

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE *Loisirs*

ISSN 0033 7668

N° 452 Juillet 1985

14 f

Réalisez

Une station météo

Console de mixage

**AC ODDY :
les faders**

**Un adaptateur
péritélévision
pour récepteur N et B**

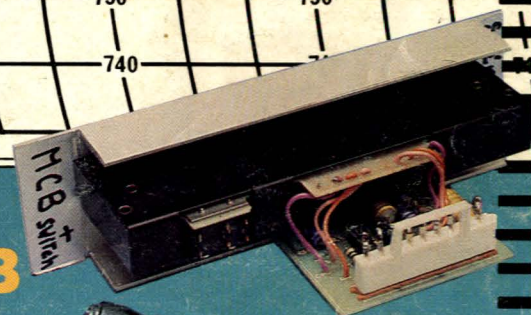
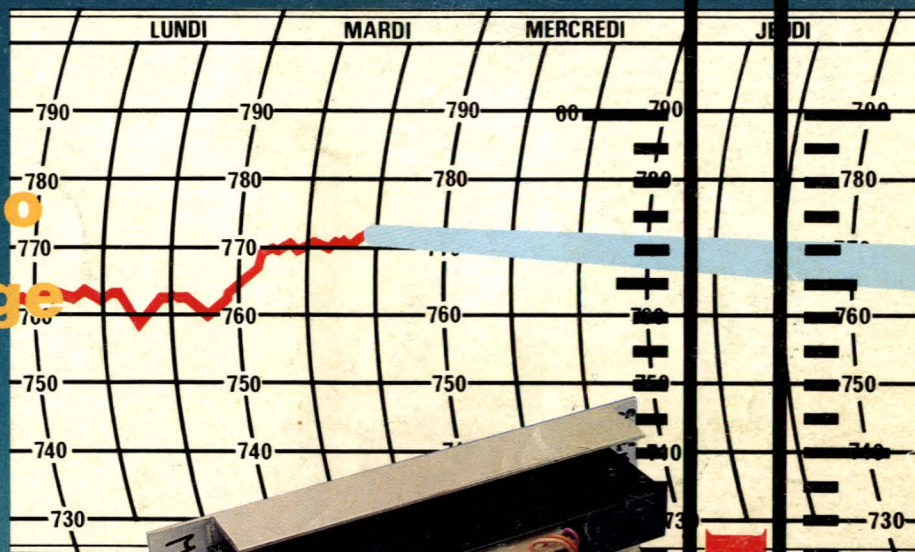
μ informatique

**Votre imprimante
et les circuits imprimés**

**Quelle CAO
pour l'amateur ?**

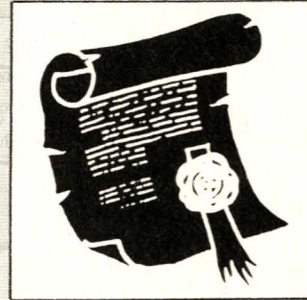
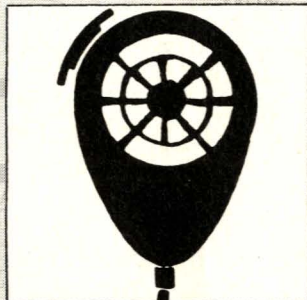
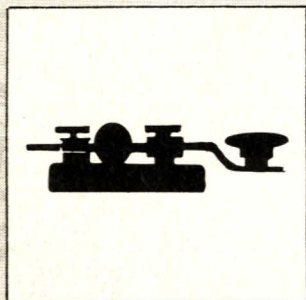
Technique

**La technologie
I² L**



ETRE RADIOAMATEUR

➡ **Ce n'est pas uniquement
le Morse ; la phonie ; les QSL ; être « autorisé »...**



- ➡ **C'est avant tout :**
- ***l'acquisition, au travers d'un loisir, de connaissances pratiques et théoriques dans le domaine des radio-communications***
 - ***l'ouverture vers l'expérimentation et les techniques d'avant garde***
 - ***l'opportunité exceptionnelle de cotoyer au travers de leur «hobby» les plus grands professionnels de ce domaine***

➡ **C'est également :
faire partie d'une véritable famille.**

**Amateur débutant ou spécialiste,
vous avez votre place au sein de**

L'UNION DES RADIO-CLUBS

Association à but non lucratif type loi de 1901

B.P. 73-08 - PARIS CEDEX 08

(FC1URC – FE6URC)

**Une documentation vous sera adressée personnellement
sur simple demande**

(joindre 10 F en timbres ou par chèque au nom de l'U.R.C. pour frais S.V.P.)

Une prise pérîtélévision pour récepteur noir et blanc



temps: ⌚

difficulté: 🧩

dépense: \$ \$



La fameuse prise « pérîtélévision » n'étant obligatoire que sur les téléviseurs couleur actuellement fabriqués, les constructeurs font évidemment l'économie de cet accessoire sur leurs postes noir et blanc.

Pourtant, on souhaiterait bien souvent connecter à de tels récepteurs (notamment portatifs), des appareils tels que micro-ordinateurs, jeux vidéo, magnétoscopes, caméras, ou adaptateurs divers.

Par ailleurs, il est toujours intéressant de disposer d'entrées et de sorties vidéo 75 ohms pour toutes sortes d'applications. Le petit montage qui va être décrit ici permet de combler cette lacune en facilitant l'adjonction d'une prise « péritel » à pratiquement n'importe quel téléviseur noir et blanc.



Qu'est-ce qu'une prise « péritel » ?

Le développement de la micro-informatique, des jeux vidéo, et... de CANAL PLUS, a rendu célèbre cette prise à 21 circuits dont on se demandait, il y a encore peu d'années, quel pouvait bien être le rôle.

Comme son nom l'indique, la prise **PERITELEVISION** (péritel n'étant qu'une abréviation abusive) sert à connecter au téléviseur toutes sortes de PERiphériques, dont certains ne sont encore qu'à l'état de projet.

Pour permettre ces connexions, la prise doit donc donner accès aux principaux circuits du récepteur, dans des conditions parfaitement identiques d'un appareil à un autre (en théorie du moins, comme peuvent en témoigner bien des abonnés de notre chère « quatrième chaîne » !).

On trouve donc sur le connecteur des entrées et sorties son (prévues pour la stérééo), une sortie vidéo normalisée 75 ohms 1 volt crête à crête, et une entrée vidéo pouvant accepter soit un signal composite (1 V 75 ohms) soit des informations « R, V, B, S » (Rouge, Vert, Bleu, Synchro).

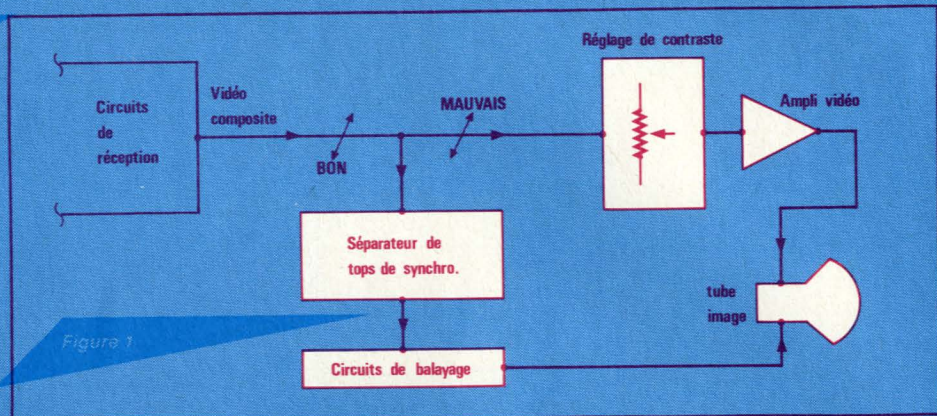
C'est cette dernière possibilité qui permet à un téléviseur couleur SECAM de faire bonne figure en face d'un ordinateur fonctionnant en PAL.

En noir et blanc, bien sûr, il convient de mixer ces quatre composantes pour obtenir la vidéo proprement dite. Si les sorties son et image « recopient » en permanence les signaux reçus de l'antenne, en revanche les entrées ne sont actives qu'à partir du moment où une commutation spéciale est établie, qui transforme le récepteur en MONITEUR.

C'est parfois une touche spéciale (magnétoscope, ligne, etc) qui permet d'établir cette commutation, mais le plus souvent, il faut appliquer une tension positive extérieure comprise entre 10 et 12 V sur la broche N° 8 de la prise « péritel ».

Ainsi, un équipement extérieur peut véritablement « télécommander » le téléviseur.

Une fois la commutation effectuée, on peut appliquer au récepteur des signaux son et vidéo extérieurs, ou lui « retourner » ceux qu'il a reçus de l'antenne, après leur avoir fait subir un traitement quelconque.



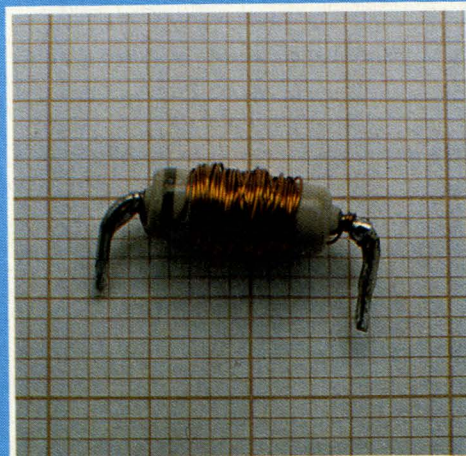
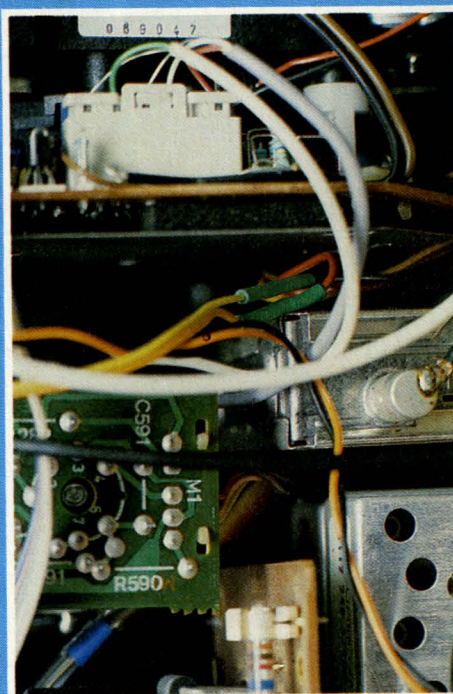
Le premier cas correspond au raccordement d'un ordinateur ou d'un jeu vidéo, le second à celui d'un décodeur ANTIOPE ou CANAL PLUS.

Construisons notre prise Péritel

La commutation des signaux son n'étant qu'un simple formalité (câblage d'un relais), nous nous intéresserons seulement ici à la question des signaux vidéo, dans le cas particulier d'un récepteur noir et blanc.

Ce récepteur devra cependant être capable de visualiser correctement des signaux « R, V, B, S » provenant, par exemple, d'un ordinateur.

La figure 1 montre que la toute première phase de l'adaptation doit être la recherche, dans le schéma du téléviseur, du point optimal d'insertion du circuit adaptateur.



Le signal vidéo doit en effet être prélevé juste à la sortie des circuits de réception, et injecté en amont de la dérivation alimentant le séparateur de tops de synchro.

