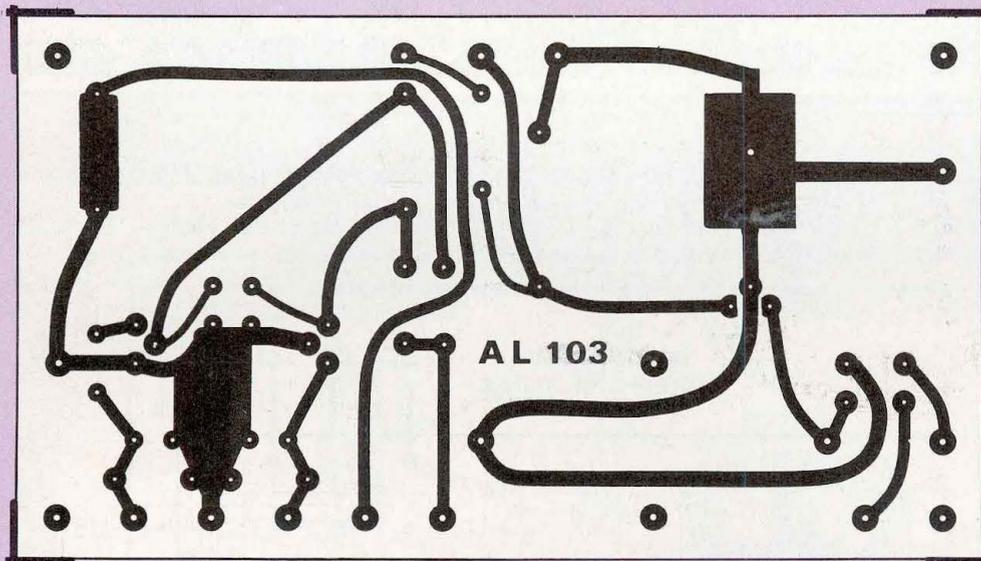


Fig. 12 : Aucune difficulté pour reproduire cette carte alimentation.

MISE EN COFFRET

Nous avons choisi un coffret Retex suffisamment grand pour recevoir les trois modules de base que nous venons de décrire plus les commutateurs et les cartes pour transformer le voltmètre en multimètre.

PARTIE INFÉRIEURE

La partie inférieure du coffret sert à la fixation du transfo d'alimentation et de la carte convertisseur : le transfo se place le plus à gauche possible et la carte convertisseur le plus à droite possible. Cette carte tient par trois entretoises (voir figure 14). On pourra percer trois trous sur la tôle latérale droite en face des trois

potentiomètres de la carte pour rendre leur réglage possible sans rien démonter.

FACE ARRIÈRE

La prise secteur, le porte-fusible et la carte d'alimentation se fixent sur la face arrière dont le plan de perçage est indiqué en figure 15. Une prise secteur aux normes CEE permet de relier l'appareil à la terre. De plus, le cordon secteur enfichable peut se débrancher pour faciliter le transport (plus de fil qui traîne).

FACE AVANT

Elle reçoit la carte d'affichage qui sera fixée au moyen de quatre entretoises de 10 mm de préférence, le commutateur marche/arrêt, trois prises d'entrée, deux

commutateurs rotatifs et un inverseur. Nous publions en figure 16 le plan de perçage de la face avant.

Pour donner une belle apparence de l'appareil, on peut fraiser les quatre trous de fixation de la carte d'affichage, noyer les vis dans les fraisages et recouvrir la face avant d'un scotchcal (qui se tire comme un circuit imprimé), comme le montre la photo. Il faudra ménager une ouverture rectangulaire qui sera munie d'un morceau de plexiglass rouge pour la lecture des afficheurs : travail délicat effectué à coups de perceuse, de lame de scie à métaux et de lime. Les diodes LED de la carte d'affichage traversent directement la face avant par les six trous prévus : une fois soudées, la carte se monte et se démonte sans problème.

KIT_8M

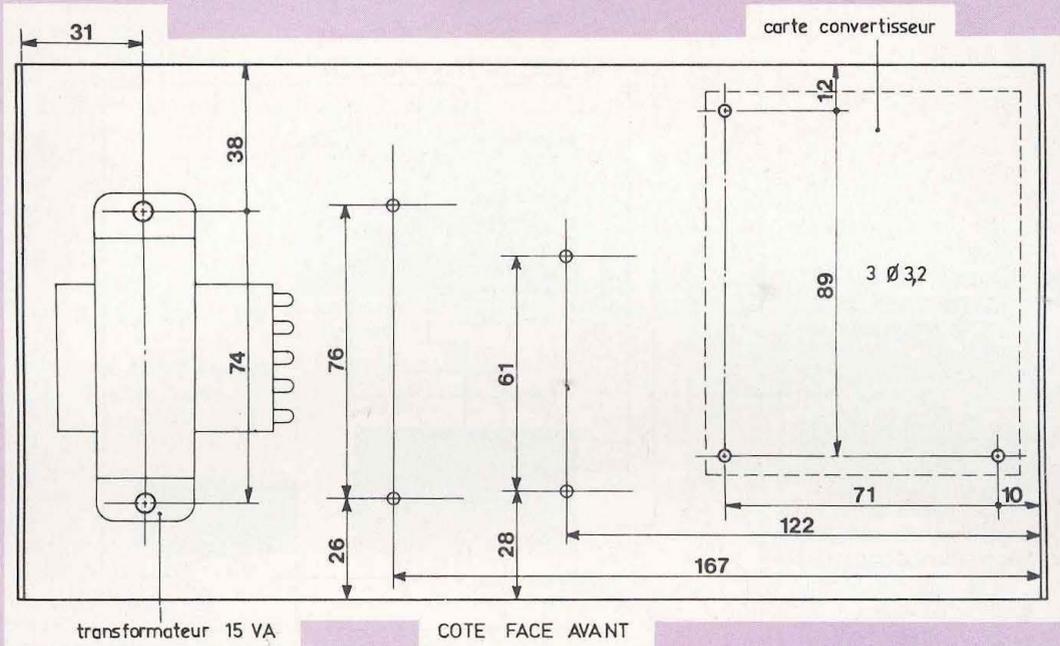


Fig. 14

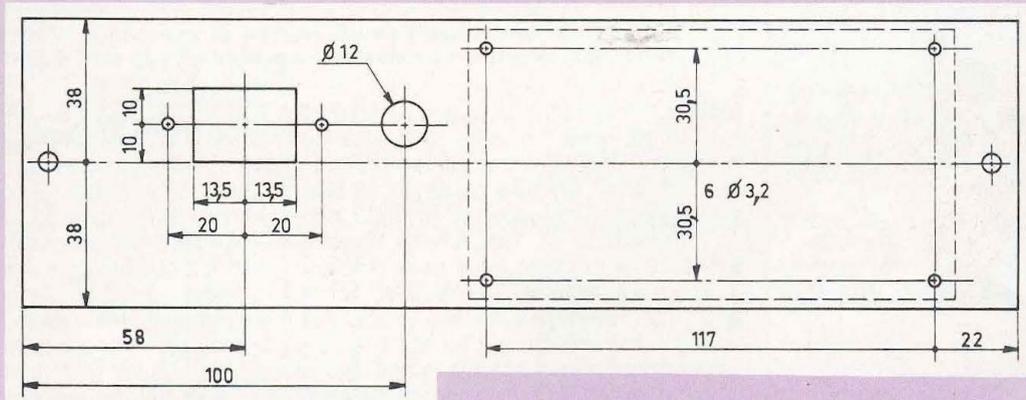


Fig. 15

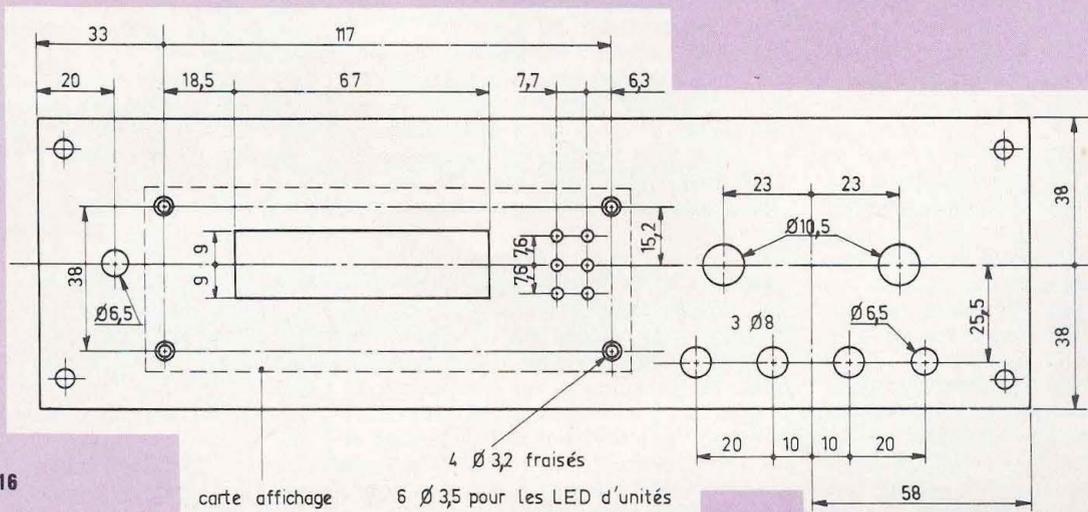


Fig. 16

Fig. 14-15-16 : Travail du coffret du voltmètre, de nombreux perçages et deux découpes (fenêtres).

LA HAUTE PRECISION

CABLAGE

DES 3 PREMIERS MODULES

Les masses logique et analogique seront reliées au niveau de la carte d'alimentation et l'ensemble mis à la masse mécanique (boîtier) par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,1 μF - 630 V. Cette masse peut se prendre sur une des vis de fixation de la carte alimentation (voir figure 17). Le câblage des alimentations est indiqué par cette même figure : deux paires de fils alimentent en 5 V la carte convertisseur et la carte affichage, les points communs se trouvent sur la carte alimentation.

Côté secteur, câblage classique (revoir figure 13) : la terre se relie au point de masse mécanique créé précédemment. Les dix fils fins (D1 à D5, signe, 2° à 2°) reliant la carte convertisseur à la carte affichage pourront être réunis pour former un toron et clarifier le câblage. Même chose pour les fils d'alimentation.

Les points décimaux et unités seront commandés ultérieurement par une carte logique de gestion de l'affichage qui tiendra compte de la fonction et de la gamme sélectionnée : leur câblage sera vu au moment voulu. On peut provisoirement relier P et U à la masse puisque le voltmètre est actuellement figé en gamme 200 mV continu (masse prise sur la carte affichage).

REGLAGES

PERFORMANCES

UTILISATION

Après les vérifications d'usage et le voltmètre étant sous tension, on court-circuite les picots d'entrée et l'on règle le 0 à l'aide du potentiomètre P2. Le cas échéant, on ajuste la fréquence de l'horloge à 163,84 kHz en branchant un fréquence-mètre sur le point test d'horloge.

Vient ensuite le réglage de fin d'échelle : on envoie une tension connue et stable à l'entrée (au moyen d'une alimentation et d'un pont diviseur) et l'on règle P1 pour afficher un nombre égal à la tension envoyée. Pour ce faire, on branche un deuxième voltmètre en parallèle sur l'entrée. L'ensemble est alors réglé et prêt à l'emploi.

Côté performances, les chiffres annoncés plus haut sont tous largement tenus (comparaison avec un multimètre 20 000 points FLUKE 8050 A). Le réglage de fin d'échelle peut être facilité en augmentant R1 (adjonction d'une résistance fixe en

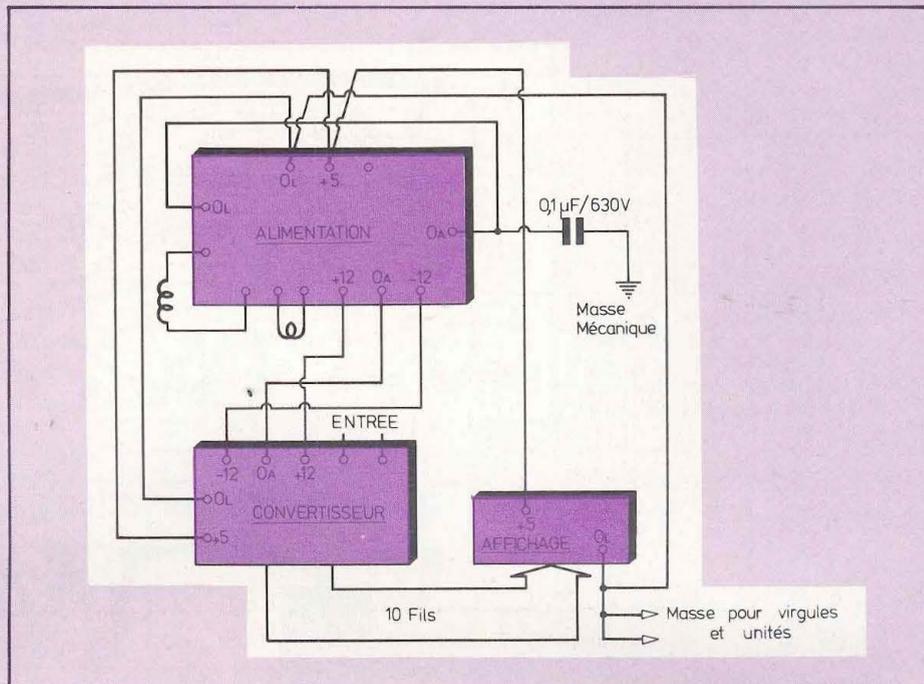


Fig. 17 : Interconnexion des trois premiers modules du voltmètre $\pm 20\,000$ points. Le toron de dix fils reliant le convertisseur à l'affichage comprend D1 à D5 et 2° à 2°.

série) et en montant un potentiomètre P1 de 1 kohm (voire 470 ohms). La stabilité en gamme 200,00 mV nous a agréablement surpris : la mesure de la tension d'une pile 4,5 V divisée par un pont diviseur (82 kohms et 1,6 kilohms) nous a donné 88,08 mV à la mise sous tension. Une heure après, le résultat était 88,07 mV. Pourtant, les quelques 7 W dissipés à l'intérieur du coffret doivent certainement en faire monter la température. Le dernier chiffre ne bouge pratiquement pas, ce qui prouve que le dessin de la carte convertisseur est sain.

Ce voltmètre peut trouver son utilité dans toutes les mesures précises de grandeurs électriques. La tension d'entrée ne doit pas dépasser $\pm 1\,000$ V théoriquement (± 1 mA dans 1 mégohm) sous peine de destruction du commutateur S_{IN} du LD 120, à condition que R6 tienne cette tension.

Pour en faire un multimètre, nous allons utiliser ce voltmètre de base en gamme 200 mV ($R2 = 0,09$ kilohms) et nous lui ajouterons un pont diviseur d'entrée, une série de résistances pour effectuer les mesures de courant, un générateur de courant programmable de précision pour effectuer les mesures de résistances et un redresseur-filtre de précision (une option efficace vraie sera vue) pour effectuer les mesures en alternatif.

CARACTERISTIQUES A OBTENIR

De nombreux critères nous ont guidé dans le choix des gammes de mesure : sensibilité de base du convertisseur, tension maximale supportée facilement par les composants d'entrée, simplicité de câblage de la partie commutation, volume disponible dans le coffret...

L'issue de ce choix nous a fait aboutir au tableau 1 : les gammes sortent au nombre de quatre et les fonctions au nombre de cinq : tension continue, tension alternative, courant continu, courant alternatif et résistance.

Les résolutions minimales seront de 10 μV en tension, 0,1 μA en courant et 1 ohm en résistance et les limites de mesure vaudront 200 V, 2 A et 20 M Ω .

Ce multimètre étant principalement fait pour des électroniciens, la limitation à 200 V en tension ne nous paraît pas trop gênante : en effet, on rencontre rarement des ensembles alimentés par des tensions supérieures à ± 200 V. En courant, un calibre de 20 A aurait posé de gros problèmes de shunt et de protection. On pourrait déplorer de n'avoir que quatre calibres de résistance mais il a bien fallu faire un choix ; de plus, avec une résolution de 100 m Ω ou moins, la résistance des cordons de mesure n'est plus négligeable et les mesures précises se font

KIT_8M

plutôt en quatre fils (deux fils pour injecter le courant de mesure et deux autres pour prendre la tension directement aux bornes de la résistance à mesurer).