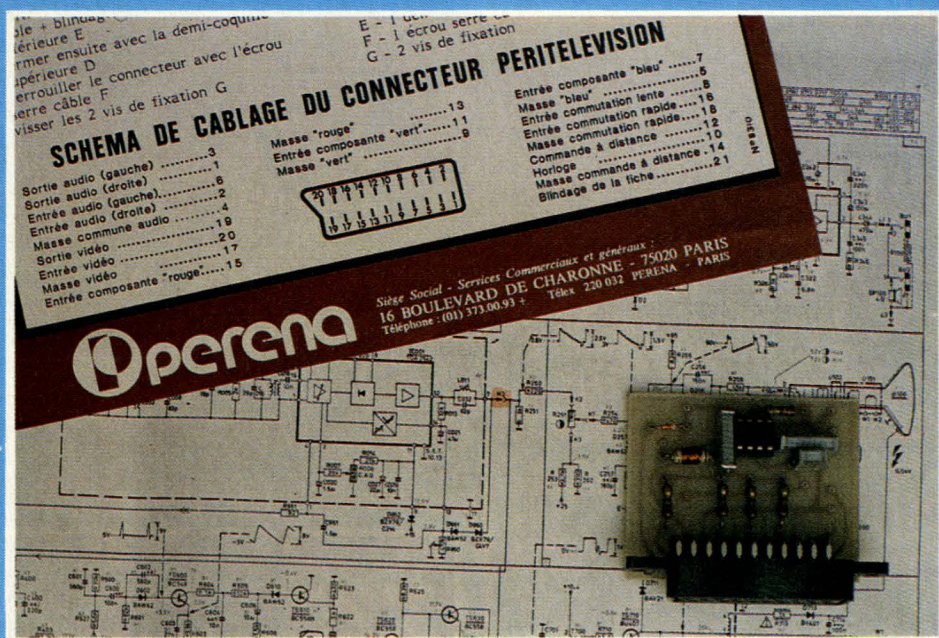
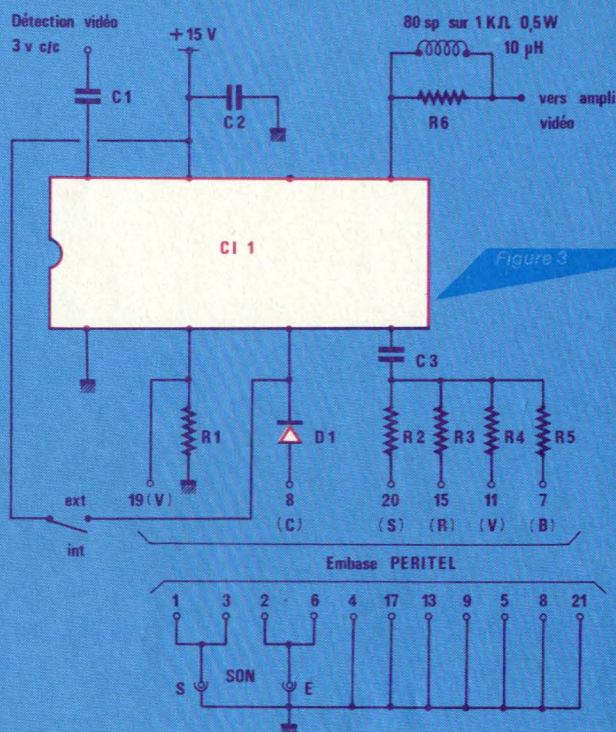
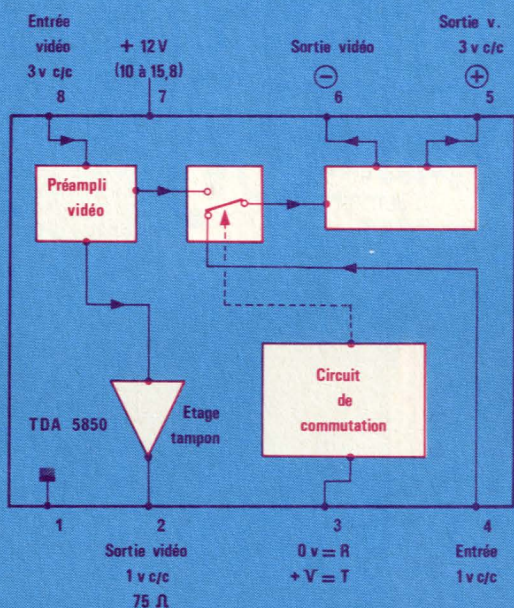
A défaut de cette précaution, en effet, l'image provenant d'une source externe ne pourrait pas se stabiliser !

A ce niveau des circuits d'un téléviseur, le niveau du signal est généralement voisin de 3 volts crête à crête, sous une impédance fort différente de 75 ohms.

Différentes adaptations sont donc à prévoir en plus des fonctions de commutation proprement dites.

La figure 2 reproduit le schéma-bloc d'un petit circuit intégré spécialement développé par SIEMENS pour faciliter l'adjonction de prises péritelvision aux téléviseurs les plus divers. C'est à partir de ce TDA 5860 que nous avons étudié le montage dont la figure 3 donne le schéma de principe.

Le signal vidéo est prélevé, sous haute impédance, à travers un condensateur de 0,47 μ F. La composante continue n'est donc pas transmise, ce qui oblige le préamplificateur incorporé à « clamber » le signal (ou à le « réaligner », comme nos lecteurs le savent fort bien !)



Un étage tampon transforme ce signal en une vidéo normalisée 1 V / 75 ohms, utilisable pour tous usages.

Une application possible serait l'attaque d'un **moniteur** couleur (non assujéti à la redevance TV) par le signal issu du récepteur noir et blanc (passible d'une taxe réduite !) à condition d'adoindre un décodeur Secam à l'ensemble.

Un commutateur commandé par un niveau logique externe assure l'aiguillage, à l'entrée de l'ampli vidéo final, soit du signal interne, soit de la vidéo issue de l'entrée 75 ohms 1 volt c/c, préalablement « clamped » et amplifiée.

Dans notre montage, cette vidéo est obtenue par addition des signaux R, V, B, et S dans un mélangeur à résistances. La prise péritel pourra donc accepter indifféremment un signal vidéo composite (sur sa broche 20), ou un signal « R, V, B, S » (sur les broches 15, 11, 7 et 20).

Dans le cas de signaux vidéo « informatiques », il pourra être avantageux d'atténuer les composantes « R, V, B », dont l'amplitude atteint souvent 5 volts, afin d'assurer une bonne transcription des couleurs par des nuances de gris.

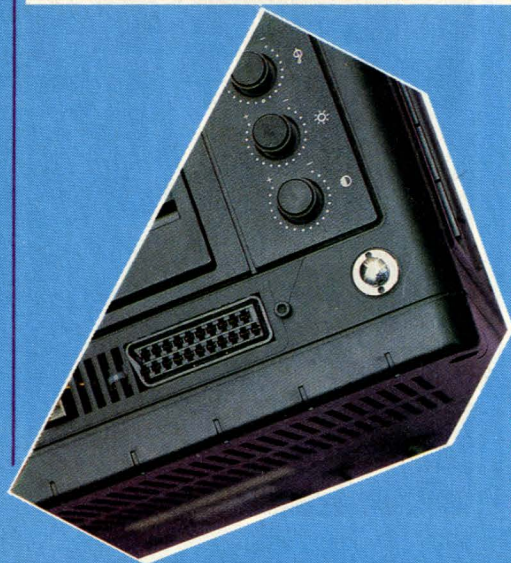
Il suffira alors d'augmenter, par essais successifs, la valeur des trois résistances concernées.

La place est prévue pour un interrupteur permettant de « forcer » la commutations même en l'absence de tension sur la broche 8. Une diode empêche tout retour de tension vers un quelconque dispositif extérieur (du 12 volts ne ferait guère de bien sur la ligne 5 volts d'un ordinateur, par exemple...)

La tension extérieure à appliquer à la broche 8 est en effet normalement de 12 volts, mais nous avons pu constater que la commutation s'opère même en 5 volts.

La sortie vidéo se fait à travers une petite self de 10 μ F, en parallèle avec une résistance de 1000 ohms.

Comme il est d'usage de le faire en vidéo, on réalisera cet ensemble en bobinant 80 spires de fil émaillé 25 / 100 sur le corps d'une résistance de 1000 ohms 1 / 2 watt.



Réalisation

Cette disposition améliore la réponse aux basses fréquences vidéo.

Le câblage du circuit imprimé de la figure 4 d'après le plan de la figure 5 ne soulève guère d'autre commentaire. L'embase « péritel » se soude directement sur la carte, et possède deux trous permettant la fixation solide de l'ensemble dans une découpe pratiquée dans le boîtier du téléviseur.

Pour les raccordements aux circuits du récepteur, on cherchera à perturber le moins possible le câblage d'origine : on conservera le même type de fil (blindé ou normal), et on fera aussi court que possible.

Dans tous les cas, il sera hautement souhaitable de disposer du schéma du récepteur.

L'alimentation du module peut se faire en + 10 à 15,8 V : il est généralement facile de prélever cette tension dans le récepteur lui-même.

Nous avons installé notre maquette dans un récepteur combiné radio-cassette-TV connu chez PHILIPS sous la dénomination « QUATOR », et fort bien adapté à un usage informatique.

L'entrée sur prise « péritel » permet de ne rien perdre de la définition offerte par les ordinateurs modernes, et par l'excellent tube noir et blanc de 23 cm.

Cette qualité d'image ne souffre d'ailleurs pas, en réception TV, de l'adjonction d'un maillon de plus dans la chaîne vidéo : un bon point pour le TDA 5850 !

Patrick GUEULLE

Figure 5

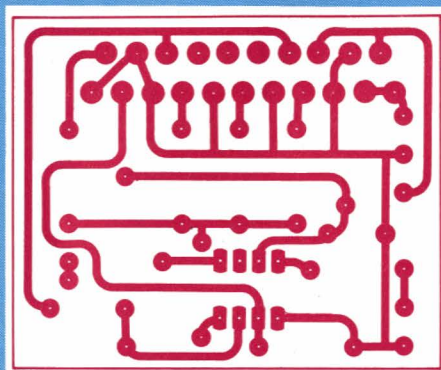
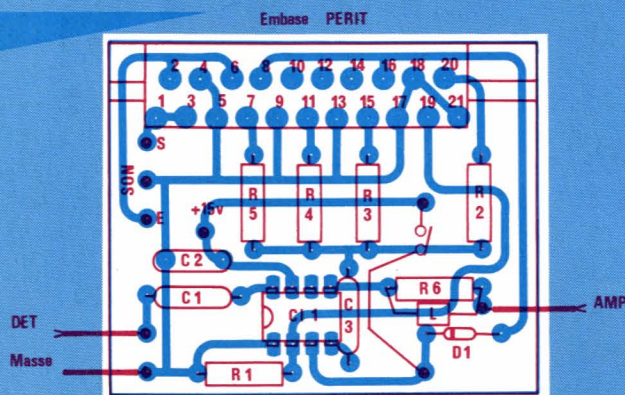


Figure 4

Nomenclature

Résistances : 5 % 1 / 4 sauf R₆

R₁: 82 Ω (ou mieux 75 Ω)
 R₂: 150 Ω
 R₃: 150 Ω
 R₄: 150 Ω
 R₅: 150 Ω
 R₆: 1 kΩ 1 / 2 W modifiée (voir texte)

Autre semi-conducteur

D₁: 1N 4148

Divers

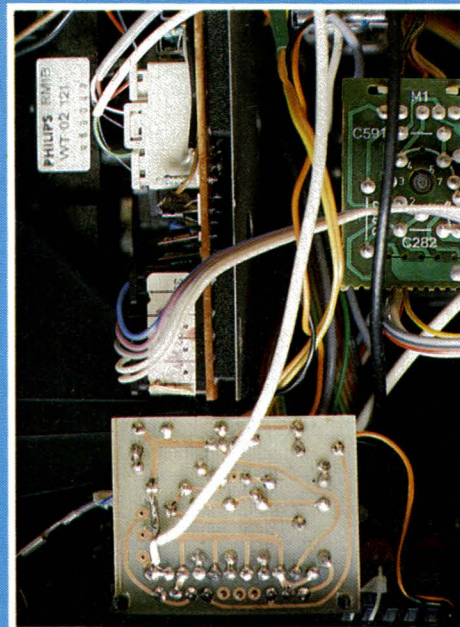
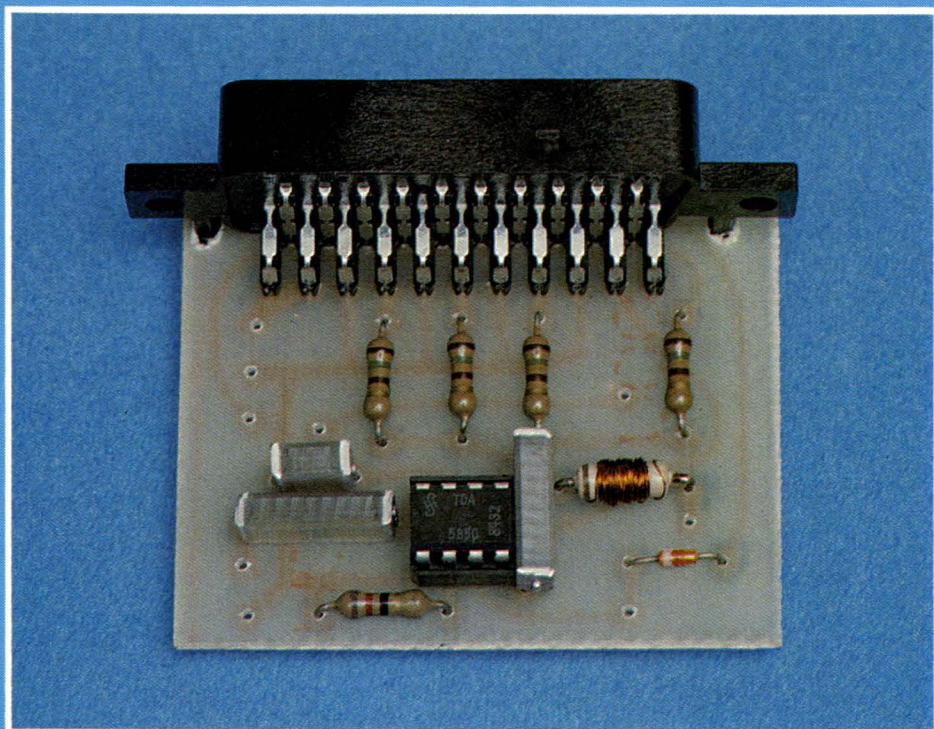
80 sp fil émaillé 25 / 100 sur R₆
 1 embase péritelvision pour CI
 1 interrupteur unipolaire

Condensateurs : MKH 100 V

C₁: 0,47 μF
 C₂: 0,1 μF
 C₃: 0,47 μF

Circuit intégré

TDA 5850 Siemens



Calculez vos paraboles sur ordinateur

Qu'il fasse partie d'une antenne de réception de télévision par satellite ou d'une modeste lampe de poche, un réflecteur parabolique doit être réalisé avec une extrême précision. C'est à ce prix que sera obtenu l'effet de concentration tant recherché des rayons incidents.

La courbure de la pièce ne peut donc en aucune façon être « pifométrée », mais doit être très sérieusement calculée.

La précision nécessaire se chiffre en millimètres pour un réflecteur de quelques mètres de diamètre.

Quel que soit le procédé de construction employé, il faut donc recourir à un gabarit irréprochable.

Le programme qui va être présenté ici permet à une imprimante GP100 A SEIKOSHA d'élaborer, grandeur nature, un tel « patron ». Écrit en Basicode, il « tournera » sans problème sur votre ordinateur habituel.

Un peu de géométrie !

Les livres de mathématiques énoncent qu'une parabole est une courbe obéissant à l'équation :

$$x^2 = 2 p y$$

Sa définition est la suivante : ensemble des points situés à égale distance d'un point F (le foyer) et d'une droite D (la directrice).

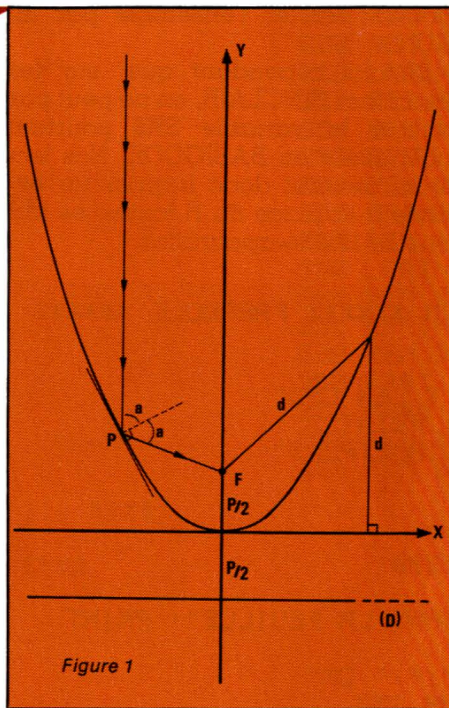
On démontre que si un rayon lumineux (ou une onde radio) attaque un réflecteur parabolique parallèlement à l'axe des y, il s'y réfléchira de façon à passer par le foyer F.

Cette démonstration fait appel à la loi de la réflexion (angle de réflexion égal à l'angle d'incidence), et suppose donc qu'en tout point du réflecteur, la tangente à la parabole soit placée conformément au croquis de la figure 1.

En termes plus pratiques, tout cela signifie que la moindre imperfection d'usinage au point P fera tomber le rayon réfléchi ailleurs qu'en F, où se trouve l'élément sensible : adieu, performances de réception !

Il est d'usage d'appeler p la distance séparant la directrice du foyer. Par définition, l'origine des axes se trouve à mi-distance entre les deux, et le « sommet » de la parabole lui est confondu ($x = 0$ et $y = 0$).

Le foyer F est donc situé à une distance p/2 du sommet de la para-



bole. On appelle **distance focale** (ou tout simplement **focale**) cette quantité, que l'on note f.

Avec le diamètre d'ouverture, la focale est la principale caractéristique d'un réflecteur parabolique.

En matière d'antennes paraboliques, on préfère cependant le plus souvent s'intéresser au **rapport focale / diamètre** qui, indépendant de la taille de l'antenne, reflète mieux la position relative du détecteur par rapport au réflecteur.

En ce qui concerne les antennes pour satellites, on rencontre habituellement des valeurs de F/D comprises entre 0,25 et 0,50.

Passons à la pratique !

Quel que soit le procédé de fabrication employé, on aura toujours l'usage d'un tracé en coupe du réflecteur, à l'échelle 1. A partir de ce modèle, on pourra réaliser un gabarit en carton ou en bois d'excellente précision.

On pourrait évidemment faire calculer à l'ordinateur un tableau de points que l'on reporterait à la main sur la pièce. Même en se contentant d'un point tous les cinq millimètres, on imagine l'ampleur du travail si le diamètre du réflecteur est d'un ou deux mètres !

Une imprimante graphique telle que la GP100 est capable de positionner des points sur le papier avec une précision tout à fait remarquable : en mode graphique (appelé par CHR\$ (8), on dispose de 9 lignes par pouce (2,54 cm), chaque ligne comportant 7 points disposés verticalement.

A raison d'un point par ligne (pour simplifier), on peut donc prévoir, en vertical, un point tous les 2,822 mm.

En horizontal, on dispose de 480 points répartis en 80 colonnes à raison de 10 colonnes de 6 points par pouce. La « résolution » est donc de 0,4233 mm.

En revanche, la largeur utile du ruban de papier est à peine supérieure à 20 centimètres, mais de nombreuses antennes ne présentent pas un « creux » supérieur.

Il ne sera évidemment pas question de faire figurer le foyer sur le dessin, mais la machine indiquera sa distance par rapport au sommet : il sera donc facile de placer le détecteur avec toute la précision souhaitable.

Le programme de la figure 2 ne trace que la moitié du plan. Ce n'est pas par économie de papier, mais de temps d'exécution. La seconde moitié est facilement obtenue par symétrie (à l'aide d'un papier carbone), et un avantage supplémentaire est qu'aucun doute n'existe quant au positionnement exact du sommet (le premier point tracé).

Si un tracé entier était indispensable, on pourrait bien sûr exécuter le programme deux fois et coller les deux figures en superposant leurs sommets.

Ce logiciel est écrit en BASICODE, ce BASIC universel développé par la radio néerlandaise N.O.S. désormais bien connu de nos lecteurs.

IL NE PEUT DONC PAS ETRE UTILISE SEUL : la figure 2 ne représente

que la partie commune aux ordinateurs de toutes les marques, qui devra être complétée par un jeu de routines normalisées BASICODE propres à chaque machine particulière. Les routines nécessaires (voir nos précédents articles parus à partir du N° 444) sont le « chapeau » d'initialisation, GOSUB 100, et GOSUB 350.

Les figures 3, 4 et 5 fournissent respectivement un choix de ces trois routines pour des ordinateurs choisis parmi les plus répandus chez nos lecteurs.

Pour d'autres type d'ordinateurs, il faudrait écrire spécialement ces trois routines, à partir des données fournies dans nos précédents articles.

Bien évidemment, les possesseurs de la cassette BASICODE-2 de la NOS (ou de la cassette BASICODE-2+ de la BBC) n'auront qu'à charger le logiciel de conversion adapté à leur machine avant de saisir au clavier la figure 2.

Les possesseurs de ZX SPECTRUM devront, par exemple, mettre bout à bout la figure 6 et la figure 2 avant de pouvoir lancer l'ensemble par un RUN.

Notons cependant que, sur les machines SINCLAIR, on ne peut pas utiliser la variable SR\$ pourtant obligatoire en BASICODE. Nos lecteurs devront donc frapper un espace à la place du R toutes les fois que ce libellé apparaîtra.

Pour leur rappeler cette obligation, nous avons imprimé ce R en gras à la ligne 350 de la figure 6, et inséré les remarques adéquates dans la figure 5.

Sur ZX 81, il faudra aussi « doubler » les lignes contenant plus d'une instruction : la place est prévue pour cela.

Pour clore ce chapitre des singularités de certaines machines, nous ajouterons que sur ORIC, il est conseillé d'ajouter un PRINT dans la ligne 1310, qui deviendra :

1310 GOSUB 350 : PRINT : NEXT X
on évitera ainsi les phénomènes dus aux retours à la ligne intempestifs célèbres sur cette machine.

Un mot sur l'imprimante

Ce logiciel a été écrit pour piloter une imprimante GP 100 A SEIKOSHA, ou strictement équivalente. Avec une autre machine, les codes de contrôle ne seraient pas forcément les mêmes, le codage des points non plus, et surtout les dimensions de la matrice seraient différentes. Il faudrait donc revoir le programme de fond en comble.

Certains ordinateurs acceptent un branchement direct de la GP 100 (par exemple les ORICs), mais d'autres exigent le recours à une interface (notamment les SINCLAIR).

Il est indispensable que cet accessoire soit configuré de telle façon que les codes ASCII émis par l'ordinateur arrivent inchangés à l'imprimante, même s'ils ne correspondent pas à des caractères imprimables.

Certains boîtiers d'interface, par exemple, « développent » les codes relatifs aux mots-clé du BASIC, les « tokens ».

On se reportera à la notice de l'interface pour déterminer la manœuvre nécessaire pour sélectionner le mode « transparent ».

A titre d'exemple, sur l'interface KEMPSTON type E pour Spectrum, il faut faire : COPY :REM CHR\$ Ø.

Le programme au travail

L'utilisation du logiciel est fort simple : il suffit d'entrer le diamètre souhaité et le rapport F / D que l'on souhaite imposer.

```

1000 LET A=100: GO TO 20: REM ***** PARABOLE *****
1001 GO TO 1010
1010 GO SUB 100
1020 PRINT "DIAMETRE DESIRE ? (EN CM)"
1030 INPUT D: PRINT D: " CM": PRINT
1040 PRINT "RAPPORT FOCAL/DIAMETRE ?"
1050 INPUT R: PRINT R
1060 LET F=R*D
1070 LET YM=(D/2)*(D/2)/(4*F)
1080 IF YM<=20 THEN GO TO 1200
1090 GO SUB 100
1100 PRINT "NE TIENDRA PAS DANS LA FEUILLE": PRINT
1110 GO TO 1020
1200 PRINT : PRINT "FOCALE " F " CM"
1210 LET SR$=CHR$(8): GO SUB 350
1220 FOR X=0 TO D*5 STEP 2.822
1230 LET Y=X*X/(40*F)
1240 LET Y=Y/0.4233
1250 LET HP=0
1260 LET LP=Y
1270 IF Y>255 THEN LET HP=1
1280 IF Y>255 THEN LET LP=Y-256
1290 LET SR$=CHR$(27)+CHR$(16)+CHR$(HP)
1300 LET SR$=SR$+CHR$(LP)+CHR$(136)+CHR$(10)
1310 GO SUB 350: NEXT X
1320 REM NOS BASICODE 2
1330 REM COPYRIGHT 1984
1340 REM PATRICK GUEULLE
    
```

Figure 2

Si ces choix sont incompatibles avec la largeur de papier disponible, l'ordinateur le signale et attend de nouvelles données.

Lorsque les caractéristiques radioélectriques désirées le permettent, il est souvent possible de reconsidérer le rapport focale / diamètre, qui influe beaucoup sur le « creux » du réflecteur.

Nous n'avons eu aucune difficulté, avec ce programme, pour calculer un réflecteur de diamètre 1,20 mètre pour 12 GHz, d'une focale de 50 centimètres.

nous ne pouvons évidemment reproduire ici le tracé obtenu, aussi nous limiterons nous à des exemples de bien plus petite taille, représentés à la figure 7.

Signalons d'ailleurs qu'il est très possible d'étudier des réflecteurs de très grande taille, en travaillant à échelle réduite. Les moyens ne manquent pas pour agrandir ensuite le tracé obtenu.

On pourrait aussi modifier le programme pour lui faire exécuter deux (ou davantage) bandes de papier qu'il faudrait juxtaposer par la suite, pour prendre en compte des configurations conduisant à des creux de plus de 20 cm.