Vue des bornes d'entrée, l'impédance sera de 10 MΩ en tension continue et de 1 MΩ en tension alternative. La chute de tension en ampèremètre, en gamme pleine, sera inférieure à 300 mV en continu et en alternatif sur toutes les gammes. Enfin, en ohmmètre, la tension max aux bornes de la résistance à mesurer vaudra environ 2 V en gamme pleine (affichage 20 000).

Côté performances, nous allons essayer de faire le mieux possible avec des moyens d'amateur. En guise de comparaison, avec un appareil « sérieux » comme le Fluke 8050 A, les erreurs maximales de mesure sont ± 0,03 % de la lecture ± 2 points en tension continue, ± 0,3 %, ± 2 points en courant continu, ± 0,05 %, ± 2 points en résistance pour les gammes 20 kΩ et 200 kΩ et ± 0,25 % ± 2 points pour les gammes de 2 MΩ et 20 MΩ. Ces chiffres restent valables sur une plage de température d'au moins 10°C !

Enfin, notre multimètre sera protégé contre les surcharges de ± 250 V en voltmètre, 2,5 A sur le calibre 2 A et 200 mA sur les autres en ampèremètre (venant d'une source de 250 V max) et ± 100 V en ohmmètre.

MOYENS MIS EN ŒUVRE

MESURE DE TENSION ET DE COURANT

La précision globale de l'appareil dépendra d'une part de la précision du module convertisseur analogique/digital et d'autre part de la précision du pont atténuateur d'entrée pour les mesures de tensions, et des résistances-shunts pour les mesures de courants.

Un pont diviseur tel que celui représenté en figure 18 donne un facteur d'atténuation de :

$$k = \frac{R1}{R1 + R2} \quad (V_s = k \cdot V_e)$$

Un petit calcul permet de chiffrer l'erreur relative sur k en fonction des erreurs relatives sur R1 et R2 :

$$\frac{dk}{k} = \left(\frac{dR1}{R1} + \frac{dR2}{R2} \right) \frac{R2}{R1 + R2}$$

Supposons que l'on utilise deux résistances à 0,01 % dans un pont diviseur par 10 (k = 0,1). Dans le cas le plus défavorable, les erreurs s'ajouteront et l'incertitude relative résultante sera :

$$\frac{\Delta k}{k} = \left(\frac{\Delta R1}{R1} + \frac{\Delta R2}{R2} \right) \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right)$$

$$= (0,01 \% + 0,01 \%) \frac{9}{10} = 0,018 \%$$

Pour être certain d'avoir un rapport d'atténuation à 0,01 %, il faudrait des résistances à 0,0055 %. Pour obtenir les 0,03 % annoncés, si l'on retire l'erreur de 0,01 % du module convertisseur, il faut un rapport d'atténuation à 0,02 % sur une plage de température de 10°C. Par conséquent, on utilisera des résistances très stables en température et aux tolérances très serrées : 0,01 % ou mieux ou bien, on aura recours à l'astuce proposée plus loin qui procurera une précision d'environ 0,05 %.

Pour les mesures de courants, l'erreur sera directement liée à l'imprécision des résistances shunts.

MESURE DE RESISTANCES

La mesure de résistances met en œuvre un générateur de courant programmable tel que celui (simplifié) de la figure 19.

Un générateur de courant SC débite un courant i constant dans une résistance R branchée entre l'entrée inverseuse et la sortie d'un ampli-op A1 et donne naissance à une tension Ri. Comme le gain de cet ampli est très grand, sa tension différentielle d'entrée est pratiquement nulle et l'on retrouve la tension Ri entre sortie et entrée non-inverseuse. Appliquons le même raisonnement à l'ampli A2 : on retrouve cette tension Ri aux bornes d'une résistance RREF qui donne naissance au courant de mesure IREF :

$$I_{REF} = \frac{Ri}{R_{REF}}$$

Comme l'ampli A2 possède une très haute impédance d'entrée (plus de 10¹²Ω), la presque totalité du courant IREF passe dans la résistance à mesurer Rx et donne naissance à une tension Vx :

$$V_x = R_x \cdot I_{REF}$$

La tension de sortie de l'ampli-op A2 (monté en suiveur vis-à-vis de la tension Vx) vaut :

$$V_s = V_x = R_x \cdot I_{REF} = R_x \frac{Ri}{R_{REF}}$$

i étant constant, la tension Vs disponible sous faible impédance à la sortie de l'ampli-op A2, est directement proportionnelle à la résistance à mesurer Rx et il ne reste plus qu'à la coder. Le courant de mesure IREF se programme par simple changement de la résistance RREF.

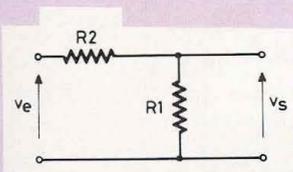


Fig. 18 : Pont diviseur donnant un facteur d'atténuation

$$k = \frac{R1}{R1 + R2}$$

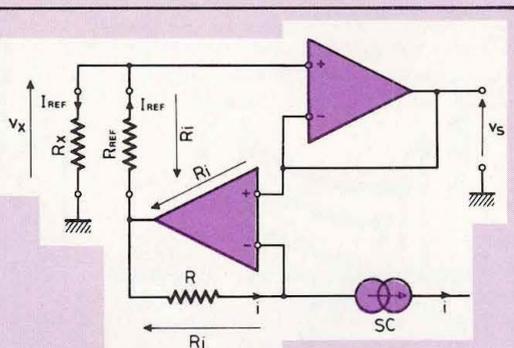


Fig. 19 : Générateur de courant programmable simplifié.

FONCTION GAMME	Voltmètre		Ampèremètre		Ohmmètre	
	continu	alternatif	continu	alternatif	continu	alternatif
1	200 mV	200 mV	2 mA	2 mA	20 MΩ	X
2	2 V	2 V	20 mA	20 mA	2 MΩ	
3	20 V	20 V	200 mA	200 mA	200 kΩ	
4	200 V	200 V	2 000 mA	2 000 mA	20 kΩ	

Tableau I

LA HAUTE PRECISION

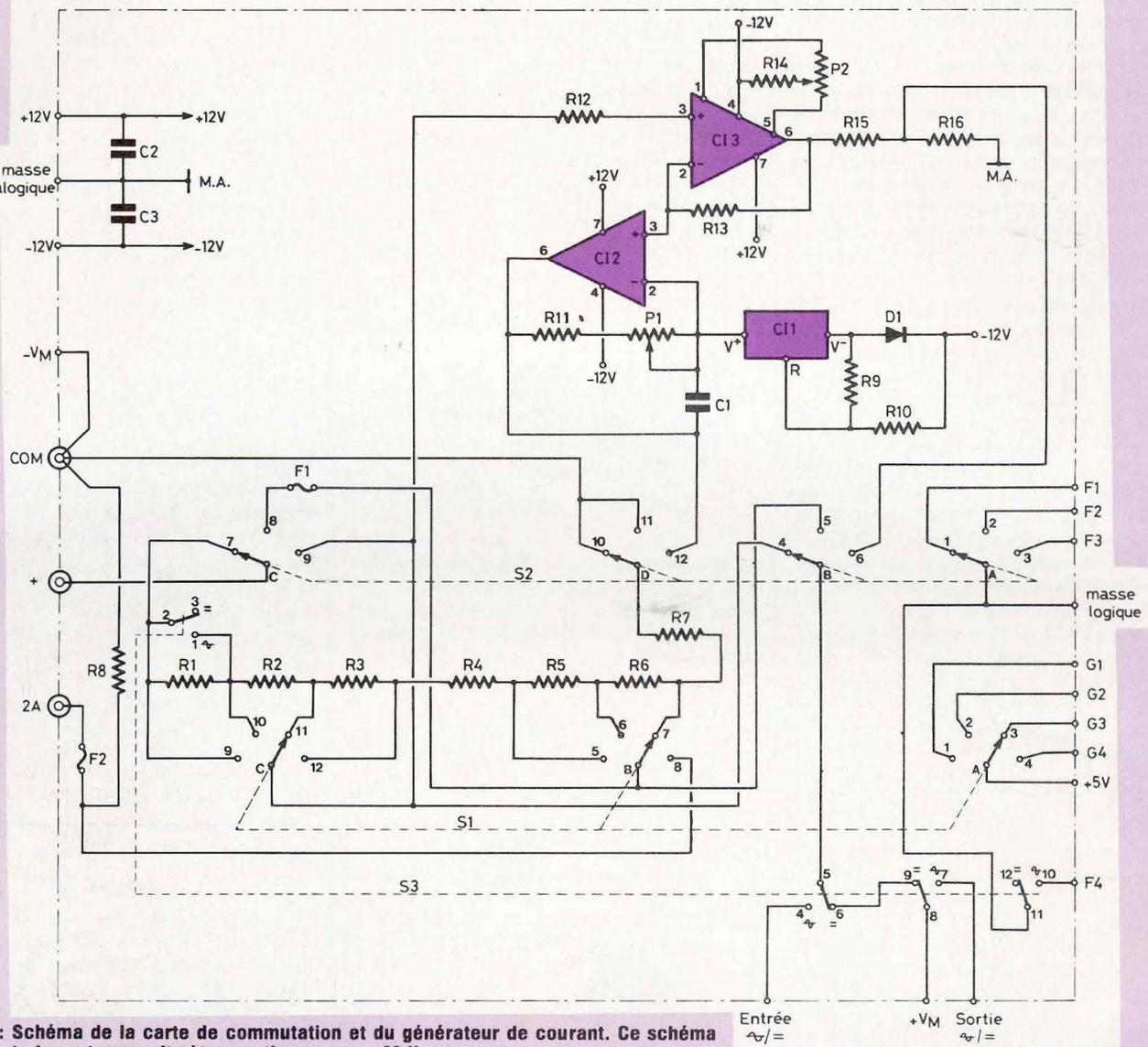


Fig. 20 : Schéma de la carte de commutation et du générateur de courant. Ce schéma représente la carte en volt-mètre continu, gamme 20 V.

CARTE COMMUTATION GÉNÉRATEUR DE COURANT SCHEMA ELECTRIQUE

Cette carte, représentée en figure 20, s'acquies de la tâche ingrate de sélection de la gamme et de la fonction désirées. Le choix s'effectue par trois commutateurs : le commutateur rotatif S1 à quatre positions détermine la gamme ; le commutateur rotatif S2 à trois positions détermine la fonction : tension, courant ou résistance ; enfin, l'inverseur S3 détermine la fonction continu ou alternatif.

La figure 20 représente la carte en volt-mètre continu, gamme 20 V. Dans cette fonction, la borne d'entrée + se trouve reliée au point chaud du pont diviseur constitué par les résistances R1 à R7 par le contact C-7 du commutateur S2 et la borne COM (—) au point froid de ce pont par le contact D-10 du commutateur S2. Le point C du commutateur S1 prélève une fraction calibrée de la tension à mesurer : dans la position 1 (la plus à gauche), cette fraction vaut 1, dans la position 2 elle vaut 1/10, dans la position 3 : 1/100, et dans la position 4 : 1/1000. En volt-mètre alternatif, cette fraction vaut 1

en position 1 et 2, 1/10 en position 3 et 1/100 en position 4 car le contact 2-1 de l'inverseur S3 court-circuite la résistance R1 pour ramener l'impédance d'entrée à 1 M Ω (la différence entre positions 1 et 2 sera faite sur la carte convertisseur alternatif/continu par une programmation de gain).

Cette fraction de tension de 200 mV à pleine échelle sort de la carte en + V_M via les contacts B-4 de S2 et 5-6, 8-9 de S3 pour entrer dans le codeur (carte CAD 04) et y subir la conversion analogique/digital.

En volt-mètre alternatif, la tension sort de

KIT 8M

la carte via 5-4 de S3 et y retourne après avoir traversé le convertisseur alternatif/continu. Elle ressort ensuite via 8-7 de S3 en $+V_M$.

En ampèremètre et dans les trois gammes faibles, le courant à mesurer entre par la borne + d'entrée, traverse le contact C-8 de S2 puis le fusible F1 pour arriver au point B du commutateur de gammes S1. En gamme 200 mA, ce courant passe par la résistance R7 de 1Ω via B-7 de S1 puis retourne au commun (COM) par le contact D-11 de S2. En gamme 20 mA, la résistance R6 (9Ω) s'ajoute à R7 pour donner 10Ω et en gamme 2 mA, R5 (90Ω) s'ajoute aux deux autres pour donner 100Ω . Une borne spéciale est prévue pour la mesure en gamme 2 A car il aurait été dangereux de faire passer un courant aussi élevé dans les commutateurs. Les résistances de contact de ces derniers auraient d'ailleurs complètement faussé la mesure. Dans cette gamme, le courant passe directement dans la résistance R8 de $0,1 \Omega$ protégée par le fusible F2.

La tension prise en compte pour la mesure est prélevée entre B de S1 et 11 de S2. Cette tension, directement proportionnelle au courant à mesurer, vaut 200 mV à pleine échelle. Dans les trois gammes faibles, la résistance des contacts B-5, 6 ou 7 de S1 et D-11 de S2 vient s'ajouter à la résistance de mesure. La résistance de ces contacts (pour un commutateur Lorlin) est garantie inférieure à $10 \text{ m}\Omega$: non négligeable devant 1Ω . En gamme 2 A par contre, la tension mesurée est exactement celle qui se développe aux bornes de R8.

Le fusible F1 protège les résistances de mesure en gammes faibles.

En mesure de courants alternatifs, la tension de mesure passe par le convertisseur alternatif/continu avant d'être codée en suivant le même chemin qu'en mesure de tensions alternatives.

En ohmmètre, on utilise le montage décrit précédemment. Un casse-tête chinois de commutation permet de se servir des résistances de précision de l'atténuateur comme résistances de références pour la programmation du courant de mesure : en gamme $20 \text{ k}\Omega$, R_{REF} vaut $R4 + R5 + R6 + R7 = 10 \text{ k}\Omega$, en gamme $200 \text{ k}\Omega$, R3 s'y ajoute et R_{REF} vaut $100 \text{ k}\Omega$ et ainsi de suite : $1 \text{ M}\Omega$ en gamme $2 \text{ M}\Omega$ et $10 \text{ M}\Omega$ en gamme $20 \text{ M}\Omega$. La résistance à mesurer se connecte entre la borne +, reliée à l'entrée + de l'ampli de sortie CI3 via C-9 du commutateur S2 et la borne COM (équipotentielle avec la masse analogique). Notons qu'en voltmètre, cette entrée se trouve constamment reliée à la

sortie de l'atténuateur et qu'en cas de fausse manœuvre, elle risque d'être détruite par une tension trop élevée. C'est la raison qui nous a fait choisir un CA 3140 de RCA pour l'ampli-op CI3 : cet ampli présente le gros avantage de posséder des diodes de protection internes de ses transistors MOS d'entrée : il suffit de ne pas dépasser $\pm 1 \text{ mA}$ en courant d'entrée. Cette condition est remplie par la résistance R12 de $240 \text{ k}\Omega$ jusqu'à des tensions de 250 V ($240 + 12$). Remarquons que ces diodes de protection ne restreignent en rien l'impédance d'entrée (supérieure à $10^{12} \Omega$) de ces amplis et qu'une protection par diodes ordinaires n'est pas évidente du tout lorsque l'on désire conserver une telle impédance.

Le générateur de courant utilise un circuit LM 334 de National Semiconductor, spécialisé dans cette tâche mais dont il faut annuler le coefficient de température. La diode D1 s'en charge : elle apporte une compensation réglable par le rapport R9/R10 (R10 # 10.R9 dit la documentation NS). Le courant généré, fixé à $110 \mu\text{A}$ par les valeurs de ces deux résistances, donne naissance à la tension de référence flottante Ri (voir fig. 19) en traversant R11 et P1 : tension d'environ 1 V filtrée par le condensateur C1. Le courant de mesure vaut donc $100 \mu\text{A}$ en gamme $20 \text{ k}\Omega$ ($1 \text{ V}/10 \text{ k}\Omega$), $10 \mu\text{A}$ en gamme $200 \text{ k}\Omega$, $1 \mu\text{A}$ en gamme $2 \text{ M}\Omega$ et 100 nA en gamme $20 \text{ M}\Omega$. La tension résultante aux bornes de la résistance à mesurer

vaut 2 V à pleine échelle : elle est ramenée à 200 mV en sortie de C-13 par le pont diviseur R15/R16. Le fait de travailler à 2 V donne beaucoup plus de précision qu'avec 200 mV : les dérives d'offset sont minimisées et les perturbations dues au 50 Hz en gammes fortes également. Le zéro se règle par le potentiomètre P2 et l'échelle de conversion par le potentiomètre P1.