Patrick GUEULLE

```
000 REM **** SPECTRUM ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ZX 81 ****
100 CLS
102 RETURN
000 REM **** DRAGON ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
100 HOME : RETURN
000 REM **** THOMSON T07 ****
100 CLS : RETURN
```

Figure 3

```
00 REM **** SPECTRUM ****
10 RUN 1000
20 GO TO 1010
00 REM **** ZX 81 ****
10 RUN 1000
20 GOTO 1010
00 REM **** DRAGON ****
10 GOTO 1000
20 CLEAR A : GOTO 1010
00 REM **** ORIC 1 ****
10 POKE #26A,35
20 GOTO 1010
00 REM **** ATMOS ****
10 POKE #26A,35
20 GOTO 1010
00 REM **** APPLE II et IIe ****
10 GOTO 1000
20 GOTO 1010
00 REM **** THOMSON T07 ****
10 COLOR 0 : GOTO 1000
20 CLEAR A : GOTO 1010
```

Figure 4

```
000 REM **** SPECTRUM ****
350 LPRINT SR$ : RETURN
352 REM Pour execution sur SPECTRUM,
354 REM changer SR$ en S $
000 REM **** ZX 81 ****
350 LPRINT SR$ : RETURN
352 RETURN
354 REM Pour execution sur ZX 81,
356 REM changer SR$ en S $
000 REM **** DRAGON ****
350 PRINT #-2,SR$ : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
350 LPRINT SR$ : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
350 LPRINT SR$ : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
350 PR#1 : PRINT SR$ : RETURN
352 PR#0 : RETURN
000 REM **** THOMSON T07 ****
350 REM selon système disponible
```

Figure 5

Figure 6

```
10 RUN 1000
20 GO TO 1010
100 CLS : RETURN
350 LPRINT SR$ : RETURN
```



Figure 7

L'ELECTRONIQUE VA VITE, PRENEZ LE TEMPS DE L'APPRENDRE AVEC EURELEC.

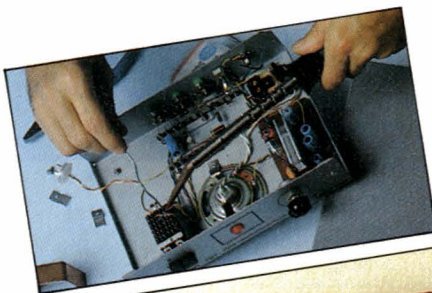


La radio-communication, c'est une passion, pour certains, cela peut devenir un métier. **L'électronique industrielle,** qui permet de réaliser tous les contrôles et les mesures, **l'électrotechnique,** dont les applications vont de l'éclairage aux centrales électriques, sont aussi des domaines passionnants et surtout pleins d'avenir. Vous que la TV couleur, l'électronique digitale et même les micro-ordinateurs intéressent au point de vouloir en faire un métier, vous allez en suivant nos cours, confronter en permanence vos connaissances théoriques avec l'utilisation d'un matériel que vous réaliserez



vous même, au fur et à mesure de nos envois. Ainsi, si vous choisissez la **TV couleur**, nous vous fournissons de quoi construire un récepteur couleur PAL-SECAM, un oscilloscope et un voltmètre électronique. Si vous préférez vous orienter vers l'**électronique digitale** et les **micro-ordinateurs**, la réalisation d'un ordinateur "Elettra Computer System®" avec son extension de mémoire Eprom, fait partie de notre enseignement.

Quel que soit votre niveau de connaissances actuel, nos cours et nos professeurs vous prendront en charge pour vous amener progressivement au stade professionnel, en suivant un rythme choisi par vous. Et pour parfaire



encore cet enseignement, Eurelec vous offre un **stage gratuit** dans ses laboratoires dès la fin des études. Mettez toutes les chances de votre côté, avec nous, vous avez le temps d'apprendre.



institut privé d'enseignement à distance

Rue Fernand Holweck - 21100 DIJON
Tél. (80) 66.51.34

57-61 Bd de Picpus - 75012 PARIS
Tél. (1) 347.19.82

104 Bd de la Corderie - 13007 MARSEILLE
Tél. (91) 54.38.07

dada



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

A retourner à EURELEC, rue Fernand-Holweck, 21000 Dijon

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comportant un ensemble de leçons théoriques et le matériel correspondant). Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____
Adresse : _____ Tél. _____
Ville : _____ Code postal _____

désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

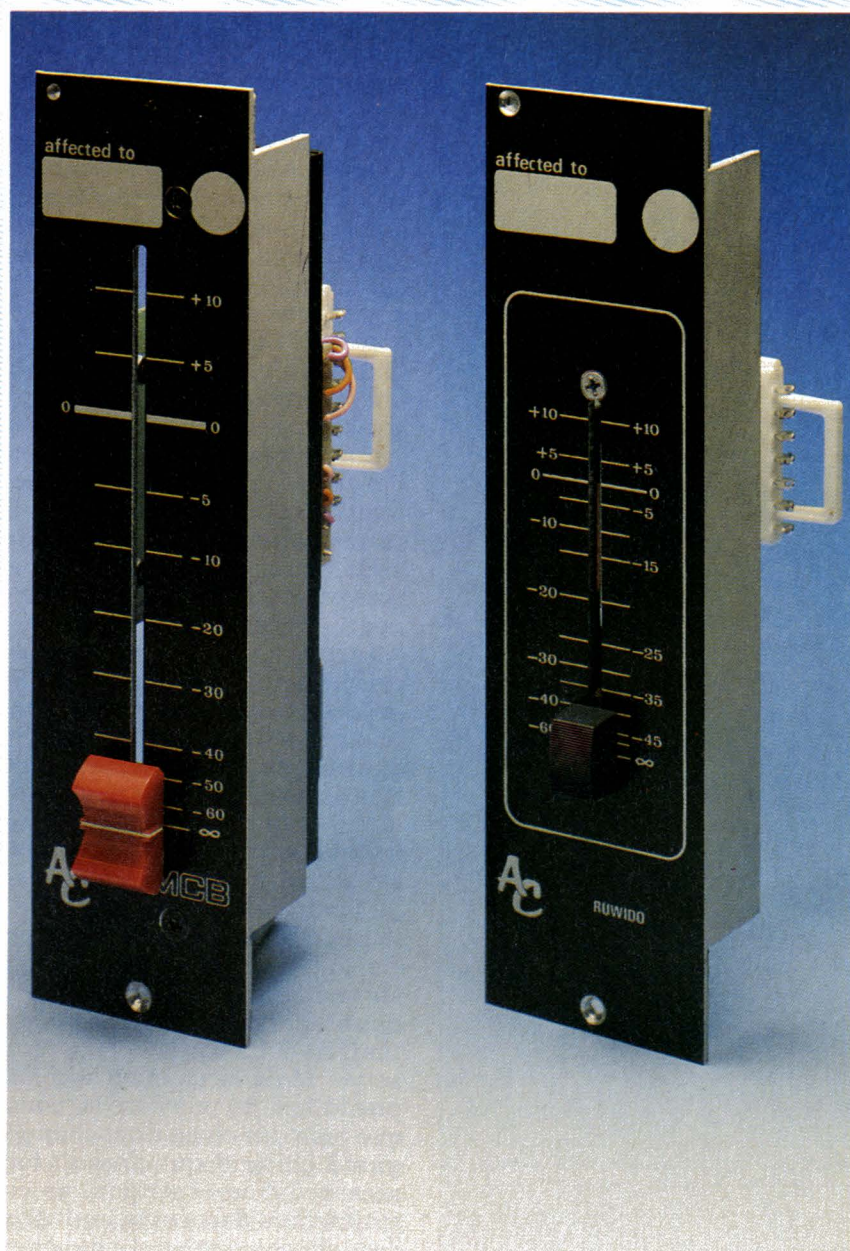
- ☐ ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS
- ☐ ELECTROTECHNIQUE
- ☐ ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE
- ☐ INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS
- ☐ ELECTRONIQUE DIGITALE ET MICRO-ORDINATEUR
- ☐ TELEVISION NOIR ET BLANC ET COULEUR

- Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.
- Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je vous devrai rien. Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

DATE ET SIGNATURE
(Pour les enfants signature des parents)

09199

Console "AC ODDY Théâtre" 6^e partie : Les modules faders



difficulté:

temps:

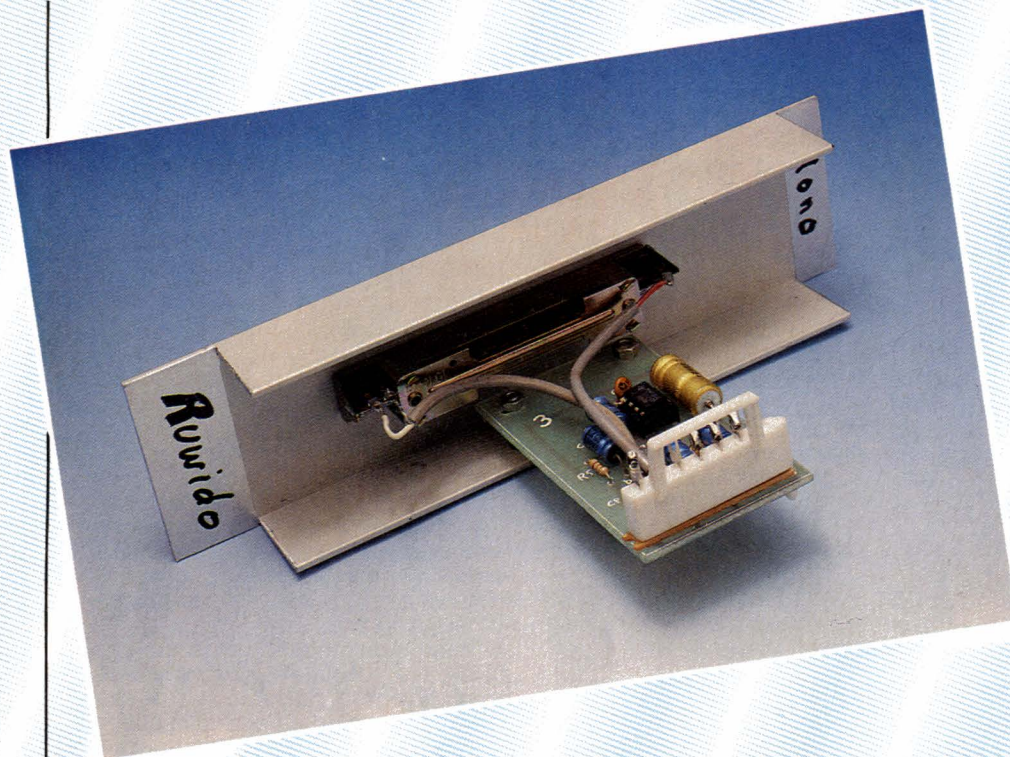
dépense:

Ce mois-ci nous allons définir les modules fader. Modules au pluriel car entre les versions mono, stéréo, et le choix des potentiomètres, nous présenterons 4 versions. Si on ajoute l'option « électro-start », cela mène à 5 !

Toutes ces versions sont destinées à vous donner libre choix tant pour la conception de votre console que pour le respect de votre budget.

Deux modèles de potentiomètres ont été retenus : MCB, et RUWIDO. Il y a un tel écart de prix et de qualité entre ces deux composants que nous nous garderons bien de chercher à les comparer.

Toutefois, nous décrirons soigneusement chacun afin de les bien choisir et bien utiliser.



Par ce module, nous allons (presque) finir de remplir les 12 premiers emplacements du modèle ODDY théâtre. Il ne manquera en effet que le « DEPART MULTI » et un peu de câblage... Ce sera l'objet de notre rendez-vous du mois prochain.

Ceux d'entre vous qui ont choisi ne pas câbler en MULTI et de ne pas utiliser ces départs comme sous-groupes, en auront fini de cette première étape.

Avant de détailler chaque option et de justifier notre sélection de potentiomètres, voyons ensemble les schémas proprement dits. Ils sont excessivement simples comme vous pourrez le constater, mais ils assurent parfaitement leurs rôles. Que demander de mieux ?

Le compensateur « MONO »

Son schéma est livré figure 1. Notons tout de suite que les numéros situés à l'intérieur des cercles, correspondent aux numéros des broches du connecteur. Ainsi 5 et 7 correspondent dans ce cas précis à deux broches reliées à la masse.

Le signal provenant de I₁ (se reporter au précédent numéro) du module DEPARTS AUX. arrive tout de suite sur P₁.

Nous avons laissé entrevoir le mois dernier, la raison de ces compensateurs. Les faders sont considérés en position « ZERO » ou nominale, quand ils ont affaibli le signal original de 10 dB.

En fait, tout ceci n'est que convention au départ, et doit être admis une fois pour toutes.

Les conventions ont toujours une raison (souhaitons-le) et voici celle qui nous importe : quand on fait une prise de son, il est classique, pour ne pas dire normal..., de se trouver confronté à des modulations d'amplitude fluctuante ! A moins d'enregistrer son générateur favori, on se doit de traiter des signaux très divers. Quand on a fait les « BALANCES » avant le spectacle, (ou avant de dire « moteur » en studio) on règle avec amour le gain des étages d'entrées afin de les optimiser à la tâche qu'on leur réserve. Mais le moment venu de la prestation du siècle, on constate que bien des choses ont changé : le grand gaillard qui clamait fort sa présence à la répétition, se cache maintenant derrière le bruit de fond de la console ; et celui à qui on avait

Figure 1

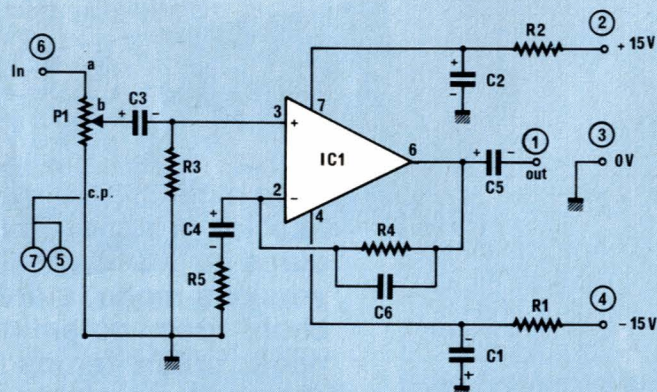
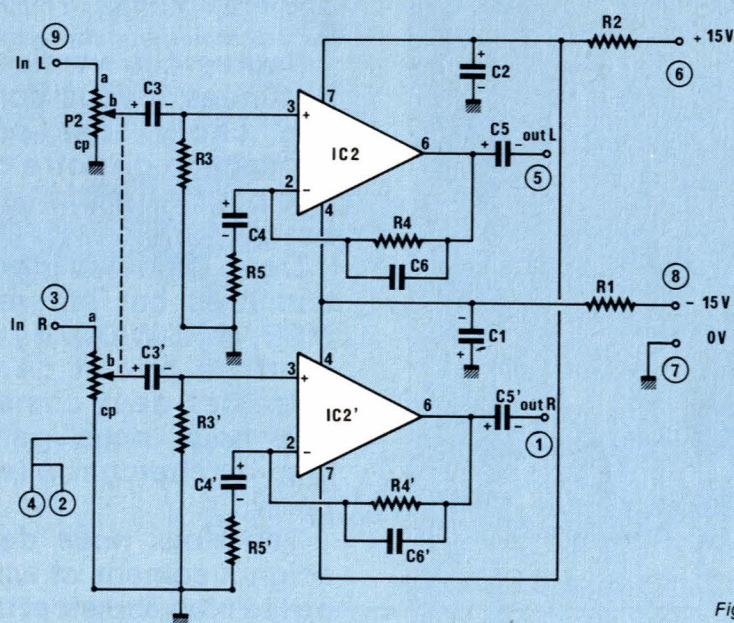


Figure 2



interdit de battre des paupières vu le gain demandé par sa propre modulation, se révèle brusquement être un sauvage destructeur de VU ! Et il faut faire face, car à qui irez-vous raconter cela... ?

C'est dans le malheur que l'on reconnaît ses vrais amis, et la console AC est prête à vous faciliter la tâche : les balances se feront avec le fader en position 0 dB, puis on ajustera en catastrophe en fonction des besoins. C'est ainsi que l'on pourra soit atténuer le « dynamiseur », soit relever jusqu'à concurrence de 10 dB le « vol du bourdon ». Quitte à retoucher tranquillement les gains des étages d'entrées en cours de session « Live », afin de retrouver des calages FADER normaux.

Si nous avons précisé « en live » c'est que nous préconisons — pour les enregistrements en Studio — de recommencer purement et simplement la prise, en veillant toutefois à NE PAS DONNER AUX ENREGISTRÉS la vraie raison de cette remise à zéro ! Psychologique mon cher Watson... Si vous dites à celui qui hurlait qu'il s'est calmé et à celui qui chuchotait qu'il déborde, vous n'avez pas fini de retoucher vos précieux réglages, car chacun va prendre conscience de son propre changement et cherchera à le corriger de lui-même... Non, dites plutôt que, vu la qualité de leur prestation, vous pensez que tout sera bon à la première prise, et que vous ne voulez pas rater cela !

En écrivant ces lignes, l'auteur repense à une prise de son en studio d'une chorale amateur : le chef de chorale était DANS le micro et un des choristes à plus de 5 mètres. Avec un seul micro, c'était l'unique façon d'adapter les niveaux (très drôle avec du recul, mais à l'époque quelle galère...)

Mais revenons au schéma de la figure 1. Le signal disponible sur le curseur de P_1 pénètre dans IC_1 — monté en non-inverseur et de gain 3.16 — qui l'amplifie de 10 dB et lui permet ainsi de récupérer la valeur qui était la sienne avant d'aborder P_1 .

Le compensateur « stéréo »

Son schéma, figure 2, sera vite analysé comme étant le double de la figure 1. P_1 devient P_2 , et comporte deux pistes distinctes, IC_2 est un double ampli OP et tous les au-

tres composants ont les mêmes valeurs que pour le compensateur « mono ».

Nous ne nous étendrons pas plus sur ce schéma très simple, et nous vous invitons à considérer avec sérieux les technologies des deux types de faders que nous avons retenus.

Aide au choix des faders

Le chapitre qui suit va permettre au lecteur de prendre une option bien délicate, et de ce fait nous allons essayer d'être à la fois précis et objectifs.

Quand l'auteur s'est mis en quête de trouver des fournisseurs sérieux pour les faders, il a vécu des instants très instructifs !.

Pour ne nuire à personne il en gardera l'exclusivité, mais se réserve le droit de conseiller utilement le lecteur, car des sommes non négligeables sont en jeu.

Les critères de recherche étaient les suivants : composants au meilleur rapport qualité / prix, fiables dans le temps et distribués de façon régulière par des gens sérieux.

Comme chacun peut le constater, une sélection naturelle s'est opérée au simple énoncé de ce cahier des charges, et seules deux marques ont obtenu d'excellents résultats à tous égards : MCB, animée par monsieur MORIN, et RUWIDO qu'importe les Ets SONEREL. Soyons clairs une fois de plus : il n'est pas question ici de faire de la publicité gratuite, mais de signaler aux lecteurs qui vont investir dans

des pièces coûteuses, les établissements qui sont respectueux et respectables. L'auteur ne conseillera jamais aux lecteurs de s'adresser à des maisons qui l'ont reçu comme un chien dans une bouche-rie : on ne se refait pas !

Nous avons dit que nous serions le plus possible objectifs et honnêtes : les quelques lignes qui suivent vont en témoigner.

1) Il existe sur le marché, des faders japonais à pistes carbone, course 104 mm, de mécanique très agréable et peu coûteux. Un seul reproche : on peut facilement se les procurer « sous le manteau », mais il serait bien difficile d'indiquer un approvisionneur officiel sérieux. Dans ce cas précis le produit n'est pas en cause et ne souffre que d'une structure imparfaite de distribution.

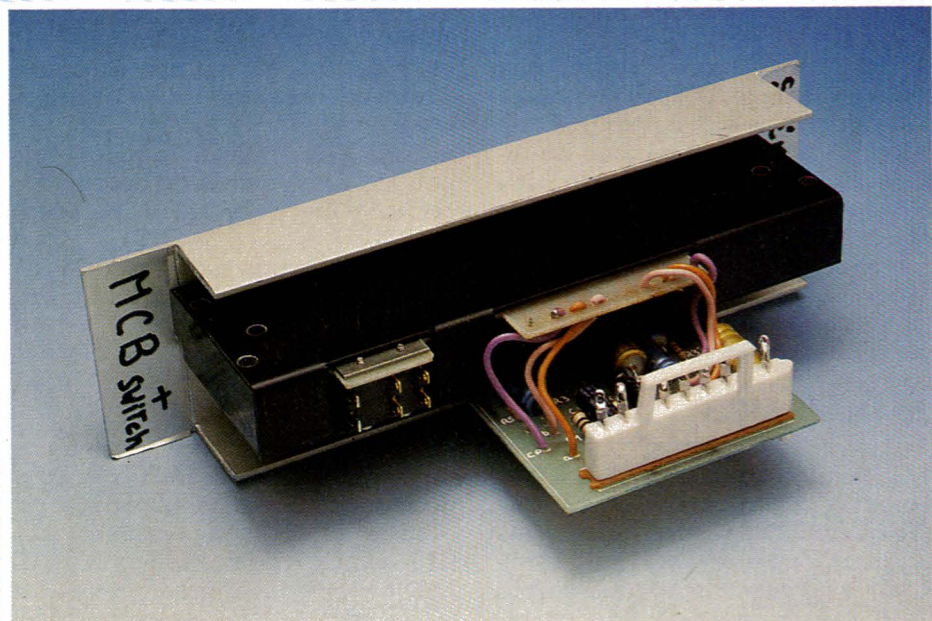
2) Nous n'avons pas contacté la société PENNY & GILLES, dont la qualité des productions n'est pas à remettre en cause, pour la bonne et simple raison que son concurrent direct est la société MCB qui nous a donné entière satisfaction. De plus MCB est un fabricant Français...

Les faders Ruwido

Nous commencerons par le moins coûteux car, repêlons-le, il existe un écart de prix très important entre les deux choix offerts : le rapport est presque de un à six !

Un tableau résumant les caractéristiques principales des RUWIDO est donné figure 3.

Nous y ajouterons les observations suivantes :
AVANTAGES : Faible prix, facile-



ELEMENT RESISTANT	Piste carbone				
DISSIPATION NOMINALE	0,4 W				
COURSE MECANIQUE	66 mm				
FORCE D'ENTRAINEMENT	1 à 3 N				
LOI DE VARIATION	Linéaire, logarithmique				
ECART ENTRE PISTES STEREO	≤ 2 dB				
POSSIBILITE DE MONTAGE D'UN CONTACT FIN DE COURSE					
VALEURS STANDARD					
Linéaire	10 K	22 K	47 K	100 K	470 K
Logarithmique	10 K		47 K	100 K	
Double lin.	10 K		47 K	100 K	
Double log.	10 K		47 K	100 K	

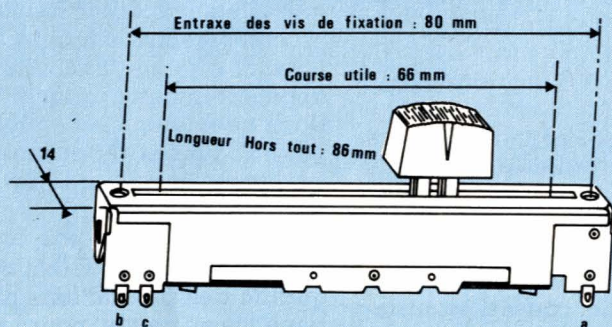


Figure 3

ment démontables et de ce fait facilement nettoyables ou graissables, approvisionnés de façon constante par un importateur consciencieux (et aimable !), durée de vie honnête dans des conditions normales d'utilisation, assez solides, bonnes tenues des caractéristiques électriques.

REPROCHES : adressables aux pistes carbone..., faible course utile, déplacement mécanique un peu désagréable en période de rodage, boutons de commande bien laids, quasi obligation d'envisager un échange pur et simple après 3 ans de services quotidiens.

En conclusion : C'est un bon produit pour les budgets minimums ou pour les utilisations non intensives.

Les faders MCB

Si il existe un diable, c'est assurément lui ! et l'auteur a craqué.

AVANTAGES : pistes plastiques assurant longue vie et fiabilité des caractéristiques électriques, faible bruit, mécanique de précision of-

frant confort et douceur, déplacement utile de 104 mm (il existe au catalogue de ce constructeur des modèles encore plus longs), protection super efficace envers les nuisances poussiéreuses ou liquides par une astuce géniale (axe de commande décentré), choix important de coloris et largeurs de boutons, vis de fixation fournies, distribution très sérieuse et aimable.

REPROCHE : un seul, le prix ! Mais peut-on reprocher à un produit excellent d'exiger en retour un sacrifice ?

Ah si, il y a une seconde critique : le « jaune » des boutons est un peu trop verdâtre...

Conclusion

Si comme pour les humains il y a passions conjuguées du corps et de l'esprit, les MCB apportent à l'AUDIO sensualité, confiance et fidélité.

Les caractéristiques techniques

sont résumées dans le tableau, à la figure 4.