La tension de sortie, image de la résistance à mesurer, est envoyée au convertisseur analogique/digital via B-6 de S2, 5-6 et 8-9 de S3.

Les parties restantes des commutateurs élaborent des signaux de reconnaissance de gamme et de fonction qui serviront à allumer les virgules et unités correspondantes.

La sélection d'une gamme i donne naissance à un signal $G_i = +5 \text{ V}$. En cas de non-sélection, G_i reste en l'air. Même chose pour les fonctions sauf que le $+5 \text{ V}$ devient la masse logique.

REALISATION DE LA CARTE

Le cuivre et l'implantation de cette carte sont visibles en figures 21 et 22. Comme vous devez vous en douter, le problème majeur réside dans les résistances de précision. Si l'on trouve à peu près couramment des résistances à 1% et $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, il n'en est pas de même pour des résistances à $0,01 \%$ et $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ou moins (qui seraient idéales).

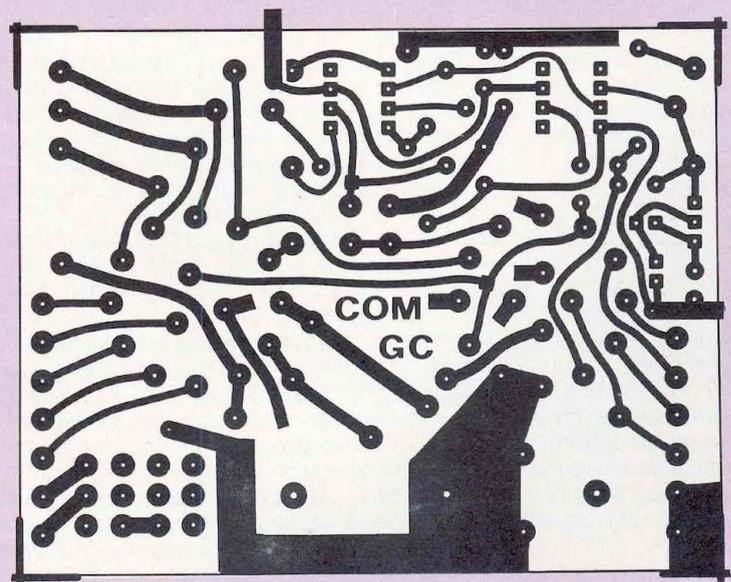


Fig. 21 : Circuit imprimé de la carte commutation et générateur de courant.

LA HAUTE PRECISION

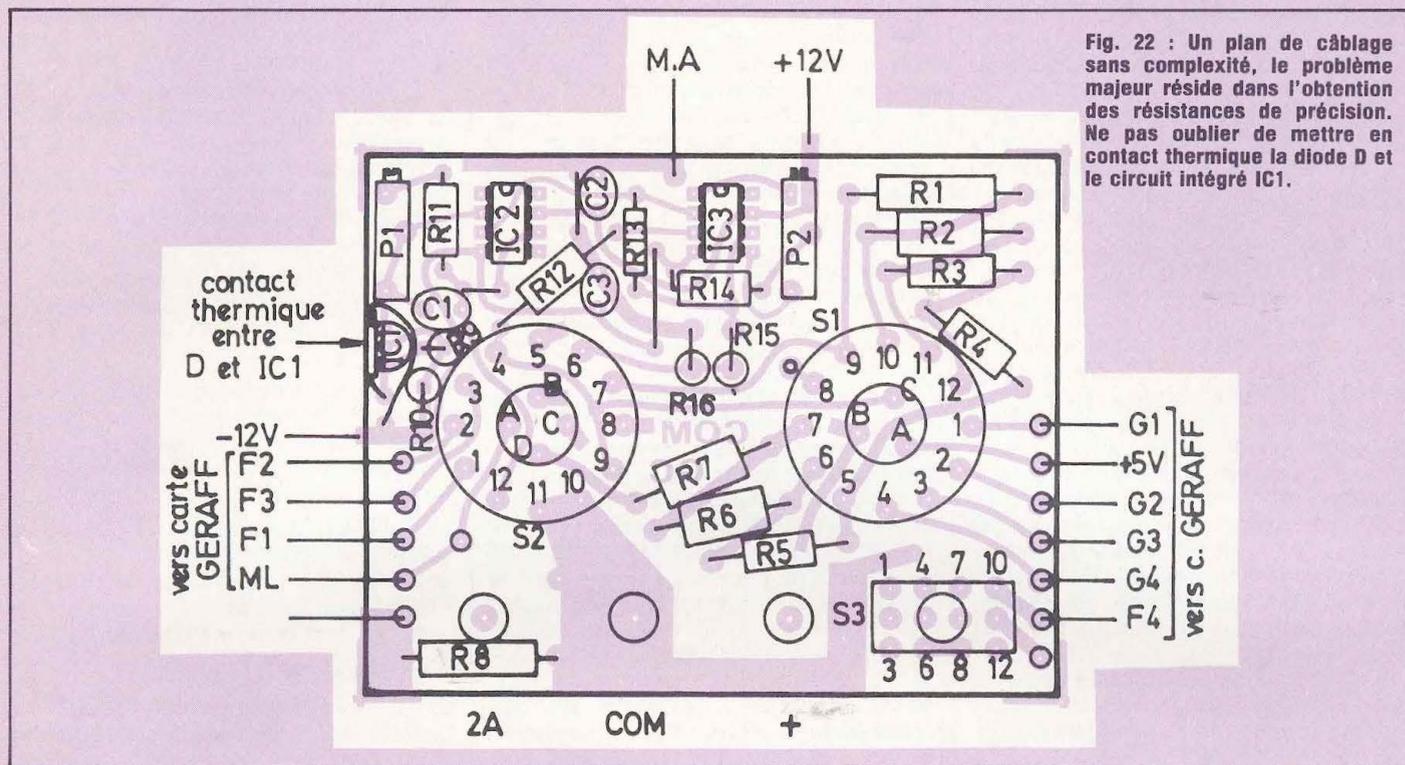


Fig. 22 : Un plan de câblage sans complexité, le problème majeur réside dans l'obtention des résistances de précision. Ne pas oublier de mettre en contact thermique la diode D et le circuit intégré IC1.

Nous avons donc pensé à une méthode qui vous donnera environ 0,05 % de précision en voltmètre et en ohmmètre, ce qui n'est déjà pas mal surtout qu'il s'agit de précision absolue : la linéarité restant toujours excellente. Cette méthode utilise le voltmètre lui-même (les trois modules que vous avez déjà fabriqué), en gamme 200 mV comme il restera et nécessite également une alimentation stabilisée capable de descendre à 198 mV environ et délivrant une tension très stable à court terme (qui peut s'obtenir en mettant deux sources en opposition).

Commençons par mettre en place et souder les résistances R7, R6, R5 et R4 : pour les résistances R5 à R7, pas de mystère, elle doivent faire exactement leur valeur, la précision en mesure de courant en dépendra. Nous les avons obtenues par la mise en parallèle de plusieurs résistances.

Mesurons maintenant la tension de 198 mV citée précédemment et relevons soigneusement le résultat trouvé.

Soudons ensuite un fil de la résistance R3 et adjoignons lui une résistance de 2,2 kΩ en série : le but recherché étant d'obtenir exactement :

$$R3 = 9(R4 + R5 + R6 + R7)$$

Connectons la tension de 198 mV entre 11 de S1 et D de S2 et l'entrée du module convertisseur entre D de S2 (—) et 12 de

S1 (+), le tout avec des fils courts : la tension trouvée doit valoir exactement 10 fois moins que la valeur relevée précédemment, soit environ 19,8 mV puisque l'atténuation doit être de 10 : si cette valeur est trop faible, il faut diminuer la 2,2 kΩ, si elle est trop élevée, il faut l'augmenter jusqu'à obtenir exactement 1/10 de la tension de 198 mV. Toutes les combinaisons de résistances en série sont possibles pour arriver à la valeur voulue. Attendez que les soudures soient froides avant d'effectuer les mesures pour éviter les effets de thermocouples.

La procédure est la même pour la fabrication des résistances R2 et R1, avec des additifs de 22 kΩ et 220 kΩ environ :

$$R2 = 9(R3 + R4 + R5 + R6 + R7) \text{ et } R1 = 9(R2 + R3 + R4 + R5 + R6 + R7)$$

Les résistances « maîtresses » seront des RS 63 Y K3 Sfernice pour R4 à R2 et une RCMX 05 K3 pour R1. Les résistances d'ajustage pourront simplement être des résistances ordinaires à couche métallique.

Le reste du câblage de la carte ne pose pas de problème particulier si ce n'est la mise en place des commutateurs : si vous n'êtes pas sûr de vos cotes, il est bon de monter les trois commutateurs sans les souder, de mettre la carte en place sur la face avant, de serrer les trois écrous et

d'effectuer ensuite les soudures, la carte en place.

On n'oubliera pas de réaliser par fils les liaisons suivantes : masse logique entre A de S2 et 11 de S3, 8 de S1 à R8 (côté fusible F2) et au dos de la carte : 5 de S2 à B de S1, 9 de S1 à 2 de S3, 10 de S1 à 1 de S3, B de S2 à 5 de S3 soit six liaisons au total.

On préparera ensuite 10 fils fins que l'on soudera en G1 à G4, +5V, F1 à F4 et M.L. : ces fils iront vers la carte logique : prévoir la longueur nécessaire. Un fil se soudera en 8 de S3 et un autre au point de masse relié à la borne COM : ces deux fils iront vers l'entrée du convertisseur.

La carte COM GC est alors prête à être intégrée dans l'appareil.

CARTE DE GESTION DE L'AFFICHAGE

SCHEMA ELECTRIQUE

Le schéma électrique de cette carte, dont le rôle consiste à activer les diodes électroluminescentes d'unités et de virgules, est visible en figure 23. Un simple circuit intégré logique à 24 pattes pourrait la remplacer mais à l'unité, il coûterait une véritable fortune !

Les signaux de reconnaissance de gamme s'appellent G1 à G4 (G1 pour

KIT_8M

gamme 1, etc...) et ceux de reconnaissance de fonction F1 à F4 (F1 pour volt-mètre, F2 pour ampèremètre, F3 pour ohmmètre et F4 pour alternatif).

En logique positive et par convention, un signal G vaudra 1 s'il est à +5 V et 0 s'il est en l'air ; un signal F vaudra 1 s'il est à la masse logique et 0 s'il est en l'air.

Les signaux de sortie sont P1 à P4, U1 à U6, AS (autorisation signe), EX (extinction) et PG (programmation du gain). Nous convenons que ces signaux sont au niveau logique 1 lorsque le ou l'un des transistors auxquels ils sont connectés est saturé, et 0 lorsqu'ils sont bloqués : par exemple, P2 = 1 si T6 ou T7 est saturé, P2 = 0 si T6 et T7 sont bloqués.

Partant de là, les équations logiques de ces signaux sont :

$$\begin{aligned}
 P1 &= G4.F2 && (2000,0) \\
 P2 &= (G1 + G4).F1 + G3.(F2 + F3) && (200,00) \\
 P3 &= G3.F1 + G2.F2 + (G1 + G4).F3 && (20,000) \\
 P4 &= G2.(F1 + F3) + G1.F2 && (2,0000) \\
 U1 &= G1.F1 && (mV) \\
 U2 &= F2 && (mA) \\
 U3 &= (G2 + G3 + G4).F1 && (V) \\
 U4 &= F4 && (\sim) \\
 U5 &= (G1 + G2).F3 && (M\Omega) \\
 U6 &= (G3 + G4).F3 && (k\Omega) \\
 AS &= F3 + F4 \\
 EX &= F3.F4 \\
 PG &= G1.F4 + F2
 \end{aligned}$$

Pourquoi AS, EX et PG ? Le signal AS permet, au prix d'une modification minime de la carte d'affichage, d'éteindre le signe lorsque l'on est en ohmmètre ou en alternatif (tension ou courant). Le signal EX permet d'éteindre l'affichage en cas de fausse manœuvre : c'est-à-dire en ohmmètre alternatif (qui représente dans notre cas une aberration). Enfin, le signal PG servira à programmer le gain de la carte convertisseur alternatif/continu (la résistance R1 est, rappelons-le, court-circuitée en alternatif pour ramener l'impédance d'entrée à 1 M Ω et pour d'autres raison dont nous parlerons lors de l'étude de cette sixième et dernière carte).

Comme on peut le voir, les fonctions OU sont réalisées par des diodes : le courant passe par l'une OU l'autre ; les fonctions ET sont réalisées par des transistors qui ne peuvent se saturer que si leur émetteur est à la masse ET leur résistance de base au +5 V (sinon, pas de courant de base). La mise en parallèle de deux transistors crée également une fonction OU. Le signal P2, qui demandait trois transistors, a été obtenu d'une autre manière suivant l'équation :

$$P3 = P1 + P2 + P4$$

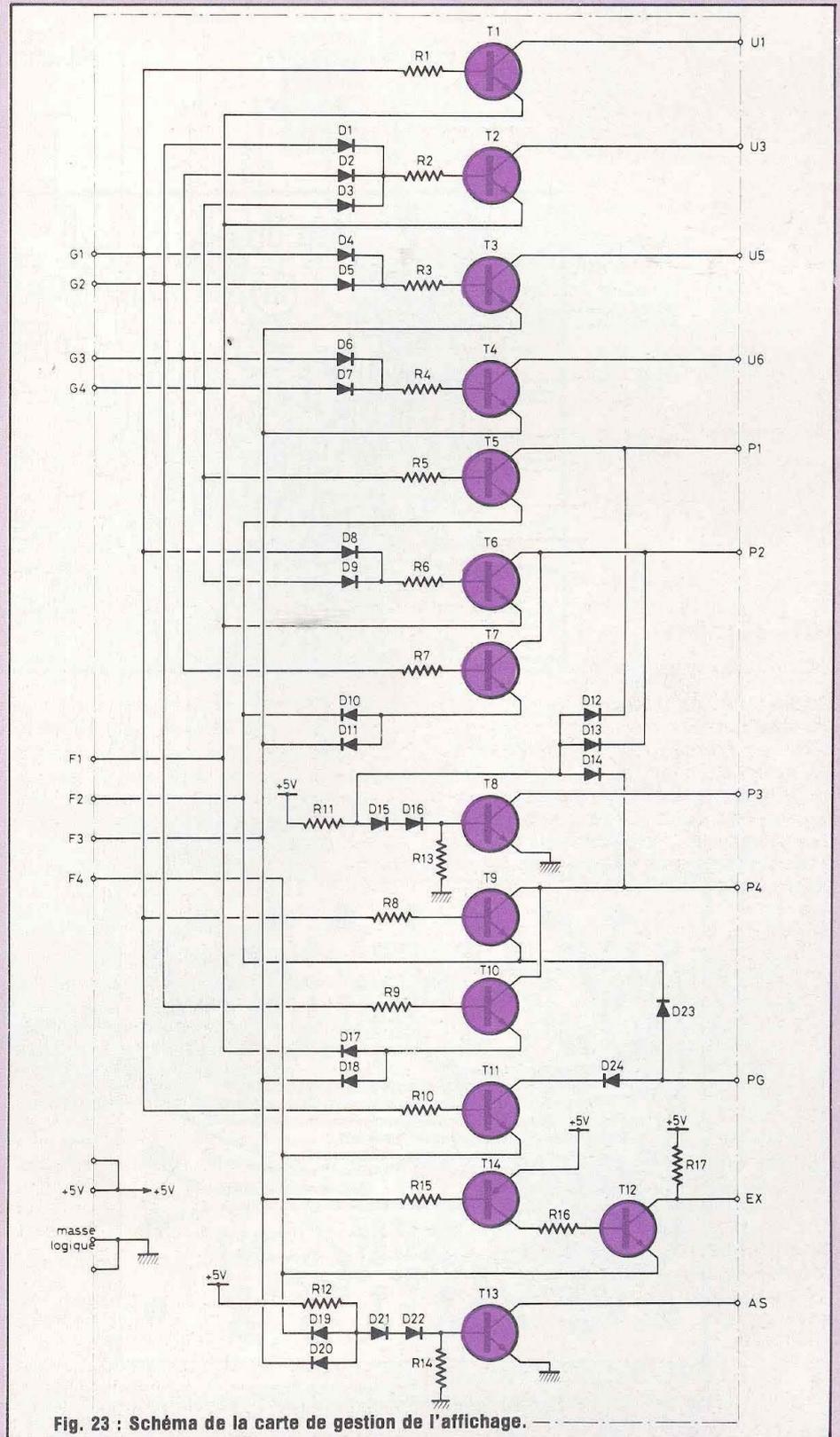


Fig. 23 : Schéma de la carte de gestion de l'affichage.