Toutes ces considérations peuvent laisser le lecteur non concerné mais signalons quand même qu'il s'agit d'un investissement oscillant entre 1000 et 6000 Frs, et qu'il existe bien peu de renseignements sur des pièces aussi spécifiques.

Il ne faut pas non plus rejeter le côté magique des faders, dans un ensemble audio : les firmes nipponnes ont su attirer les clients avec des détails de cet ordre, et se sont préoccupées du confort d'utilisation et de la qualité des commandes, à la façon suisse...

Bien sûr, il n'y a pas que cet aspect à envisager au moment du choix ! L'auteur doit quand même dire que sa première console (il y a dix ans) a été montée avec des faders à course moyenne (75 mm), et qu'il a trouvé excessivement désagréable d'être obligé de tout remplacer au bout de 3 ans de services intensifs et quotidiens.

Ce que l'on peut admettre d'un potentiomètre rotatif à dix Francs est plus difficile à tolérer d'une pièce à cent Francs, surtout quand il y en a une quinzaine en cause.

Néanmoins le choix des RUWIDO peut rester valable car il y a possibilité pour les astucieux bricoleurs - tels les lecteurs de Radio Plans - de démonter complètement chacune des pièces, et de la nettoyer très facilement. On ne restera donc tributaires que de l'usure des pistes carbone, les ennuis dus aux accumulations de poussières étant réparables.

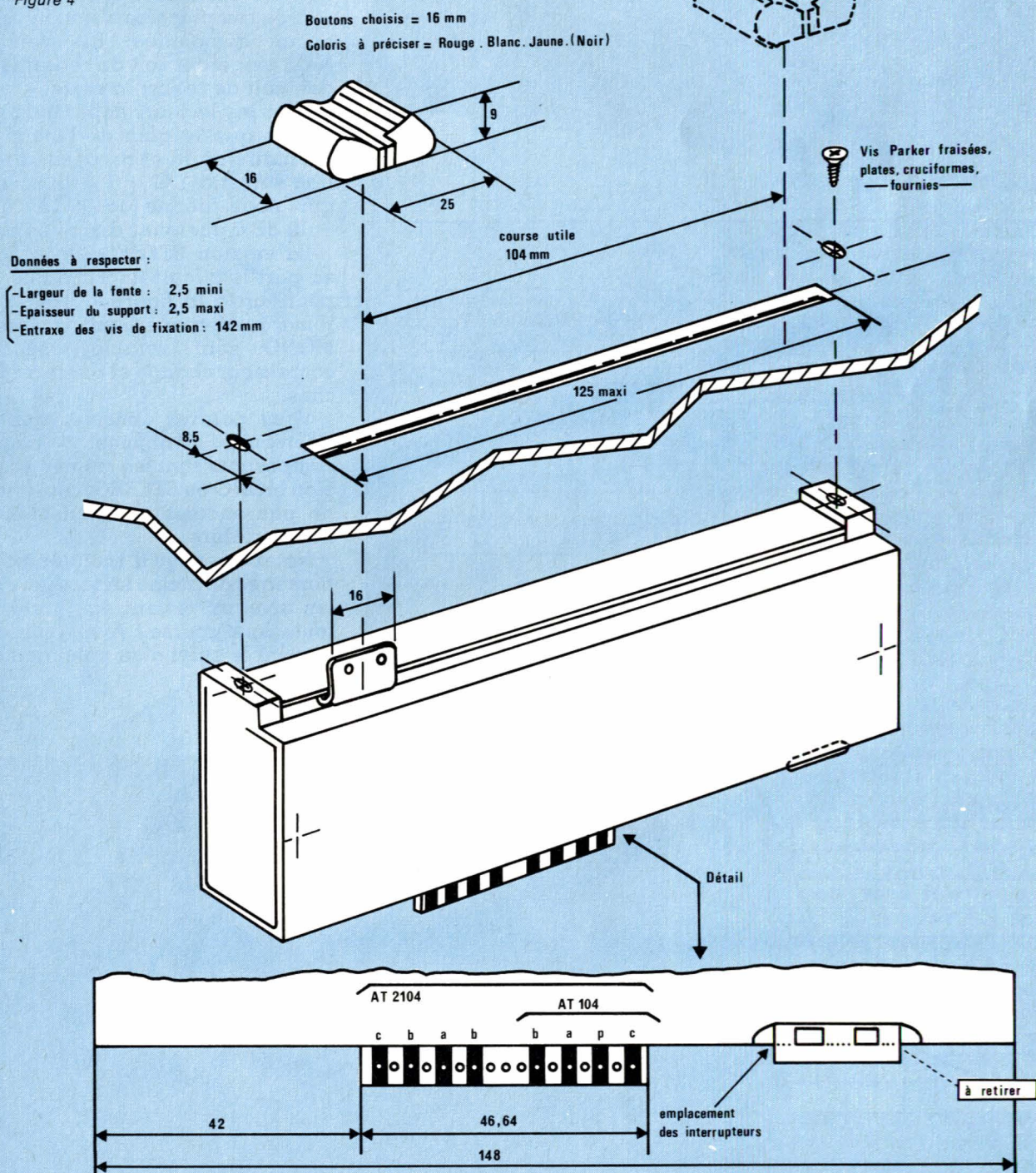
Pour en finir avec les points de détail technologiques, précisons que les sorties des RUWIDO sont des cosses à souder et celles des MCB sont regroupées sur une excroissance du circuit imprimé de base (les anciens modèles sortaient sur fils).

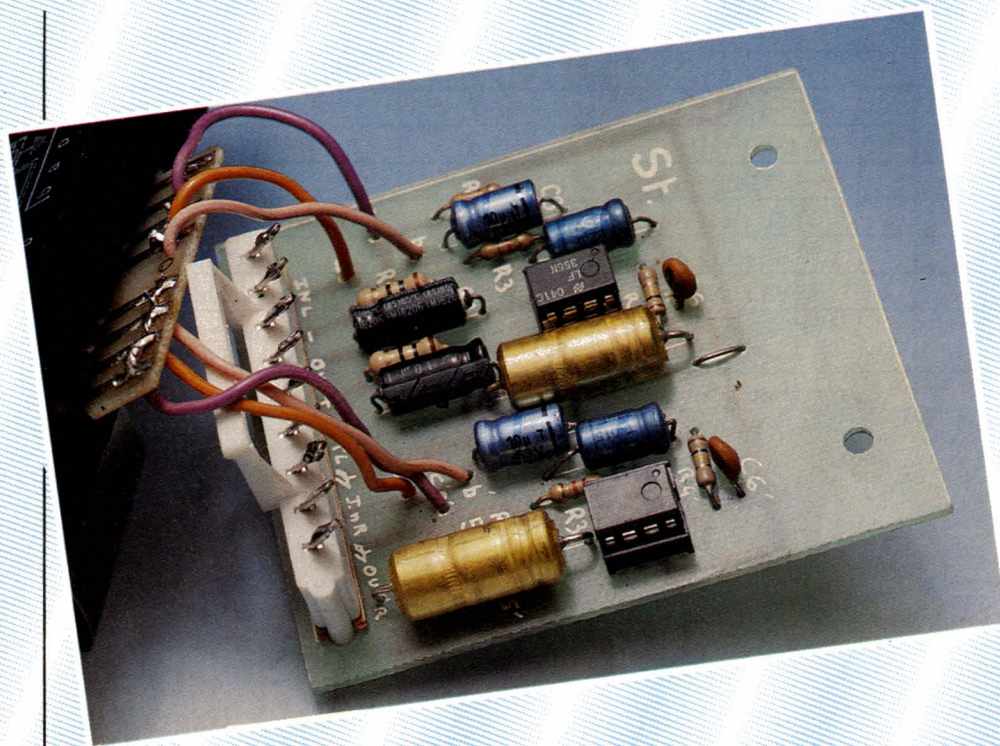
MCB fournit les vis de fixation avec chaque fader, et il faut préciser la largeur (16 mm) et la couleur des boutons désirés.

ATTENTION : quel que soit votre choix, vous pourrez vous procurer dans la rubrique « SERVICES », une face avant correspondante. Les deux modèles sont interchangeables et même panachables. Ne les demandez pas aux Ets MCB, ils ne les tiennent pas en stock et ce n'est pas un produit d'origine MCB. Par contre les Ets. SONEREL (voir annonceurs), peuvent vous fournir soit des façades RUWIDO, soit des MCB.

Modèles		AT 104 (simple)		AT 2104 (double)
course électrique utile		100,5 mm		idem
nombre de voies	1	1	1	2
valeurs d'impédances	600 Ω - 10 k Ω	600 Ω - 10 k Ω	2,7 k Ω	idem
loi d'atténuation	LINEAIRE	LOG B	VC A	idem (3 var.)
précision sur l'atténuation	$\pm 3 \%$	0 - 20 dB : ± 1 dB 21 - 40 dB : ± 2 dB	—	idem
fin de course	—	85 dB MIN	—	idem
précision d'appariage	—	—	—	liné : $\pm 5 \%$ log ± 1 dB (0 à 40 dB)
durée de vie		supérieure à 1 million de manœuvres		

Figure 4





Réalisation

La version MONO nécessite la confection du circuit imprimé qui est donné figure 5. Il ne doit pas poser de problème étant donné son extrême simplicité. Les sorties, destinées aux liaisons avec le départ AUX correspondant, apparaissent sur un connecteur à 7 broches (modèle largement utilisé dans notre réalisation).

Comme d'habitude, on montera les circuits intégrés sur supports. Si vous regardez attentivement les photographies, vous constaterez que les versions RUWIDO autorisent le remplacement des ICs sans aucun démontage. Les versions MCB exigeront soit de retirer le fader, soit de retirer la carte.

Pour les lecteurs débutants, rappelons que le gain de l'étage est tributaire de R_4 et R_5 , avec la relation suivante : $G = 1 + (R_4 / R_5)$ ce qui nous donne ici 3.13, donc + 10 dB à quelques dixièmes près.

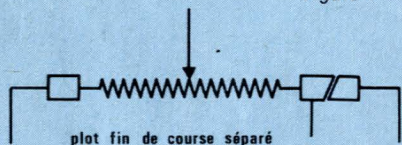
La version STEREO utilise pour sa part le circuit imprimé que l'on peut voir à la figure 6. Toutes les remarques concernant la version MONO sont valables, seul le connecteur change et passe à 9 broches.

Vous pourrez observer que les références attribuées à chaque composants sont les mêmes en version MONO ou STEREO, ceci afin de ne pas encombrer inutilement la nomenclature.

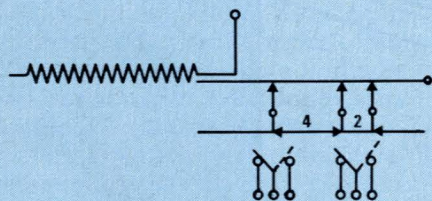
Notez aussi qu'il faut des potentiomètres de bonne facture pour que les niveaux restent équilibrés sur toute leur course ! Avez-vous déjà mesuré le suivi d'un potentiomètre

schémas électriques

Figure 4

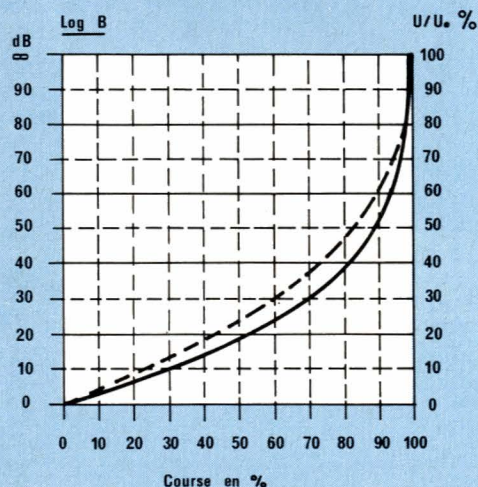


option: Kit SWITCH

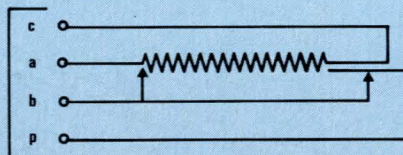


courbes d'atténuation

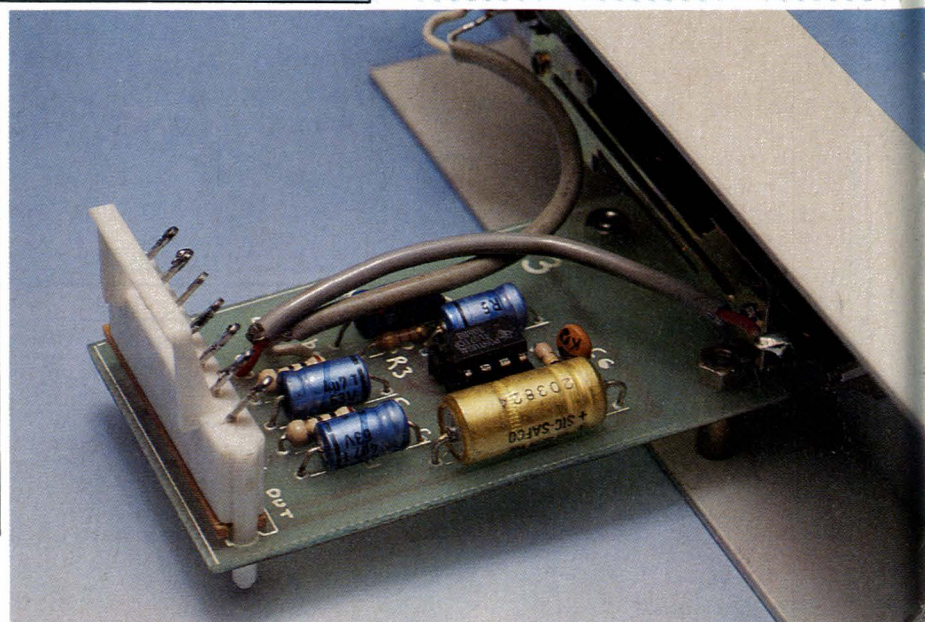
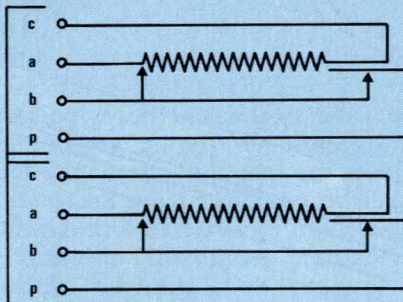
VCA