LA HAUTE PRECISION

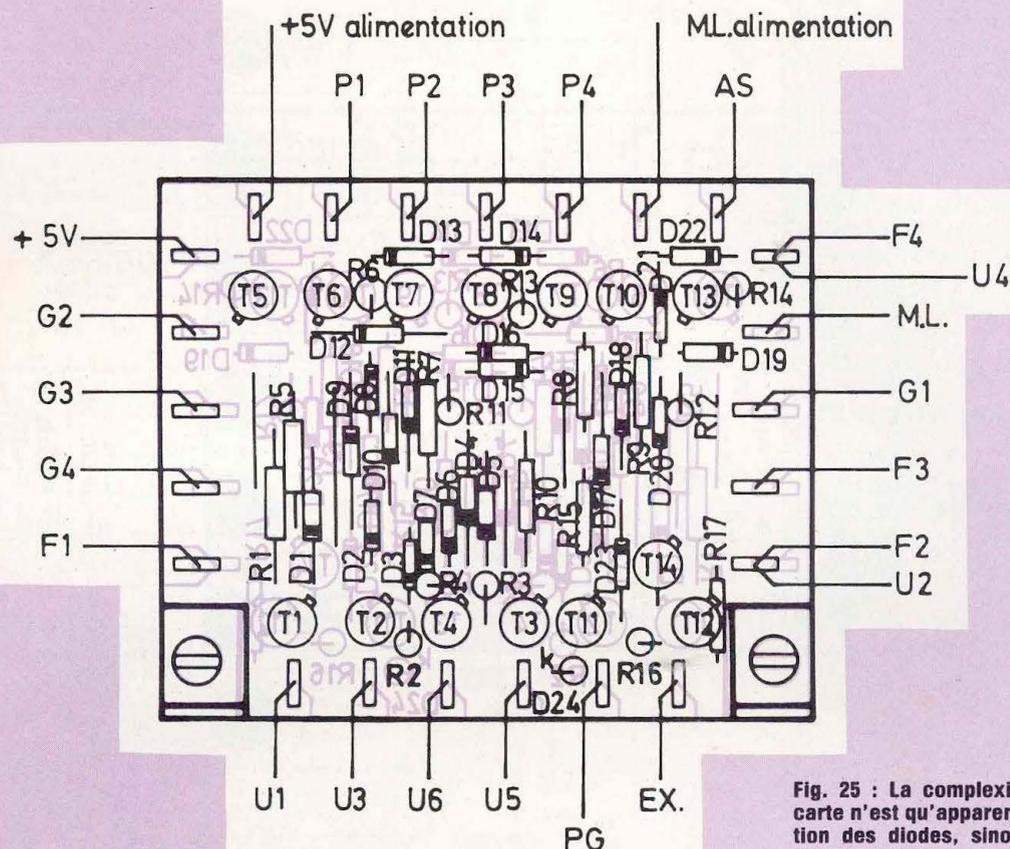


Fig. 25 : La complexité du câblage de cette carte n'est qu'apparente. Attention à l'orientation des diodes, sinon l'affichage risque de ressembler à un arbre de Noël !

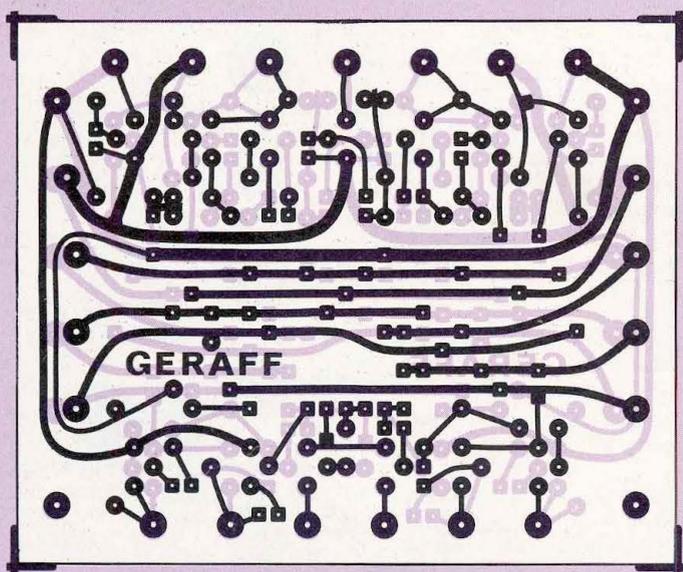


Fig. 24 : Circuit imprimé de la carte « gestion de l'affichage ».

En effet, quand aucun des points décimaux P1, P2 et P4 n'est allumé, P3 s'allume et l'on économise 2 transistors. Rassurons les lecteurs sur le prix de revient de cette carte : elle peut accepter à peu près n'importe quel transistor, diode et résistance (sans pour autant mériter le nom de poubelle...) Elle remplace avantageusement des commutateurs à plusieurs galettes difficiles à se procurer, encombrants et délicats à câbler.

REALISATION DE LA CARTE

Cet ensemble logique tient sur une carte imprimée de 86 x 71 mm. Les figures 24 et 25 en montrent le cuivre et l'implantation. Toutes les entrées et sorties se font par picots et deux petites équerres de fixation maintiendront la carte en position verticale dans le boîtier.

Attention à bien brancher les diodes dans le bon sens sinon l'affichage risque de ressembler à un arbre de Noël. Tous les transistors sont des NPN à l'exception de

KIT_8M

T14. Nous avons utilisé des 2N 2222 pour les NPN et un 2N 2907 pour le PNP mais comme nous l'avons dit, d'autres transistors peuvent très bien convenir : BC 109, etc... Vous pouvez commander vos diodes par 25, les revendeurs vous feront peut-être un prix.

ASSEMBLAGE DE L'ENSEMBLE

PREPARATION DE LA CARTE AFFICHAGE

Pour bénéficier de l'extinction du signe par le signal AS, il faut réaliser la petite modification suivante : couper la piste reliant l'émetteur de T6 à la masse et la piste reliant R10 à la masse. Réunir ces deux points et percer un trou en dessous de la résistance R10 pour y passer le fil de liaison avec la carte de gestion de l'affichage. Souder ce fil au point commun à T6 et R10 (voir nouveau schéma électrique en figure 26).

Reste ensuite à mettre en place 11 fils sur les entrées U1 à U6, P1 à P4 et Extinction.

PREPARATION DU COFFRET

Deux trous peuvent s'ajouter à la face arrière pour la fixation des porte-fusibles destinés à recevoir les fusibles de protection F1 et F2 : ils pourront ainsi être changés sans démonter le capot en cas de besoin.

CABLAGE FINAL

Au préalable, on ajoutera 2 fils de câblage sur chacun des picots +12 V, -12 V et masse analogique de la carte alimentation : ces 6 fils alimenteront la carte COM GC et la (future) carte convertisseur alternatif/continu. Les bouts des 3 fils destinés à cette dernière carte seront provisoirement isolés avec du scotch. On ajoutera également 2 fils de câblage sur les picots de sortie +5 V et masse logique : ces fils alimenteront la carte GERAFF.

Une fois que toutes les cartes sont à leur place, on procède au câblage final : les 10 fils (G1 à G4, F1 à F4, +5 V et M.L.) de la carte COM GC sont soudés sur les picots correspondants de la carte GERAFF. Les 12 fils (U1 à U6, P1 à P4, EX et AS) de la carte AFF 04 sont à leur tour soudés sur les picots correspondants de la carte GERAFF.

On soude ensuite les 2 fils qui alimentent la carte GERAFF (+5 V et M.L.) puis les 3 fils qui alimentent la carte COM GC (+12 V, -12 V et M.A.).

Reste le câblage des porte-fusibles pour F1 et F2 et des bornes d'entrée : le fusible F1 relie 8 de S2 et B de S1 tandis que le

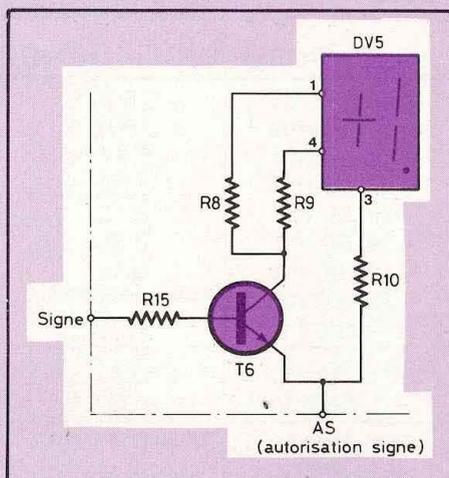


Fig. 26 : Modification à effectuer pour bénéficier de l'extinction du signe par le signal AS.

fusible F2 relie la borne 2 A au point chaud de la résistance R8 (prévoir du fil de section suffisante). La borne d'entrée COM se relie à la masse analogique (10 et 11 de S2) et la borne + à C de S2.

Enfin, l'entrée du convertisseur analogique/digital (carte CAD 04) se relie à la masse analogique pour le point froid (—) et à 8 de S3 pour le point chaud (+) en utilisant les 2 fils préalablement mis en place sur la carte COM GC.

Le câblage est alors terminé et l'appareil prêt pour la mise sous tension. Une ultime vérification n'est pas inutile, surtout du côté des alimentations. Ne surtout pas mélanger la masse logique (M.L.) avec la masse analogique (M.A.).

REGLAGES

A l'occasion de ce paragraphe, nous vous fournissons en figure 27 la courbe de montée de la température de l'air à l'intérieur du boîtier, à l'endroit sensible de l'appareil (entre la carte COM GC et la carte CAD 04). Les « matheux » pourront

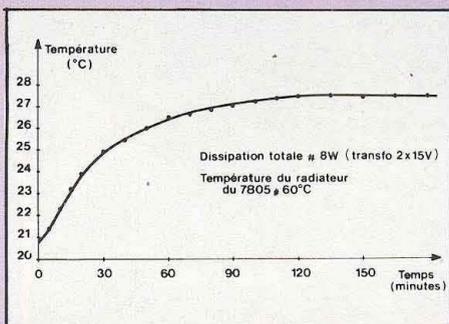


Fig. 27 : Courbe de montée de la température de l'air à l'intérieur du boîtier.

s'en servir pour choisir leurs composants, notamment sous l'angle de leur coefficient de température, pour tirer le maximum de précision de l'appareil. Cette courbe indique d'ailleurs qu'il vaut mieux attendre une heure pour entâmer les réglages (à moins que vous n'ayez eu la chance de trouver des composants à 5 ppm/°C ou moins).

Ces réglages s'effectuent dans l'ordre suivant :

- Ajustage du zéro de la carte CAD 04. Mettre l'appareil en gamme 20 V continu sans rien brancher à l'entrée pour fermer l'entrée du convertisseur sur 100 kΩ environ. Ajuster le potentiomètre P2 de la carte CAD 04 de manière à afficher +0,000 V.

- Ajustage de l'échelle de conversion de la carte CAD 04.

Envoyer une tension connue et stable de 198 mV environ. Mettre l'appareil en gamme 200 mV continu et agir sur le potentiomètre P1 de la carte CAD 04 pour afficher exactement la tension envoyée.

- Ajustage du zéro de l'ohmmètre.

Court-circuiter les bornes d'entrée + et COM et se mettre en gamme 200 kΩ. Agir sur le potentiomètre P2 de la carte COM GC de manière à afficher 00,00 kΩ.

- Ajustage de l'échelle de conversion en ohmmètre.

Connecter une résistance stable et connue d'environ 100 kΩ sur les bornes d'entrée (+ et COM). Agir sur le potentiomètre P1 de la carte COM GC pour afficher exactement la valeur de cette résistance.

PERFORMANCES OBTENUES

Les performances du multimètre « LED » ont été relevées en laboratoire, sans tricher, après une heure de chauffe, avec le matériel suivant : source de tension de référence EDC type VS 111 pour générer les tensions continues, multimètre Hewlett Packard HP 3468 A (301 000 points de mesure, résolution 1 μV) pour les contrôler, alimentation stabilisée + résistances pour générer les courants (contrôlés avec un Fluke 8050 A), résistances de précision (0,01 %) de 5 kΩ, 10 kΩ, 15 kΩ, 100 kΩ, 1 MΩ et assemblage de 6 résistances de 1 MΩ à 2 % (mesuré avec le HP 3468 A) comme étalons de résistances.

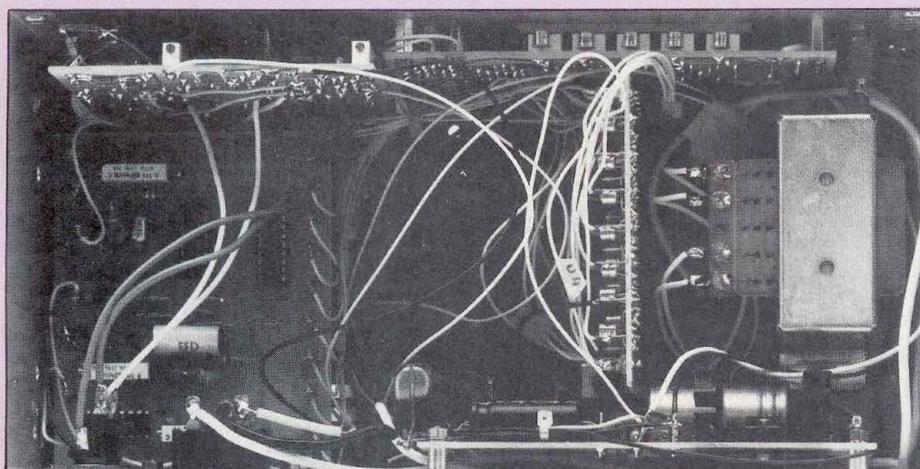
Les résultats obtenus, consignés dans le tableau II, sont excellents dans l'ensemble. Seules les mesures de courant en

LA HAUTE PRECISION

GAMME	Stimuli	Valeur affichée	Erreur relative
200 mV _±	—190,000 mV	—189,99 mV	+ 0,005 %
	—150,000 mV	—149,99 mV	+ 0,007 %
	—100,00 mV	—99,99 mV	+ 0,01 %
	—50,000 mV	—49,99 mV	+ 0,02 %
	0,000 mV	+ 00,00 mV	0 %
	+ 50,000 mV	+ 50,00 mV	0 %
	+ 100,000 mV	+ 100,00 mV	0 %
	+ 150,000 mV	+ 150,00 mV	0 %
	+ 190,000 mV	+ 190,00 mV	0 %
2 V _±	—1,50000 V	—1,4999 V	+ 0,007 %
	+ 1,50000 V	+ 1,4996 V	—0,027 %
20 V _±	—15,00000 V	—14,993 V	+ 0,047 %
	+ 15,00000 V	+ 14,993 V	—0,047 %
200 V _±	—110,000 V	—109,94 V	+ 0,055 %
	+ 110,000 V	+ 109,95 V	—0,045 %
2 mA _±	+ 1,0000 mA	+ 1,0005 mA	+ 0,05 %
20 mA _±	+ 10,000 mA	+ 10,05 mA	+ 0,5 %
200 mA _±	+ 100,0 mA	+ 104,8 mA	+ 4,8 %
2 A _±	+ 999,0 mA	+ 1009,2 mA	+ 1,02 %
20 kΩ	court-circuit	0,001 kΩ	—
	5,000 kΩ	5,003 kΩ	+ 0,06 %
	10,000 kΩ	10,003 kΩ	+ 0,03 %
	15,000 kΩ	15,002 kΩ	+ 0,013 %
200 kΩ	100,00 kΩ	100,01 kΩ	+ 0,01 %
2 MΩ	1,0000 MΩ	0,9999 MΩ	—0,01 %
20 MΩ	5,986 MΩ	5,988 MΩ	+ 0,033 %

$$\text{Erreur relative (en \%)} = \frac{\text{Valeur affichée} - \text{stimuli}}{\text{stimuli}} \times 100$$

Tableau II



gamme 200 mA nous ont un peu déçu : les erreurs sont sans doute à mettre sur le compte de la qualité des contacts de nos commutateurs rotatifs (les 10 mΩ semblent dépassés).

On peut juger de la parfaite linéarité du convertisseur en observant les valeurs relevées en gamme 200 mV. Quelques petites erreurs sont à mettre sur le compte des résistances de l'atténuateur d'entrée (obtenues par un assemblage de résistances de récupération montées en série/parallèle sur notre prototype !).

Une petite erreur (que les Anglo-Saxons nomment Roll-Over Error), assimilable à une erreur d'offset, apparaît lorsque l'on passe du positif au négatif : cette erreur atteint son maximum sur la gamme 2 V : en envoyant +1,5 V et —1,5 V, on obtient +1,4996 V et —1,4999 V : 3 points de différence. En effet, cette gamme est la plus défavorisée car l'impédance de source vue de l'entrée de la carte CAD 04 y atteint un maximum : 900 kΩ environ.

Mais 0,055 % d'erreur (erreur maximale relevée) avec un affichage de 11 000 points en mesure de tensions continues, voilà déjà un résultat très honorable.

En mesure de résistances également, les résultats sont nettement satisfaisants, sur toutes les gammes. Ils peuvent sans crainte subir la comparaison avec un appareil coûtant plus de 4 000 F.

Sur le plan thermique, la stabilité du module convertisseur est remarquable : en gamme 200 mV, nous avons envoyé une tension de 198,000 mV : l'appareil, froid, indiquait 198,00 mV. Une demi-heure après, la température ayant monté de 4°C d'après la courbe de la figure 12, l'affichage restait inchangé (pourtant, nos résistances sont marquées à ± 50 ppm/°C). La stabilité en ohmmètre est légèrement moins bonne : variation de 0,08 % environ une heure après la mise sous tension mais elle peut être améliorée en jouant sur le rapport R10/R9 du générateur de courant pour compenser les coefficients de température des résistances R11, R15 et R16 de la carte COM GC.

Nous sommes sûrs qu'avec un peu de patience vous obtiendrez les mêmes résultats ou peut-être mieux et nous vous souhaitons bon courage pour la réalisation de votre multimètre 20 000 points en attendant de vous présenter la dernière carte pour les mesures en alternatif.

Christian Eckenspieller

KIT 8M

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

CARTE AFFICHAGE

• Résistances à couche $\pm 5\%$
1/4 W

R1 à R9 - 82 Ω
R10 - 100 Ω
R11 - 68 Ω
R12 - 68 Ω
R13 - 68 Ω
R14 - 68 Ω
R15 - 100 k Ω
R16 - R21 - 330 Ω
R22 - 100 k Ω
R23 - 470 Ω

• Condensateur polarisé

C1 - 10 μ F/16 V

• Semiconducteurs

C11 - 7447 AN
C12 - 4069 ou 74C04
T1 à T5 - 2N2907
T6 - MPSA13 ou BC517
T7 - MPSA13 ou BC517
DV1 à DV4 - HD1105R (ou HA)
DV5 - HD1106R (ou HA)
DV6 à DV11 - diodes led 0 3 mm rouges

CARTE ALIMENTATION

• Résistance à couche $\pm 5\%$ 1/4 W

R1 - 220 Ω

• Condensateurs polarisés

C1 - 2 200 μ F/25 V
C2 - 100 μ F/16 V
C3 - 1 000 μ F/25 V
C4 - 1 000 μ F/25 V
C5 - 2,2 μ F/25 V tantale goutte
C6 - 2,2 μ F/25 V tantale goutte
C7 - 1 μ F/25 V tantale goutte
C8 - 1 μ F/25 V tantale goutte

• Semiconducteurs

CI1 - 7805 boîtier TO220
CI2 - 7812 boîtier TO220
CI3 - 7912 boîtier TO220
D1 - pont de diodes
D2 à D5 - 1N4001 à 1N4004

• Divers

1 dissipateur pour boîtier TO220
12 picots pour CI
1 transformateur 2 x 12 à 2 x 15 V/30VA
1 porte fusible pour châssis
1 fusible temporisé 100 mA.

CARTE GERAFF

• Résistance à couche $\pm 5\%$ 1/4 W

R1 à R4 - 4,7 k Ω
R5 à R10 - 1 k Ω
R11 - 470 Ω

R12 - 470 Ω

R13 - 2,2 k Ω

R14 - 2,2 k Ω

R15 - 100 k Ω

R16 - 10 k Ω

R17 - 1 k Ω

• Semiconducteurs

T1 à T3 - 2N2222 (ou tout transistor NPN)

T14 - 2N2907 (ou tout transistor PNP)

D1 à D24 - 1N4148 ou 1N914

CARTE COM GC

• Résistances

R1 - 8,87 M Ω +
R2 - 887 k Ω + voir texte
R3 - 88,7 k Ω +
R4 - 10,0 k Ω
R5 - 90 Ω - 5 W
R6 - 9 Ω - 3 W
R7 - 1 Ω - 3 W
R8 - 0,1 Ω - 3 W
R9 - 1,21 k Ω 1 % 1/4 W
R10 - 10,9 k Ω 1 % 1/4 W
R11 - 9,09 k Ω 1 % 1/4 W
R12 - 240 k Ω 5 % 1/4 W
R13 - 10 k Ω 5 % 1/4 W
R14 - 10 k Ω 5 % 1/4 W
R15 - 9,09 k Ω 1 % 1/4 W
R16 - 1,00 k Ω 1 % 1/4 W

• Potentiomètres multitours

P1 - 470 Ω
P2 - 10 k Ω

• Semiconducteurs

CI1 - LM334Z
CI2 - LF356N
CI3 - CA3140
D1 - 1N914 ou 1N4148

• Condensateurs

C1 - 0,1 μ F céramique
C2 - 0,1 μ F céramique
C3 - 0,1 μ F céramique

• Divers

S1 - commutateur rotatif pour CI 4 positions/3 circuits.
S2 - commutateur rotatif pour CI 3 positions/4 circuits.
S3 - inverseur tétrapolaire APR5666

COMPOSANTS HORS CARTES

F1 - fusible rapide 200 mA
F2 - fusible rapide 2,5 A
2 porte-fusibles
3 douilles d'entrée 0 4 mm
2 boutons à repère.

77

CHELLES ELECTRONIQUE

19 av. du Maréchal Foch
à 5 mn de la Gare
77500 Chelles. Tél. 426.38.07
Ouvert du mardi au dimanche matin

Kits Amtron - Asso - Kuriuskit
OK - Pantec
Jeux de lumière - Spots
Circuits Imprimés Français
Transferts Mécanorma
Coffrets - Teko - Retex
H.P. Kobalsson
Fer à souder JBC
Produits Siceront KF
Perceuses - Outillages divers

Matériels Applicraft
Antennes FM
Câbles - Cordons - Connecteurs
etc.
Librairie - Appareil de mesure :
Métrix

PROMOTION

Sondes pour oscilloscopes
à commutateurs X1
Réf. : X10 du continu
à 100 MHz 170 F

Quelques prix

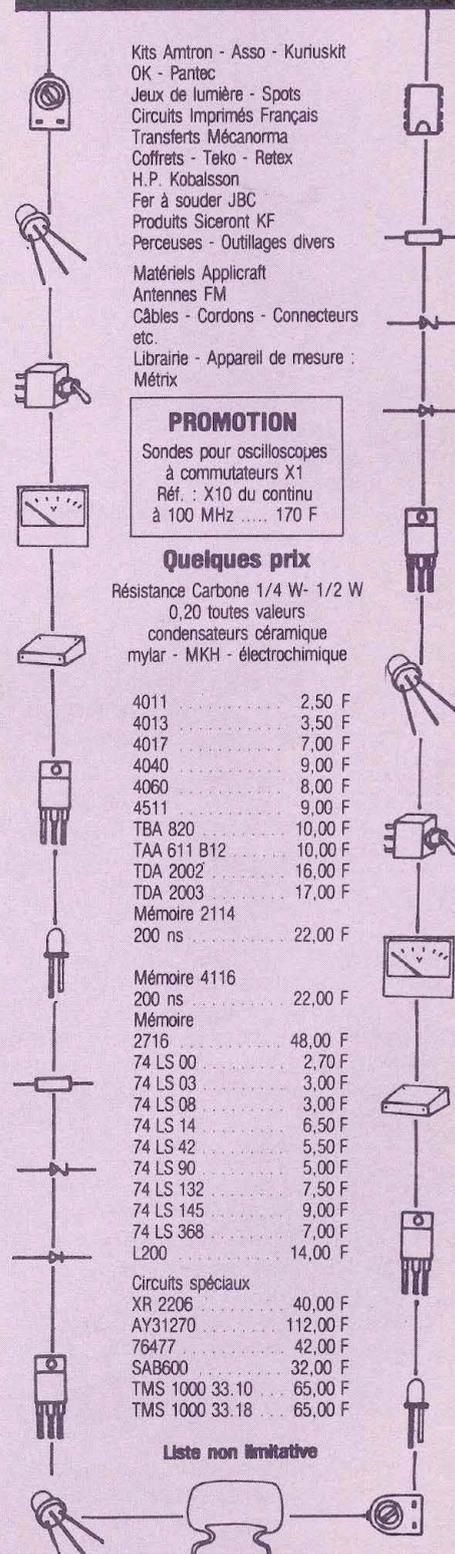
Résistance Carbone 1/4 W - 1/2 W
0,20 toutes valeurs
condensateurs céramique
mylar - MKH - électrochimique

4011	2,50 F
4013	3,50 F
4017	7,00 F
4040	9,00 F
4060	8,00 F
4511	9,00 F
TBA 820	10,00 F
TAA 611 B12	10,00 F
TDA 2002	16,00 F
TDA 2003	17,00 F
Mémoire 2114	
200 ns	22,00 F

Mémoire 4116	
200 ns	22,00 F
Mémoire	
2716	48,00 F
74 LS 00	2,70 F
74 LS 03	3,00 F
74 LS 08	3,00 F
74 LS 14	6,50 F
74 LS 42	5,50 F
74 LS 90	5,00 F
74 LS 132	7,50 F
74 LS 145	9,00 F
74 LS 368	7,00 F
L200	14,00 F

Circuits spéciaux	
XR 2206	40,00 F
AY31270	112,00 F
76477	42,00 F
SAB600	32,00 F
TMS 1000 33.10	65,00 F
TMS 1000 33.18	65,00 F

Liste non limitative



PASSAGE A NIVEAU AUTOMATIQUE

En basse fréquence, en haute fidélité,
et dans tous les secteurs de l'électronique, la relative
complication des circuits a toujours pour buts principaux soit une amélioration
des performances, soit une plus grande souplesse d'emploi. C'est-à-dire
l'automatisation de certains réglages, de commandes qui
devaient autrefois être ajustées manuellement.

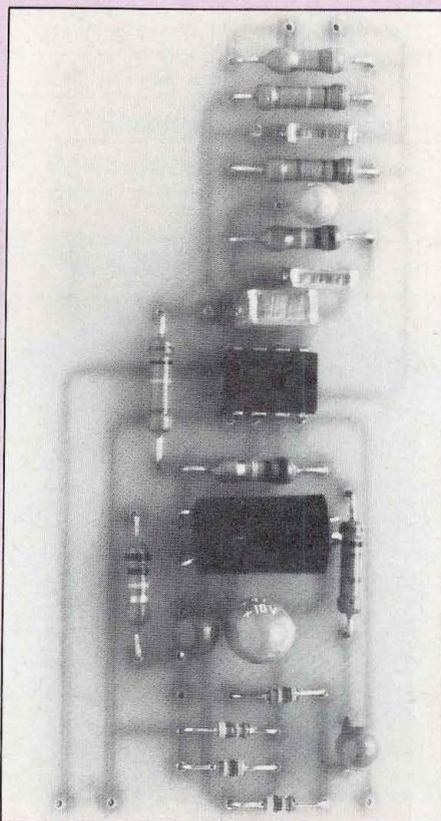
Dans l'émission-réception, sur l'enregistreur magnétique pour le bureau, sur le petit magnétocassette, on trouve comme gadget pratique au point que l'on oublie souvent qu'il existe, le circuit dit C.A.G. (contrôle automatique de gain), inséré en entrée micro ou en entrée ligne. Il se complète parfois d'autres gadgets, comme le circuit de « silence automatique » (évite le bruit de fond gênant pendant les périodes non modulées) ou bien le circuit de mise en marche automatique (dès qu'il y a modulation).

NOTRE CIRCUIT DE C.A.G.

On l'emploie surtout en radio où il permet d'obtenir un niveau de sortie relativement stable vis-à-vis de l'instabilité du signal reçu. L'élément le plus commun employé pour obtenir le contrôle automatique de gain est le composant actif pour lequel on met à profit les caractéristiques de non linéarité de gain en fonction de la tension d'entrée appliquée. A l'époque des tubes à vide, on avait recours à des triodes ou tétrodes de type « vari-mu », à pente variable, basés donc sur le principe de la variation de transconductance. Ce même principe peut être mis à profit en remplaçant le tube par un transistor à effet de champ. Mais sur ce dernier, on peut encore utiliser les variations de résistance de canal, ce qui ne convient toutefois que pour des impédances d'entrée élevées. La non-linéarité

de transconductance sur les transistors bipolaires sert aussi à la même fonction, quoique l'on puisse employer l'effet de saturation de résistance (mais qui dépend de la valeur du béta).

La majorité de ces circuits ont des défauts et des avantages. Plusieurs facteurs sont à considérer : l'isolation entre la sortie et le circuit de con-



trôle de gain, qui est médiocre dans la majorité des cas. Il faut considérer ensuite la souplesse d'emploi, la plage dynamique admissible sans trop de distorsion. Il faut enfin considérer le taux de distorsion introduit. Si la transconductance est mise à profit dans les transistors à effet de champ ou dans les transistors bipolaires, seuls des petits signaux peuvent être manipulés sans trop de distorsion. Le changement du point de fonctionnement sur la caractéristique de transfert correspondant, de toute évidence, à une modification du point de repos du courant continu, des condensateurs d'isolement doivent être prévus en sortie afin de ne laisser passer que la composante continue. L'inconvénient de ce système est que des changements rapides de niveaux influencent les circuits d'alimentation et peuvent créer des transitoires de commutation indésirables.

Grâce aux circuits intégrés, on peut fort heureusement aboutir à de très bons compromis, ce qu'offre, entre autres, le circuit monolithique National Semiconductor de référence LM 170, malheureusement difficile à se procurer. Ce dernier trouve une bonne dizaine d'applications dans les circuits à contrôle automatique de gain.

Pour en revenir aux inconvénients cités plus haut, il faut aussi ajouter l'inertie, le temps de réponse lors de ce changement automatique de gain.

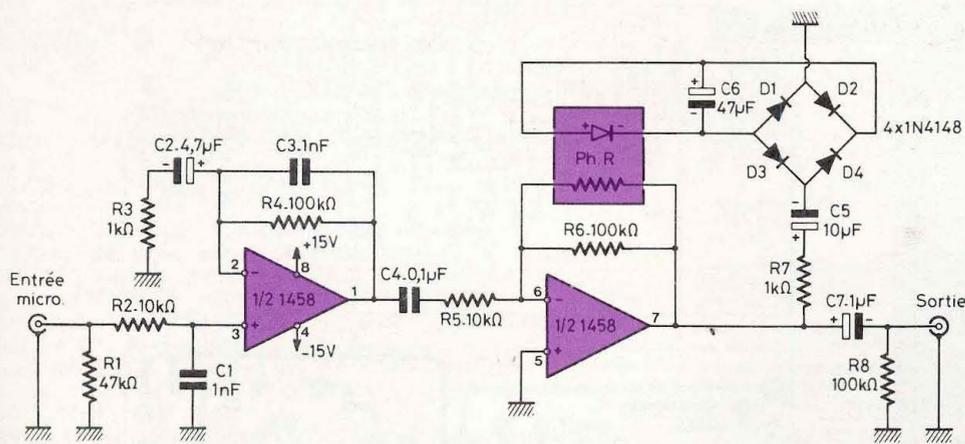


Fig. 1 : La commande automatique de gain est ici basée sur le principe de l'optocoupleur.