AT 104 "Simple"



AT 2104 "Double"



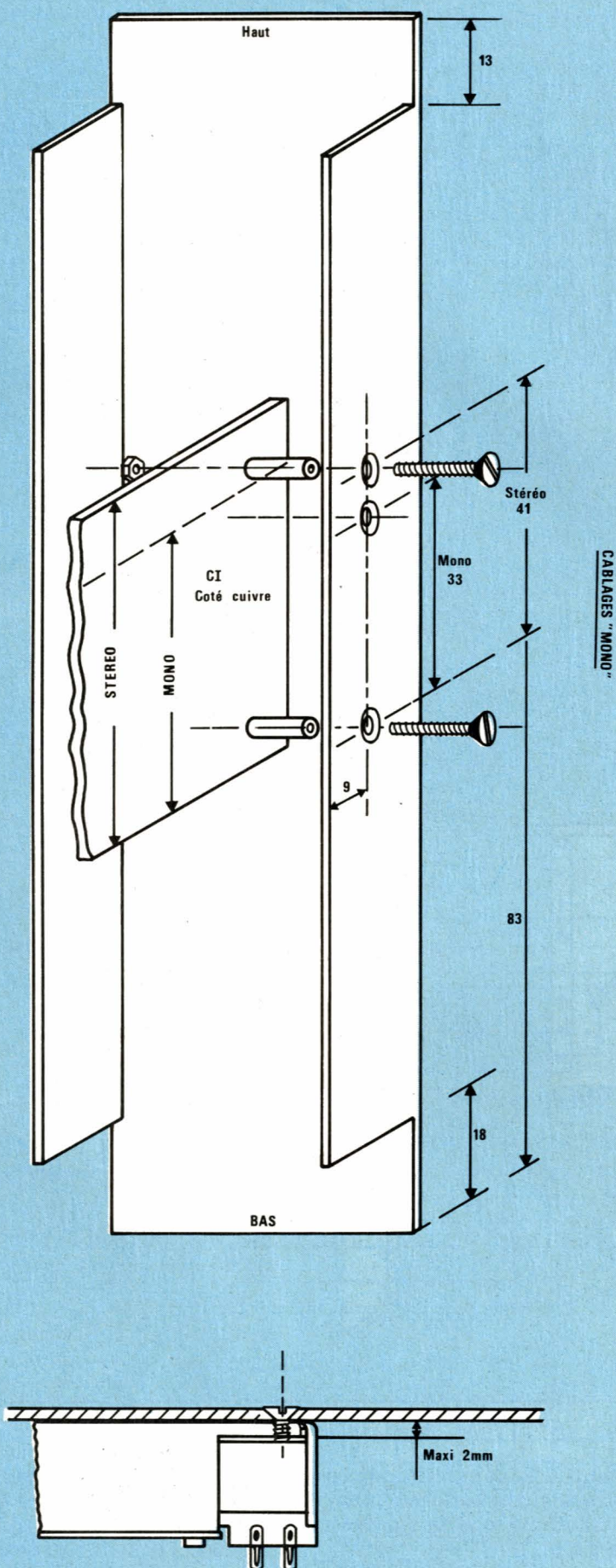


Figure 7

Annexe

Une remarque d'importance est à faire en ce qui concerne la structure des MCB : contrairement aux potentiomètres classiques qui ne comportent que trois points d'accès, les MCB possèdent un PLOT DE FIN DE COURSE, où vient stationner le curseur au repos. Dans notre application cela présente peu d'intérêt, mais ouvre le chemin des commandes par tension (VCA), en autorisant enfin un respect de la gravure la plus basse (-60 ou -70 dB) et du « moins l'infini ». Comme le fabricant propose une courbe VCA (voir figure 4), on a de quoi nager dans le bonheur...

Services

Ce mois-ci, il vous est possible de vous procurer :

- 1° Soit des faces « avant » RUWIDO, sérigraphiées, étuvées, dont la fente EST USINÉE.
- 2° Soit des faces « avant » MCB, dans les mêmes conditions.
- 3° Une plaque de circuit imprimé en verre époxy sérigraphiée des deux côtés, et comportant 12 compensateurs MONO, numérotés de 1 à 12 côté composants.

Les compensateurs STEREO font partie de la carte rassemblant le préampli « ligne stéréo », et le correcteur stéréo.

Services pour services, l'auteur a eu l'idée d'essayer de regrouper les demandes des réalisateurs, afin de lancer des appels d'offres pour les pièces les plus coûteuses ou les plus nombreuses tels les transformateurs, les faders, les boutons, etc...

N'hésitez pas à demander le questionnaire à la société qui fournit les CI et les façades. Il serait malheureux de ne pas obtenir de prix avantageux si les commandes sont groupées ! 160 boutons, c'est déjà beaucoup, mais 1600 ou 16000... ou encore 32000 ! (au mois de mars vous étiez plus de 200 à réaliser la console AC, nos chiffres ne seraient donc pas ridicules).

Si vous ne l'avez déjà, demandez à Radio Plans, 2 à 12 rue de Bellevue, 75940 Paris, la fameuse DOC 285. Joignez une enveloppe timbrée rédigée à votre adresse, MERCI.

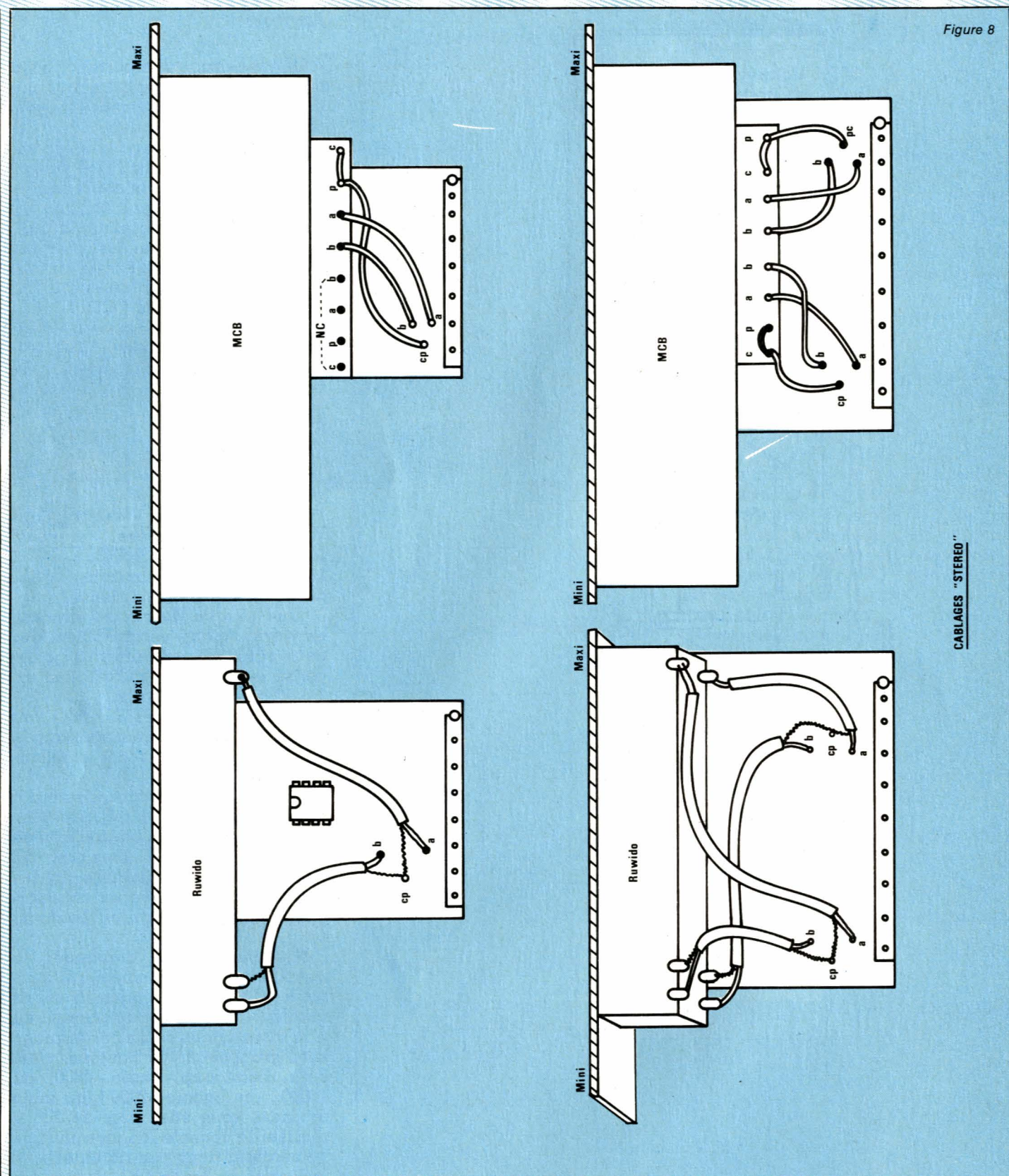


Figure 8

CABLAGE "STEREO"

Conclusion

Tout le monde n'est pas en train de brunir au soleil, mais cela viendra ! L'auteur profite de ces quelques lignes pour remercier toute l'équipe qui participe à la rédaction de notre revue favorite, ainsi que

les lecteurs fidèles et courageux qui construisent notre belle machine, et pour souhaiter à tous de bonnes vacances d'été.

Le mois prochain, si vous êtes sages sur les routes et que vous prenez soin de vous, vous aurez droit

à une belle photo représentant les 12 premières tranches du modèle ODDY théâtre, ainsi que tous les éléments pour câbler en douceur, et construire les départs « multipiste ». Ça vaut la peine, non ?

J. ALARY

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁: 10 Ω
 R₂: 10 Ω
 R₃: 47 k Ω
 R₄: 100 k Ω
 R₅: 47 k Ω

Circuits intégrés

IC₁: TL 071
 IC₂: TL 071 ou LF356

Potentiomètres

P₁: AT 104 ou RUWIDO
 P₂: AT 2104 ou RUWIDO

Condensateurs

C₁: 4,7 μ F 25 V
 C₂: 4,7 μ F 25 V
 C₃: 10 μ F 25 V
 C₄: 10 μ F 25 V
 C₅: 100 μ F 25 V
 C₆: 22 pF

Divers

Supports de circuits intégrés
 Faces AVANT
 Circuits imprimés
 Vis fraisées plates $\varnothing$ 3 mm
 Vis pour RUWIDO
 OPTION : kit Switches pour MCB

ATTENTION : EN STEREO, il faut prévoir en double les résistances - certains condensateurs - les IC - et leurs supports.