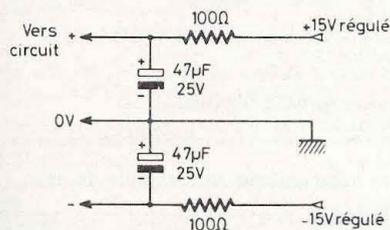
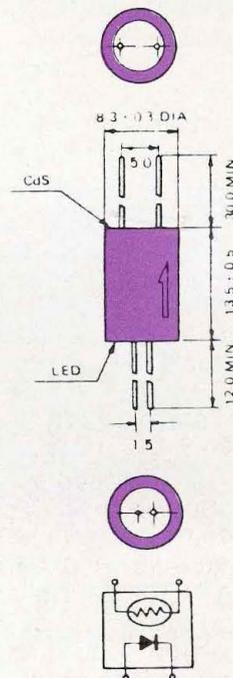


Fig. 2 : Cellule de filtrage supplémentaire.



L'opto-coupleur est un P873-635-687. La résistance varie de 200 Ω à 1 MΩ suivant la luminosité.



Disposition de la photo-résistance et de la LED à l'intérieur du boîtier.

LE CIRCUIT DE C.A.G.

Il est basé sur le principe de l'optocoupleur. Les opto-coupleurs existent sous différentes formes et le modèle choisi ici est composé d'une diode électroluminescente LED couplée à une cellule photo-résistante.

C'est la variation de résistance, fonction du niveau appliqué qui, placée dans une boucle de contre-réaction, va procurer la variation automatique de gain recherchée, sans pour autant buter sur les inconvénients classiques de distorsion, de limitation dynamique en entrée, de courants transitoires, d'instabilités d'alimentation.

Le circuit est composé de deux étages, le second étant un montage C.A.G., un circuit amplificateur limiteur, dont la boucle de contre-réaction sera « assistée ».

L'ÉTAGE D'ENTRÉE

Il est composé d'un circuit intégré MC 1458 (ou LM 1458). Ce circuit intégré 8 broches DIL comporte deux amplificateurs différentiels. L'un des deux sera employé pour la partie à contrôle automatique de gain.

L'entrée, non égalisée, prévue normalement pour un micro (impédance moyenne ou haute) est de sensibilité — 70 dB (0,3 mV). Une première résistance de 47 kΩ charge l'entrée.

Un filtre passe-bas en entrée peut s'insérer éventuellement. Le circuit est prévu normalement pour l'amplification de la voix, mais des modifications sont prévisibles. La coupure du filtre passe-haut se calcule selon la formule :

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}$$

Le circuit est contre-réactionné par une résistance de 100 kΩ sur laquelle est connecté en parallèle un condensateur de 1 000 pF (filtre passe-bas). L'ensemble procure un gain voisin de $A_v = 40$ dB.

La sortie est reliée à un réseau série RC, de 0,1 μF/10 kΩ se comportant en filtre passe-haut, lequel se calcule avec :

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_4 R_5}$$

Les trois filtres sont optimisés pour permettre la reproduction de la voix, dans la bande 1 000-4 000 Hz, à l'exclusion des autres fréquences audio. Mais, comme indiqué ci-avant, ces filtres peuvent être modifiés, voire supprimés. Il faudra cependant tenir compte du fait que l'étage suivant, non précédé de filtres, pourrait risquer de travailler « trop bien », c'est-à-dire non seulement selon la modulation du signal injecté en

PREAMPLI. à C.A.G N°927

entrée, mais aussi sur des parasites, des fréquences très graves (effet du vent sur le micro, etc.) ou très élevées (parasites H.F., etc.). Il en résulterait alors des changements brusques de niveau du signal amplifié. Une alimentation instable pourrait produire les mêmes effets.

L'ETAGE LIMITEUR

Il est conçu à partir de la seconde section du circuit intégré MC 1458. La sortie (broche 7) est reliée à l'entrée inverseuse (broche 6) par une boucle de contre-réaction de valeur 100 k Ω , l'entrée non inverseuse étant reliée à la masse. Comme le montre le schéma de la figure 1, le signal de sortie est obtenu sur la broche 6 du MC 1458, après élimination de la composante continue (C7 monté en série). Un autre condensateur, C5, de valeur 10 μ F ainsi qu'une résistance placée en série attaquent un pont de quatre diodes 1N 4148, afin de redresser le signal obtenu en sortie. Le redressement s'effectue en double alternance et le signal redressé est stocké dans le condensateur de 47 μ F. L'optocoupleur est relié, du côté diode LED au condensateur de 47 μ F (C7) la lumière émise par la diode étant captée par la photo résistance (montée en parallèle sur R6). Ainsi, au fur et à mesure que l'amplitude du signal augmentera, le signal de sortie, redressé et filtré, agira sur l'optocoupleur. La photo résistance, dont la valeur va s'abaisser d'une façon inversement proportionnelle à l'amplitude du signal va agir sur le gain de l'étage, par effet de variation du taux de contre-réaction. On obtient ainsi l'effet de compression désiré. On note que le condensateur C5 aura pour effet d'apporter une petite constante de temps, volontaire ; l'effet limiteur en devient moins brutal sur l'attaque comme sur l'extinction du signal. L'avantage de ce principe est un isolement total entrée/sortie, grâce à l'optocoupleur. Par ailleurs, le circuit n'est plus sujet aux problèmes de linéarité ou de plage dynamique trop réduite.

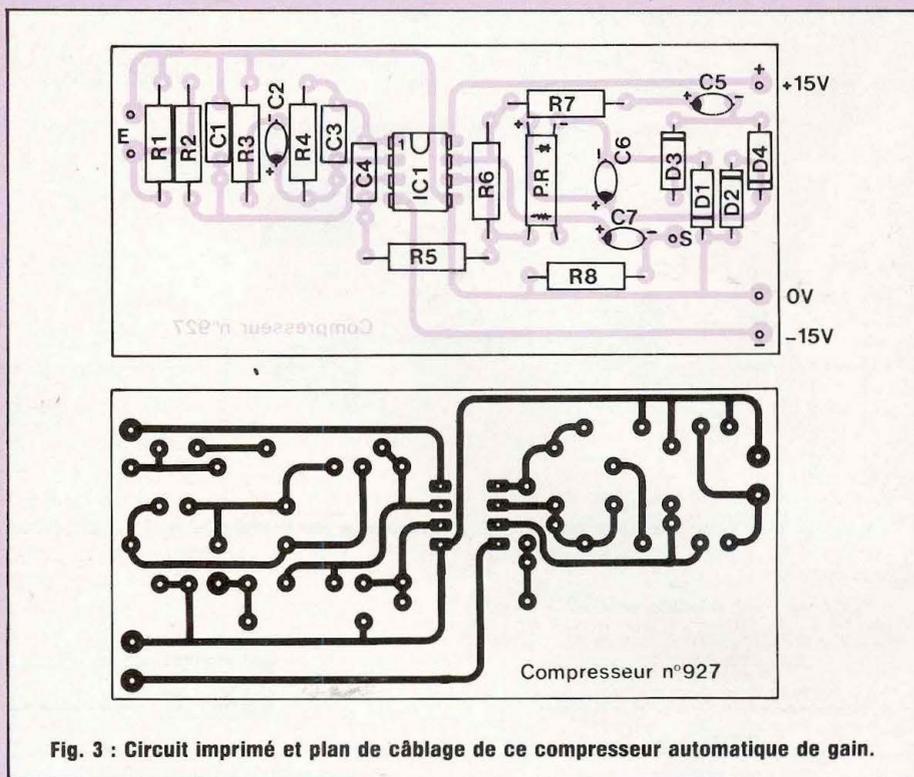


Fig. 3 : Circuit imprimé et plan de câblage de ce compresseur automatique de gain.

L'alimentation du circuit, symétrique, s'effectue en ± 15 V, à partir d'un circuit régulé. On peut employer l'alimentation régulée ± 15 V plusieurs fois décrite dans notre revue. Il faut toutefois prévoir une cellule de filtrage supplémentaire (fig. 2), afin de ne pas risquer de capter des parasites via l'alimentation. Noter que les filtres « passe-voix » apportent un supplément de stabilité au montage.

MONTAGE

Il est extrêmement simple. La figure 3 montre le circuit imprimé côté pistes et côté composants. Le montage ne pose aucune difficulté de réalisation. L'ensemble doit se monter dans un boîtier métallique blindé, lequel est relié à la masse du circuit et de l'alimentation.

Le niveau de sortie moyen obtenu est de 0,1 V, pour un niveau d'entrée de 0,3 mV. On peut éventuellement réduire le gain de l'étage d'entrée en abaissant la valeur de R4.

Jean Hiraga

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

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

- R1 - 47 k Ω
- R2 - 10 k Ω
- R3 - 1 k Ω
- R4 - 100 k Ω
- R5 - 10 k Ω
- R6 - 100 k Ω
- R7 - 1 k Ω
- R8 - 100 k Ω

• Condensateurs

- C1 - 1 000 pF mylar 50 V
- C2 - 4,7 μ F 16 V tantale goutte
- C3 - 1 000 pF mylar 50 V
- C4 - 0,1 μ F mylar 100 V
- C5 - 10 μ F 16 V tantale goutte
- C6 - 47 μ F 16 V tantale goutte
- C7 - 1 μ F 16 V tantale goutte

• Semiconducteurs

- IC1 - LM 1458 ou MC 1458
- Ph. R - P 873 G35
- D1, D2, D3, D4 - 1N 4148

LES MAINS LIBRES

La plupart des amplificateurs téléphoniques décrits dans les revues d'électronique sont alimentés par piles, ce qui limite considérablement leur utilisation quand on sait que beaucoup de personnes téléphonent facilement une demi-heure et ceci plusieurs fois par jour. De plus, ces appareils comportent presque tous un transistor préamplificateur d'entrée et détectent trop facilement, malgré les condensateurs de blocage dont ils sont munis, les émissions des « cibistes », ce qui est très désagréable au cours d'une conversation.

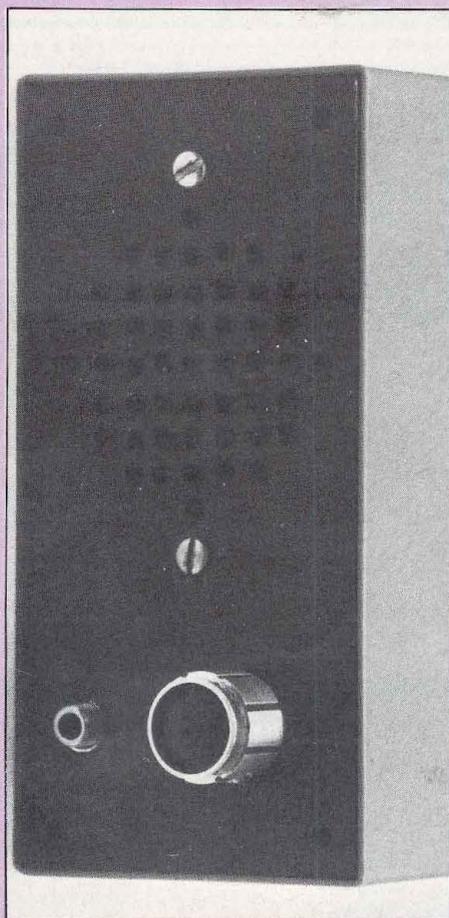
L'appareil que nous allons décrire ici, bien que de petites dimensions, est un appareil sérieux et qui, tout en limitant l'effet Larsen est puissant grâce à son alimentation secteur et totalement insensible aux réceptions radio à cause de sa conception.

ETUDE DE SCHEMA

On sait qu'un transistor se comporte, de par sa structure interne, comme deux diodes en série, ce qui est parfait pour détecter un courant haute fréquence, et c'est précisément ce que nous voulons éviter. C'est pourquoi nous avons choisi un circuit intégré MC 741, bon marché et sans diodes sur l'entrée, pour assurer la préamplification du signal.

Ce circuit intégré est normalement conçu pour une alimentation double, mais pour simplifier cette alimentation, nous allons relier l'entrée positive 3 à la masse et polariser légèrement l'entrée négative 2.

Pour prélever le signal à amplifier sur le téléphone, nous allons utiliser un capteur car les PTT interdisent formellement tout branchement sur l'appareil.



Bien qu'il soit relativement facile à faire, nous avons préféré un capteur du commerce, il en existe deux modèles, celui à ventouse qui se pose sur le corps de l'appareil et l'extra plat qui se colle par adhésif sous l'appareil dans le voisinage immédiat du transformateur, c'est le plus performant.

PREAMPLI

Le signal provenant du capteur est transmis sur l'entrée 2 du circuit intégré par l'intermédiaire du condensateur C1.

Les résistances R1 et R2 assurent la polarisation de cette entrée de façon à obtenir une tension de 7 V sur la sortie 6 du circuit.

R2 procure également une contre-réaction entre l'entrée et la sortie du préampli.

Le condensateur C2, en parallèle sur R2, assure une importante contre-réaction des aiguës, ce qui affaiblit sensiblement l'amplification, mais atténue d'une façon appréciable l'effet Larsen inévitable lorsque le micro est trop près du haut-parleur. En jouant sur la valeur de C2, on

changera le rapport affaiblissement/ Larsen.

Le signal ainsi amplifié et corrigé est prélevé sur la sortie 6 pour être transmis au potentiomètre de volume par l'intermédiaire du condensateur C3 pour isoler la tension continue.

AMPLI

C'est un LM 386 qui sera utilisé à cause de son prix, de sa taille, de son rendement, car ce circuit intégré ne nécessite pas de radiateur, il fonctionne sans distorsion de croisement avec des tensions variant de 4 à 15 V et peut s'utiliser sans aucun découplage.

L'entrée négative 2 sera reliée à la masse tandis que l'entrée positive 3 ira directement au curseur du potentiomètre.

La borne 4 est mise à la masse et la borne 6 reliée au + 14 V provenant de l'alimentation.

La sortie se fait sur la borne 5 et sera reliée d'une part au condensateur C5 en série avec le haut-parleur dont le retour se fait à la masse, et d'autre part à la résistance R3 en série avec le condensateur C4 relié lui-même à la masse.

S'il n'est pas indispensable, ce découplage assure cependant une plus grande stabilité et améliore la qualité de l'ampli.

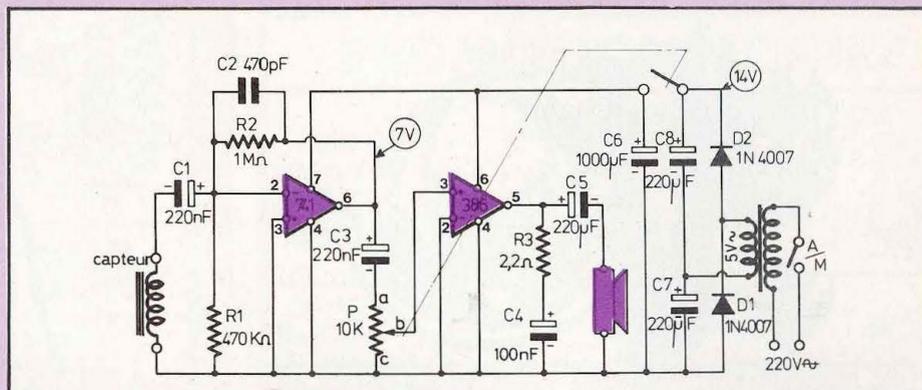
Un condensateur C6 de forte valeur est branché entre le + et le - de l'alimentation, afin d'en parfaire le filtrage et la stabilité.

ALIMENTATION

Nous avons utilisé un petit transformateur 220/5 volts 200 mA de dimensions 25 x 30 mm, épaisseur totale 25 mm, avec pattes prévues pour une fixation directe sur circuit imprimé.

La tension du secondaire a été doublée par redressement en série des deux alternances grâce aux diodes D1 et D2 chargeant respectivement les condensateurs C7 et C8.

La tension continue recueillie aux



bornes de ces condensateurs est de 14 V et permet d'alimenter l'ampli sans filtrage supplémentaire.

C'est l'interrupteur du potentiomètre qui est mis en série avec le primaire du transfo pour assurer la marche et l'arrêt.

MONTAGE

Pour des raisons pratiques, nous avons réalisé le montage sur deux circuits imprimés séparés, un pour l'ampli, un pour l'alimentation, ce qui permet, pour ceux qui veulent une alimentation par pile, de supprimer le circuit en le remplaçant par une pile pression 9 V qui tient dans le même emplacement du coffret.

On soudera d'abord un support 16 broches pour recevoir les deux circuits intégrés puis on mettra en place les composants en respectant les polarités.

La mise en coffret se fera en suivant les indications du dessin, le circuit alimentation est maintenu dans les rainures du coffret tandis que l'ampli est maintenu en place par les soudures du potentiomètre.

Puis on fera les liaisons des deux circuits à l'aide de fils souples, et le cordon d'alimentation sera soudé après son passage dans le trou arrière du coffret.

Le haut-parleur a été fixé par deux petites brides maintenues par vis.

La fiche Jack est fixée directement sur le panneau avant comme le potentiomètre.

UTILISATION

Après avoir branché l'appareil, on éloignera celui-ci au maximum du combiné téléphonique afin d'éviter au capteur de prendre le ronflement du transfo et de limiter l'effet Larsen. On cherchera le meilleur emplacement du capteur pour l'écoute la plus puissante puis on réglera le volume en repérant le point à ne pas dépasser pour le Larsen.

Il est possible en posant le combiné de téléphoner les mains libres. Mais cet ampli peut être utilisé dans bien d'autres domaines grâce à son préampli à très grand coefficient d'amplification, (en supprimant ou en diminuant éventuellement la valeur de C2).

En plus de ses fonctions prévues, ce sera un excellent outil de travail pour les amateurs.

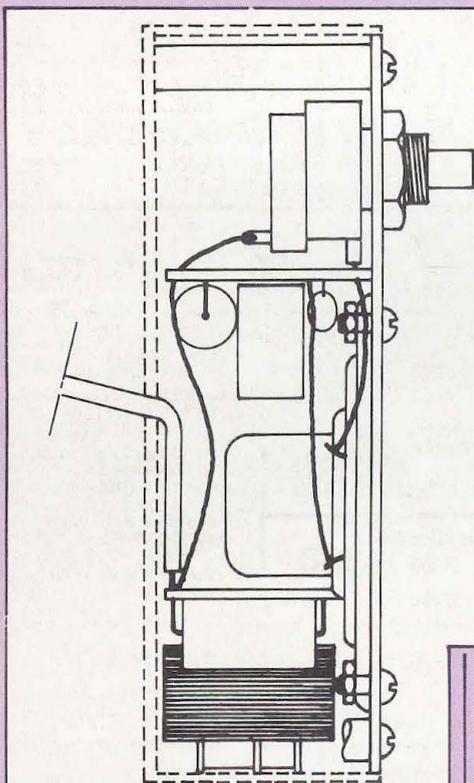
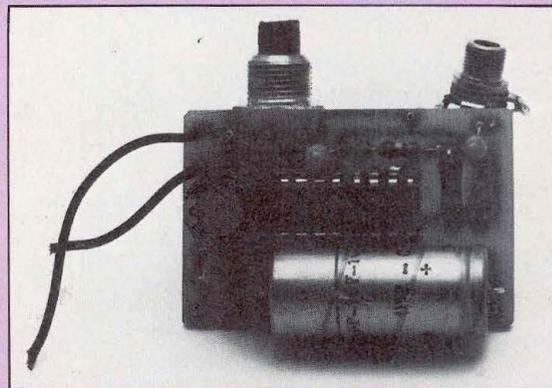
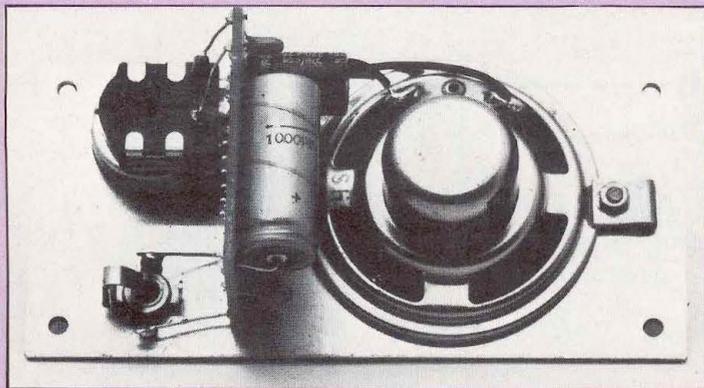
C'est ainsi qu'en branchant à la place du capteur une tête de lecture, il servira de lecteur de cassette sur magnétophone ou sur film de cinéma amateur.

En branchant une led rouge ou infrarouge, il devient un lecteur optique de cinéma ou un récepteur de transmission infrarouge à courte distance en direct, ou à longue distance par fibre optique.

Avec son capteur, il sert à repérer l'emplacement des fils électriques encastrés dans les murs ou les plafonds.

En direct, il sert de touche contrôle

AMPLI. TÉLÉPHONIQUE SECTEUR n°928



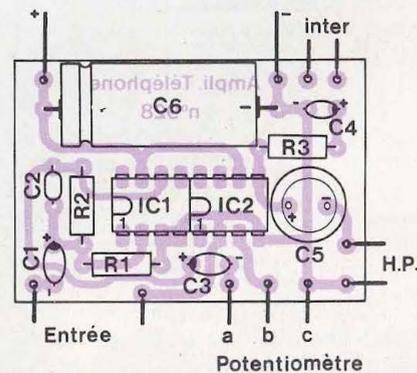
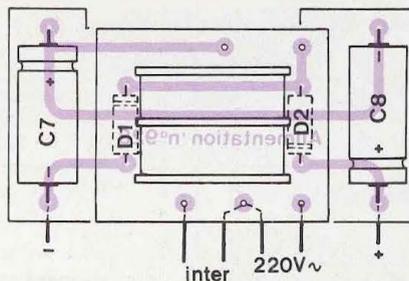
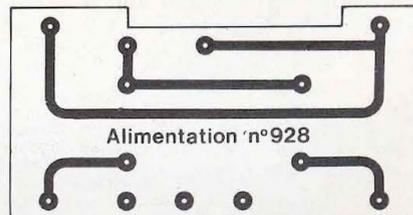
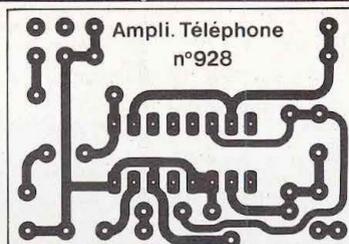
Disposition des modules dans le boîtier.

pour le dépannage des postes de radio ou des amplis.

On peut aussi brancher à l'entrée n'importe quel type de micro, du petit haut-parleur 4 ou 8 ohms jusqu'au micro cristal à très haute impédance. Avec une diode, on pourra vérifier les circuits haute et moyenne fréquence, les circuits d'accord, etc...

Avec son alimentation secteur, il sera toujours prêt à être utilisé et rendra de grands services.

Jacques Bourlier



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couches $\pm 5\%$ 1/4 W

- R1 - 470 k Ω
- R2 - 1 M Ω
- R3 - 2,2 Ω

• Potentiomètre

- P1 - 10 k Ω log avec inter

• Condensateur non polarisé

- C2 - 470 pF céramique

• Condensateurs polarisés

- C1 - 220 nF tantale goutte
- C3 - 220 nF tantale goutte
- C4 - 100 nF tantale goutte
- C5 - 220 μ F/16 V chimique

- C6 - 1 000 μ F/16 V chimique

- C7 - 220 μ F/16 V chimique
- C8 - 220 μ F/16 V chimique

• Semiconducteurs

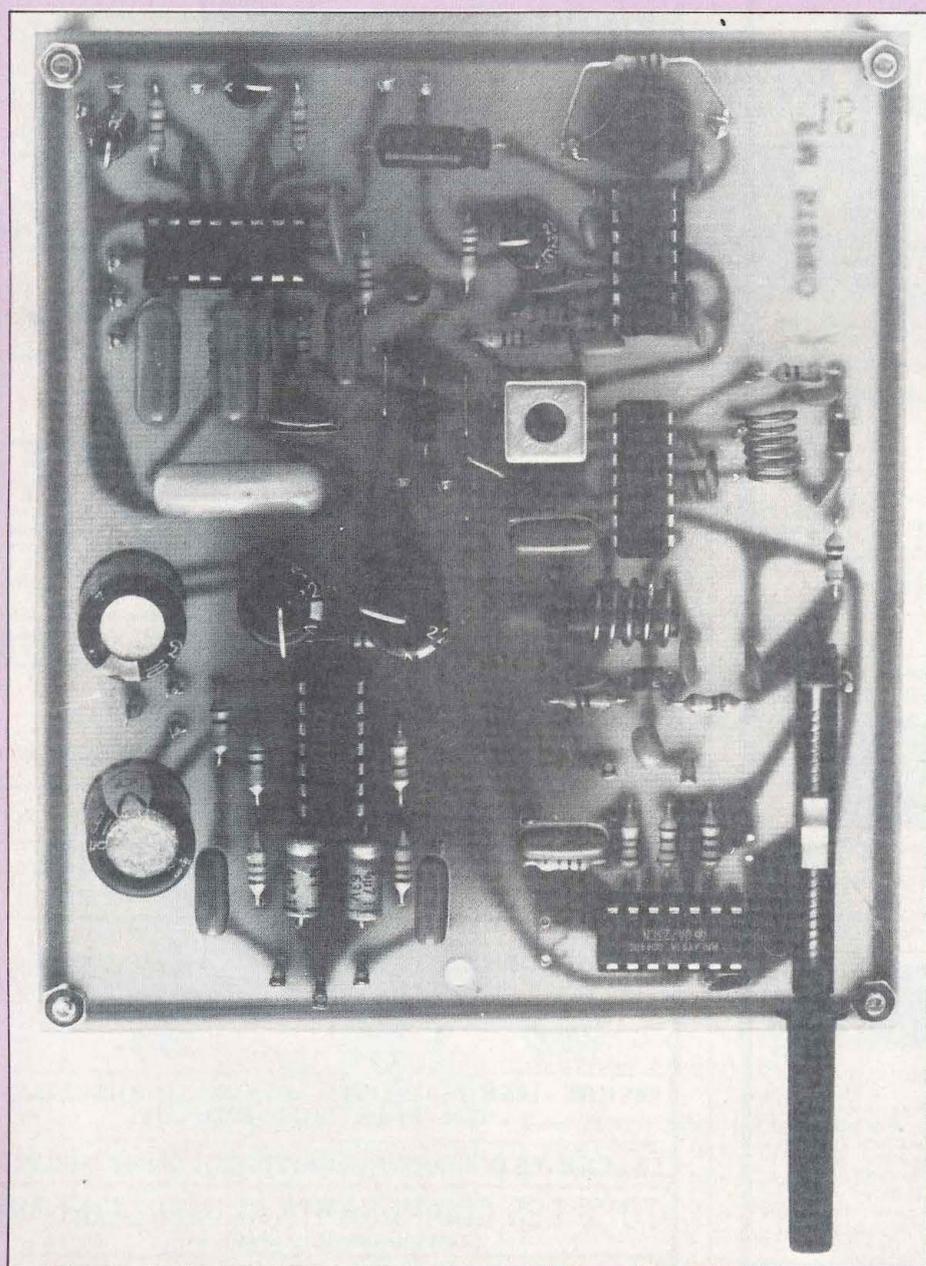
- IC1 - MC 741
- IC2 - LM 386
- D1 - 1N4007
- D2 - 1N4007

• Divers

- HP 8 Ω /5 cm
- Transfo 220 V/5 V - 200 mA
- Capteur
- Jack châssis \varnothing 3,5 mm
- Cordon alimentation
- Support 16 broches.

FRÉQUENCE MODULÉE

Pour un amateur la réalisation d'un récepteur de radio semble un obstacle insurmontable, car qui dit récepteur pense bobinages, schéma complexe, mise au point nécessitant de nombreux appareils de mesure.



L' appareil décrit ici est pourtant réalisable par tous avec un peu de soin et de patience, les efforts étant récompensés par une excellente qualité d'écoute.

PRINCIPE

DE FONCTIONNEMENT

Le récepteur en question est un superhétérodyne à un changement de fréquence. Une explication préliminaire est donnée par la figure synoptique (schéma 1). Le convertisseur SO42P reçoit les ondes radiophoniques via le collecteur d'ondes et le filtre d'entrée. Son oscillateur incorporé convertit la fréquence de réception en une fréquence intermédiaire de 10,7 MHz (F.I.). La conversion s'effectue suivant le battement supérieure, soit :

$$\text{FRO (oscillateur)} - \text{FRA (antenne)} = \text{F.I.}$$

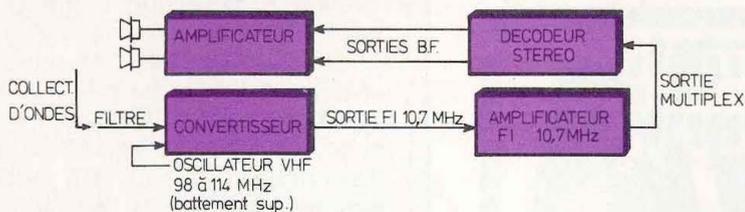
A noter cependant que, selon ce même principe, le récepteur est sensé également recevoir la fréquence image :

$$\begin{aligned} \text{FR (image)} &= \text{FRO} + \text{F.I.} \\ &= (98 \text{ à } 114 \text{ MHz}) + \\ &\quad 10,7 \text{ MHz} \\ &= 108,7 \text{ à } 124,7 \text{ MHz} \end{aligned}$$

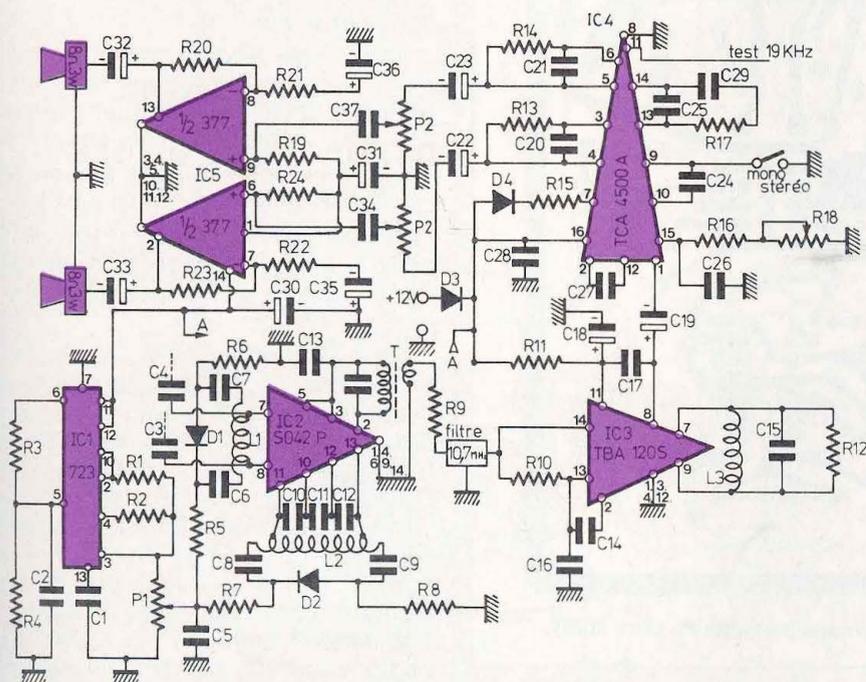
Ces fréquences sont situées dans la bande aéronautique, d'où l'utilité du filtre d'entrée, évoqué plus haut, qui les rejette au mieux.

La fréquence intermédiaire est ensuite amplifiée énergiquement par l'amplificateur F.I. TBA 120S et démodulée par ce même circuit pour délivrer à sa sortie le signal multiplex (stéréophonie).

Celui-ci est traité par le décodeur sté-



Synoptique du tuner FM stéréophonique.



Le récepteur est un superhétérodyne à un changement de fréquence.

réo TCA 4500A qui restitue les deux voies BF gauche et droite. Enfin celles-ci sont introduites dans le C.I. LM377 2 x 2 W et amplifiées.

REALISATION

Le circuit imprimé se fera sur verre epoxy (ou bakélite). Les quatre ponts conducteurs dont celui figurant sous le régulateur 723 seront soudés en priorité.

Les C.I. pourront être montés sur support à l'exclusion du convertisseur S042P.

Des cosses seront soudées aux diverses sorties du récepteur (dipole, BF, HP)...

Les conseils d'usage sont évidemment à respecter pour les autres composants (implantation correcte des C.I., diodes, condensateurs électrochimiques, soudures nettes).

Un point cependant essentiel réside dans la fabrication des bobinages dont dépendent les bonnes performances du récepteur: leur sens d'enroulement est primordial, notamment en ce qui concerne L2 et L3.

Pour L1 et L2 (sens contraire des aiguilles d'une montre), il n'y a pas d'alternative quant à l'implantation sur le circuit imprimé.

L1, dont le détail figure dans l'encadré du schéma 2 représentant le circuit, comporte 4 spires 1/2 bobinées avec du fil émaillé de 0,8 mm sur un mandrin de $\varnothing 6$ mm. Les prises seront effectuées à 1 spire des extrémités.

A ce stade, des difficultés peuvent survenir. Procéder comme suit: étirer les spires pour plus de facilité, à l'aide d'un couteur à lame courbe, gratter l'isolant aux endroits où doivent se faire les prises, étamer et souder ensuite un fil de récupération de résistance. Cette manœuvre délicate exige un entraînement certain (bien caler la bobine).

Une fois cette opération terminée, comprimer l'inductance afin de la loger dans son emplacement. Les spires devront être d'ailleurs bien espacées. Les prises effectuées contribuent au filtrage des ondes reçues (rejet de la fréquence image). Cependant, celui-ci n'est bien évidemment pas absolu. Il est même possible que des émissions aéronautiques soient reçues (proximité d'un aéroport).

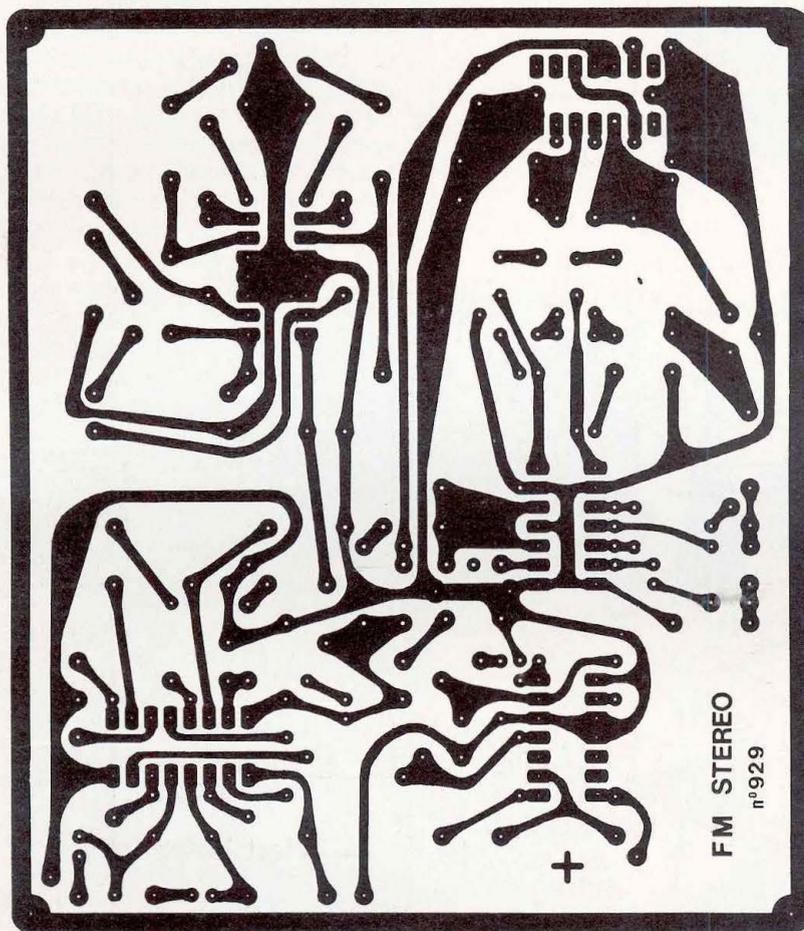
L'amateur averti aura l'intelligence de décaler d'une demie spire les prises vers le centre de la bobine selon les critères de sensibilité et de sélectivité désirés du récepteur.

Idem pour l'inductance L2 qui comportera 5 spires 1/2 sur un mandrin de $\varnothing 5$ mm ou analogue. Les deux spires symétriques, toujours situées à une spire des extrémités, assurent une bonne stabilité en fréquence de l'oscillateur.

Quant à l'inductance L3, équipant l'étage F.I., elle se fera avec du fil émaillé de 0,2 mm sur un mandrin à écrou encastré dans le circuit imprimé ($\varnothing 6$ mm).

Souder le fil au point A (schéma de l'implantation des composants) et enrouler 7 spires jointives dans le sens indiqué. Souder l'autre bout du fil au point B et enduire la bobine formée de cyanolite (ou autre). La résistance R12 sera ajoutée à L3C15 en

TUNER FM n°929



Le circuit imprimé sera gravé de préférence sur une plaquette de verre epoxy.

parallèle afin d'éviter un blocage de l'amplificateur.

Un autre point également important concerne le refroidissement de l'amplificateur stéréophonique LM 377. Celui-ci est équipé d'un contrôle automatique de température qui a pour effet lorsqu'il se déclenche (échauffement du C.I.) de provoquer de sévères distorsions. Aussi, il est conseillé de souder deux plaques de cuivre faisant office de radiateurs aux broches 3, 4, 5 et 10, 11, 12.

Cette opération est cependant inutile si la puissance demandée n'est pas trop importante.

REGLAGES

Ils sont simples à effectuer et ne demandent pas d'appareils de mesure particuliers, sinon une bonne oreille. Procéder comme suit :

- connecter un potentiomètre stéréo de 22 k Ω (fig. 1) ;
- brancher un ou deux haut-parleurs entre les cosses de sortie et la masse (voir plan) ;
- brancher un brin métallique d'une longueur approximative de un mètre à une des sorties d'antenne (dipôle) ; (à noter qu'une position verticale ou horizontale n'est pas sans effet sur la

réception suivant les stations et les perturbations locales) ;

- brancher une alimentation de 12 V régulée (la diode D3 empêche la destruction des circuits par une mauvaise polarisation). Le volume sonore sera alors augmenté afin d'entendre un souffle dans le haut-parleur ;

- rechercher une station à l'aide du potentiomètre varicap (tuning) ;

- introduire dans L1 un mandrin de 6 mm dont la partie externe a été supprimée (fixer à la cyanolite) ;

- régler L1 et T (10,7 MHz) afin de diminuer le souffle ;

- régler L3 de façon à obtenir le maximum de volume sonore (tous ces réglages devront s'effectuer avec un tournevis en matière plastique) ;

- rechercher ensuite une station en stéréophonie (France Musique ?) ;

- tourner le potentiomètre R18 jusqu'à illumination de la diode led D4. Si cela ne se fait pas, retoucher L3 ;

- ces réglages terminés, s'assurer au tuning que toutes les stations sont bien reçues (de l'eurosignal aux radios libres éventuellement). Si ce n'est pas le cas, si, par exemple, l'eurosignal ou France Inter ne parviennent pas, comprimer légèrement la bobine L2 à l'aide d'une pince à épiler. Dans le cas contraire, où les stations opposées sont absentes, écarter bien entendu les spires. En comprimant L2, on diminue sa fréquence de résonance et réciproquement : se rappeler la formule de la fréquence d'une bobine associée en parallèle à un condensateur :

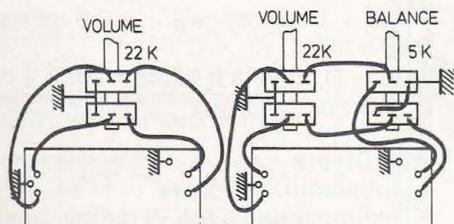
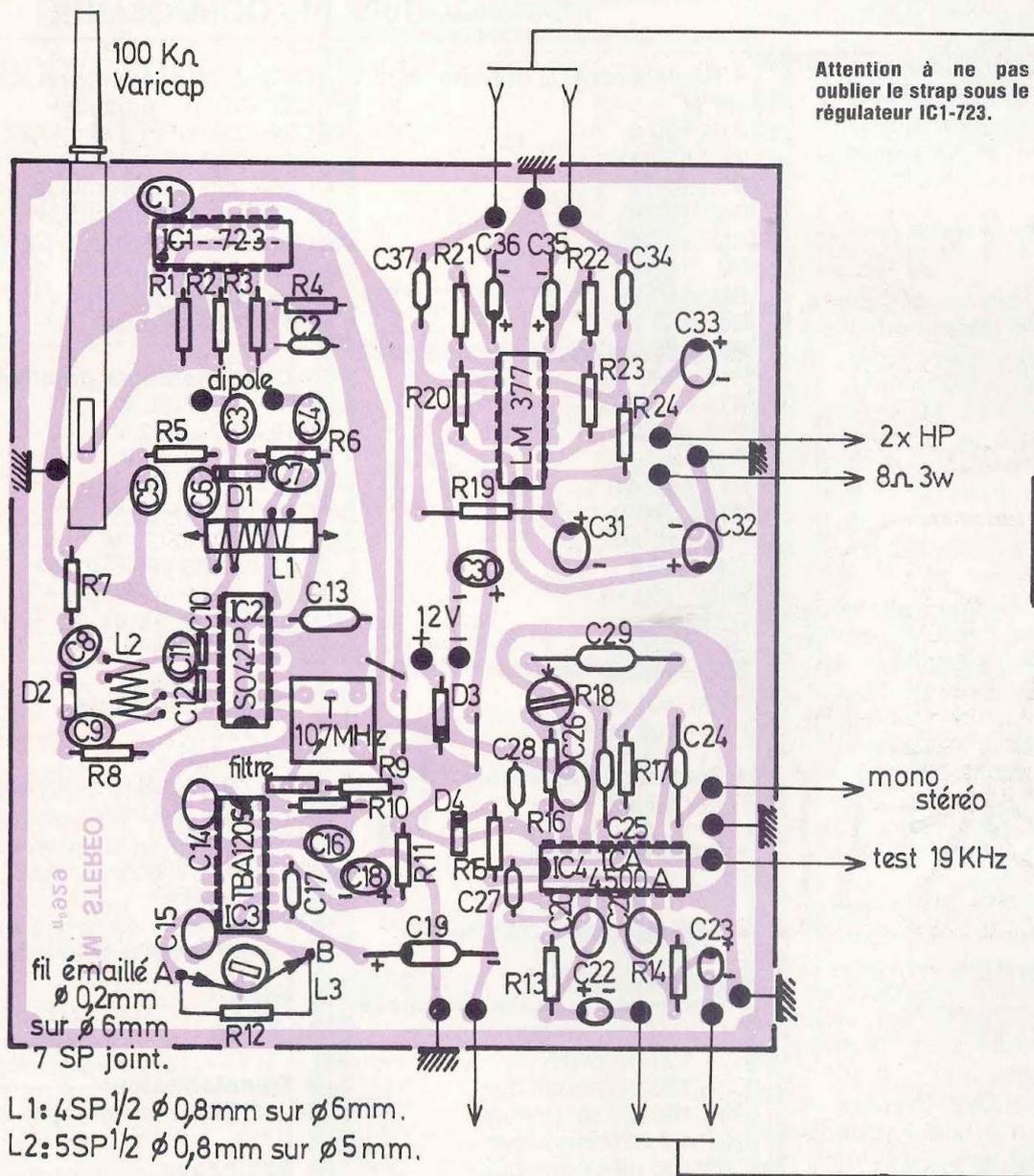
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Tous ces réglages terminés, il ne restera plus qu'à loger le récepteur dans un boîtier en matière plastique.

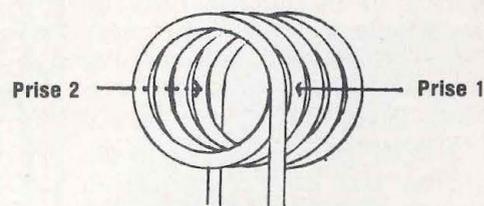
UTILISATION

Différents types d'aériens peuvent équiper le récepteur ainsi terminé :

- un brin métallique d'une longueur d'un mètre environ donne de bons



Un système de balance très simple peut être obtenu mais au prix d'une diminution de la tension d'entrée.



Détail de l'inductance L1.

TUNER FM n° 929

résultats. Il sera disposé horizontalement ou verticalement suivant la polarisation des émissions reçues ; - le dipôle donne de meilleurs résultats. Les deux brins seront taillés au quart de la longueur d'onde de la fréquence moyenne reçue (95 MHz). Soit en appliquant la formule :

$$L = \frac{300}{95 \times 4} = 0,789 \text{ m}$$

Deux brins de 80 cm feront l'affaire. Ils seront disposés dans le prolongement l'un de l'autre horizontalement ou verticalement. Il conviendra de retoucher la bobine L1. Il est également possible, et c'est la meilleure solution, d'utiliser une antenne FM de toit équipée d'un préampli et d'une sortie 75 ohms. La liaison avec le récepteur se fera à l'aide de câble 75 ohms.

Le tuning (recherche des stations) du récepteur ainsi que l'accord d'entrée se font à l'aide de deux diodes varicaps D1 et D2. Celles-ci sont polarisées par une tension de 0 à 3 V faisant varier leur capacité. La variation de tension est obtenue par le potentiomètre varicap. Si celui-ci devait être positionné ailleurs, il conviendra de respecter sa polarisation telle qu'elle est sur le circuit. En effet, ces potentiomètres ne sont pas linéaires mais spécialement étudiés pour les diodes varicaps. L'utilisation d'un potentiomètre linéaire multitours est possible mais le tuning est alors moins confortable dans les fréquences basses.

Une sortie BF mono destinée à l'enregistrement (ou une amplification éventuelle) est prévue sur le circuit imprimé. La tension est prélevée à la sortie BF du C.I. TBA 120S. Un enregistrement stéréo est bien entendu possible en prélevant les deux signaux gauche et droite à la sortie du décodeur.

Pour terminer un système de balance très simple peut être conçu, mais au prix d'une diminution de la tension d'entrée.

Michel Couric

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche $\pm 5\%$ 1/4 W

R1 - 100 Ω
R2 - 5,6 k Ω
R3 - 12 k Ω
R4 - 10 k Ω
R5 - 100 k Ω
R6 - 100 k Ω
R7 - 100 k Ω
R8 - 100 k Ω
R9 - 680 Ω
R10 - 330 Ω
R11 - 120 Ω
R12 - 1 k Ω
R13 - 4,7 k Ω
R14 - 4,7 k Ω
R15 - 680 Ω
R16 - 10 k Ω
R17 - 1 k Ω
R19 - 100 k Ω
R20 - 100 k Ω
R21 - 1,8 k Ω
R22 - 1,8 k Ω
R23 - 100 k Ω
R24 - 100 k Ω

• Résistance ajustable VA05V

R18 - 4,7 k Ω

• Potentiomètre

P2-2X 22 k Ω log.

• Potentiomètre multitours

P1 - 100 k Ω

• Condensateurs non polarisés

C1 - 1 nF céramique
C2 - 100 nF mylar
C3 - 100 pF céramique
C4 - 100 pF céramique
C5 - 4,7 nF céramique
C6 - 100 pF céramique
C7 - 1 nF céramique
C8 - 100 pF céramique
C9 - 1 nF céramique
C10 - 12 pF céramique
C11 - 33 pF céramique
C12 - 12 pF céramique
C13 - 100 nF mylar
C14 - 22 nF céramique
C15 - 330 pF céramique
C16 - 22 nF céramique
C17 - 470 pF céramique

C20 - 10 nF céramique
C21 - 10 nF céramique
C24 - 220 nF mylar
C25 - 220 nF mylar
C26 - 220 pF céramique
C27 - 6,8 nF céramique
C28 - 100 nF mylar
C29 - 470 nF mylar
C34 - 100 nF mylar
C37 - 100 nF mylar

• Condensateurs polarisés

C18 - 22 μ F/25 V
C19 - 2,2 μ F/63 V
C22 - 10 μ F/25 V
C23 - 10 μ F/25 V
C30 - 220 μ F/25 V
C31 - 220 μ F/25 V
C32 - 1 000 μ F/16 V
C33 - 1 000 μ F/16 V
C35 - 4,7 μ F/63 V
C36 - 4,7 μ F/63 V

• Semiconducteurs

IC1 - 723
IC2 - S042P
IC3 - TBA 120S
IC4 - TCA 4500 A
IC5 - LM 377
D1 - BB 105G
D2 - BB 105G
D3 - 1N4007
D4 - Led 0 3 mm rouge

• Filtre

10,7 MHz

• Transformateur

T - 10,7 MHz (vis orange)

• Bobinages

L1 - 4 spires 1/2 - \varnothing 0,8 mm sur \varnothing 6 mm
L2 - 5 spires 1/2 - \varnothing 0,8 mm sur \varnothing 5 mm
L3 - fil émaillé \varnothing 0,2 mm sur \varnothing 6 mm
7 spires jointives.

• Divers

Inverseur unipolaire
Haut-parleur 8 Ω /3 W (2 pour la stéréo). Antenne « Dipôle ».