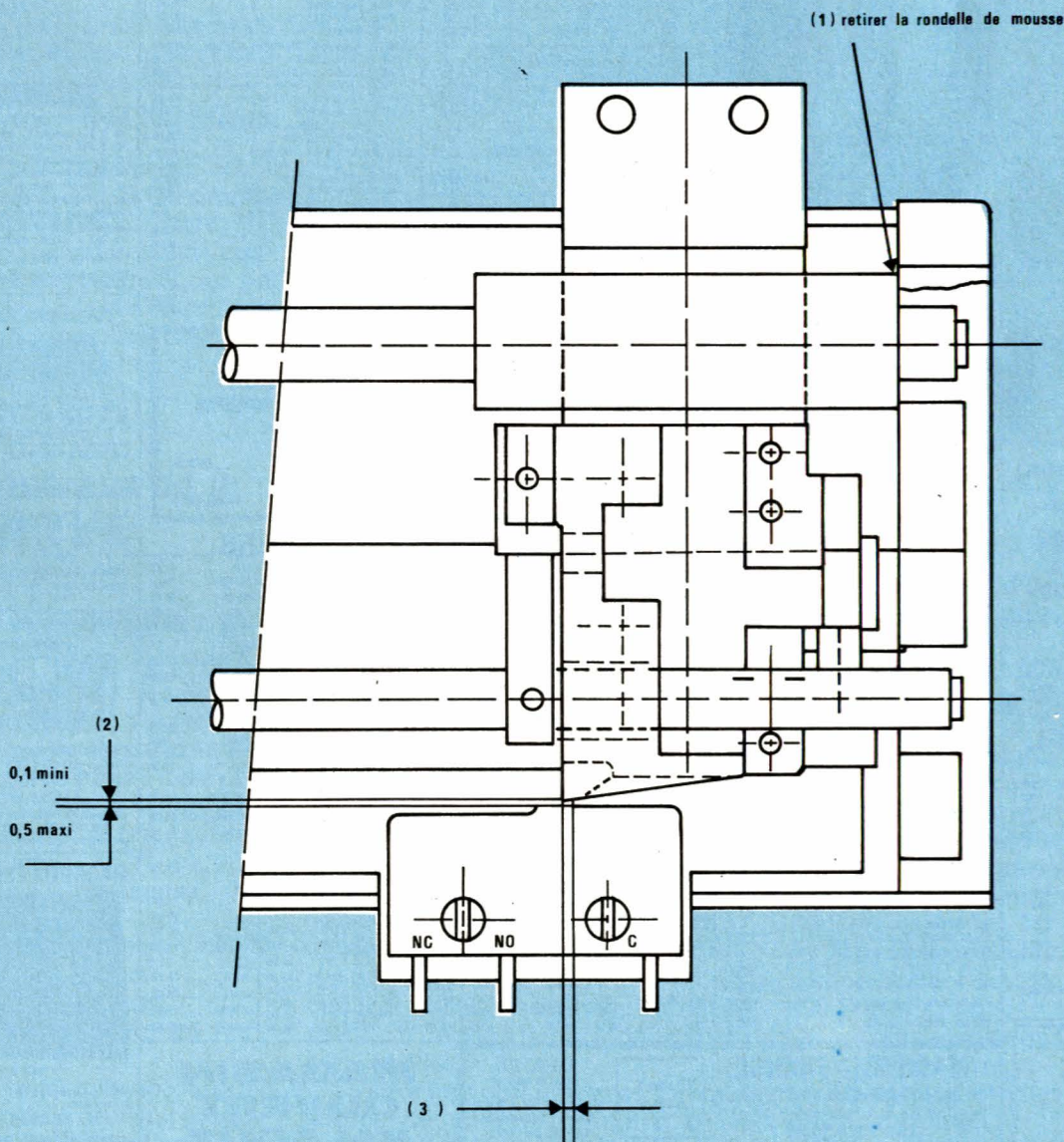
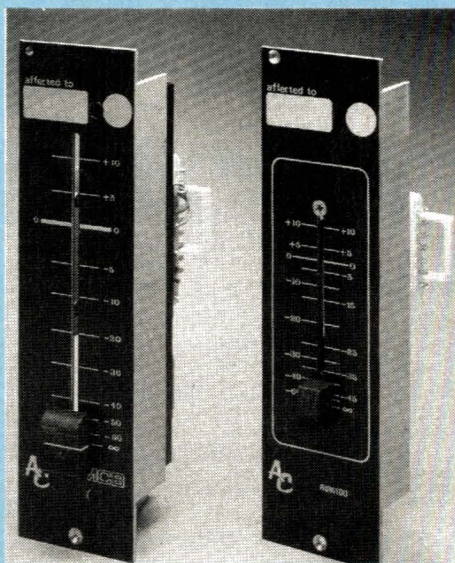


Figure 9

CIRCUITS INTEGRES

TAA 241	25,00	910	15,00
310	22,00	940	50,00
5500	4,00	965	34,00
5502	4,00	2365	66,00
611A12	17,00	3089	24,00
611B12	19,00	TDA 404	25,00
611C12	16,00	TDA 1054	28,00
621A11	21,00	1008	38,00
621A11	22,00	1024	26,00
651B	25,00	1028-4560	59,00
790	64,00	1006	35,00
861	25,00	1034B-5534	32,00
4761	25,00	1037	21,00
TAB 2453	16,00	1046	30,00
TBA 221	14,00	1151-2030	30,00
231	31,00	1170	33,00
435	28,00	1200	24,00
62AX5	20,00	1405	13,00
625BX5	21,00	1412-1415	13,00
6250X5	20,00	1510-2500M	63,00
651-540	29,00	1524	37,00
790	50,00	1905	35,00
800	16,00	2002	25,00
8105	22,00	2003	25,00
810AS	22,00	2004	45,00
820M20	15,00	2593	32,00
940	50,00	2610	34,00
950	46,00	2620	42,00
970	44,00	2624-3810-4292	58,00
10A 1500 KB	34,00	2630	35,00
250	45,00	2631	35,00
280A	22,00	2632	35,00
335	27,00	2633	35,00
345	21,00	2634	35,00
350	80,00	2635	35,00
440	30,00	2636	35,00
511	26,00	2637	35,00
600	16,00	2638	35,00
610	16,00	2639	35,00
750	45,00	2640	35,00
830	16,00	2641	35,00
900-325	15,00	2642	35,00

CIRCUITS INTEGRES 74 LS

74LS 00-01-12-15	175-249-259-393-394	15,00
20-22-26-28-54-55-73-78	74LS 85-86-147-193-283	295
109-114-133	74LS 156-242-244	17,00
40-51	74LS 63-161-166	18,00
74LS 03-10-21	74LS 247-251	19,00
74LS 05-13-27-32-33-37	74LS 273-293	20,00
42-112-122-125-222	74LS 30-259	21,00
74LS 03-10-21	74LS 154-162-165-541	122,00
42-112-122-125-222	74LS 197	24,00
74LS 14-91-96-107-113	74LS 280-390-324-373	25,00
125-139-156-163-293	74LS 168-374	27,00
74LS 75-136-157-253	74LS 629	28,00
365-366-377	74LS 169-181-183	30,00
74LS 02-04-93-95-123	74LS 243	35,00
155-174-257-367-395	74LS 275-295	38,00
74LS 137-139-151-153-192	74LS 688	44,00
195-248-259-260	74LS 124	60,00
266	74LS 292	197,00
74LS 47-48-49-91-91		
241-279		
74LS 74-76-83-132-173		
194		

CIRCUITS INTEGRES C-MOS

4000 02-07-23-25	4043	13,00
75-82	4017	47-35-94-106
4010 50-70-71	53-99	14,00
77-78-01	4001	45
4030 50	4006	24
4012 00-79	4008	21-22-76-20
4016 81	4003	33
4014 18-27-48-111-19	4033	34
52-68-69-49	4067	35
4008 13-40-60	4034	46
66 93	4037	11,00
4029 15-42-51-56	4067	98,00

CLAVECIN ORGUE PIANO

5 OCTAVES «MF 50»



MODULES SEPARES

Ensemble oscillateur/diviseur.
Alimentation 1 A 1100 F
Clavier 5 octaves, 2 contacts avec 61 plaques percées, piano 2200 F
Boîte de timbres piano avec clés 340 F
• Valse gainée 5 octaves 620 F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	• Montés avec contacts
1 oct.	160 F	230 F
2 oct.	245 F	360 F
3 oct.	358 F	515 F
4 oct.	480 F	660 F
5 oct.	600 F	820 F
7 1/2 oct.	960 F	1520 F

MODULES

Vibrato 130 F • Repeat 140 F
Percussion 180 F
Sustain avec clés 600 F
Boîte de timbres orgue avec clés 440 F
Réverbération 4 F 950 F

PEDALIERS

1 octave 750 F
1 1/2 octave 800 F
2 oct. 1/2 bois 2700 F
Tirette d'harmonie nue 15 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL

ENVOI : Franco 35 F en T.P. Au magasin 25 F

NOM : _____

ADRESSE : _____

CIRCUITS INTEGRES TTL

7425 26-27-30-50-60-72	7417 45-75-06	14,00
73-74-76-86	7420	16,00
7408 09-10-11-40-51-53-54	7407 184-154	18,00
70	7416 122-7474	20,00
7413 20-22-38-95	74150	21,00
7401 01-02-03-42-93	74181	25,00
121	74145	28,00
7400 05-37-90-91-92-96	7489	30,00
107-123-192-193	74141	35,00
7483 85	74143	56,00
7432 41-46-47-48	74185	96,00

SUPPORTS C.I.

8 br 1,90 22 br 3,50
14 br 2,40 24 br 4,00
16 br 2,60 28 br 4,50
20 br 3,40 40 br 5,50

AFFICHEURS

3 digits 1/2 125,00
HA 1133 20,00
HA 1131 18,00
NOM 3909 4 dig 1/2 19,00
PRIX 38,00
MAN 81 19,00
HD 1107 19,00

TRANSFO «TOKO»

Filtres céramiques
10 32,00
10-240 80,00
40 80,00

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

AY3 105	94,00	SAA 1004	34,00
7317	150,00	1043	218,00
1350	154,00	1070	160,00
890	90,00	SAB 0600	50,00
80V 48 658	33,00	3209	96,00
80V 51C-52C	21,00	3210	60,00
80V 54C	33,00	SAD 1024	34,00
80V 57C-58C	22,00	SDA 2008	100,00
80V 59C	13,00	2008	64,00
1C190	285,00	2010	180,00
DL 330-390	30,00	2101	48,00
7117	40,00	2112	95,00
ER 2051	128,00	2114	22,00
3400	150,00	2124	65,00
ICL 7106	212,00	5680	244,00
7107	290,00	SL 480	42,00
7109	30,00	490	50,00
7112	255,00	1430	33,00
8038	114,00	6600	63,00
8063	130,00	SN 29764	82,00
ICM 7038-7556	45,00	76477	18,00
7209	35,00	SO 41P	25,00
7217	42,00	7217	42,00
7219	19,00	SP 8680	165,00
7555	19,00	8793-8680	135,00
IRF 120	80,00	8690	210,00
511	27,00	8695	485,00
530	73,00	SSM 2033	34,00
612	90,00	204-205	19,00
KR 2376	290,00	TEA 1009	19,00
LS 7220	68,00	5030	130,00
MC 10131-1495L	140,00	5620	59,00
10531	150,00	5630	55,00
1317F	42,00	TMS 1000	100,00
145151	166,00	1122	110,00
1648P	160,00	1601	190,00
50240	180,00	3874	100,00
50398	284,00	UA 431	6,00
ML 759	78,00	758	19,00
MR 901	75,00	UA 771	15,00
NE 5532	43,00	42 R2 UA796	19,00
PC 9368	59,00	422 PMS2	70,00
PFZ 68	8,00	OPB 706 B	80,00
R 6802 P	45,00	VFCIC	94,00
S 89	27,00	ET 2732	19,00
178A	32,00	74HC74	13,00
187	280,00	74HC139	11,00
74HC00	8,00	74HC139	11,00

TRANSFO TORIQUES

« METALIMPHY »
Qualité professionnelle
Primaire : 2 x 110 V

15 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12	187 F
2 x 15, 2 x 18 V	
22 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12	194 F
2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V	
33 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12	205 F
2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V	
47 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12	222 F
2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V	
60 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12	240 F
2 x 15, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27 V	
150 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 18	277 F
2 x 22, 2 x 27, 2 x 33 V	
220 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 24	302 F
2 x 30, 2 x 36 V	
330 VA. Sec. 2 x 24, 2 x 33, 2 x 43 V	365 F
470 VA. Sec. 2 x 36, 2 x 43 V	535 F
680 VA. Sec. 2 x 43, 2 x 51 V	696 F

RADIO-PLANS, KITS COMPLETS

Le kit comprend le matériel indiqué dans la liste publiée en fin d'article de la revue y compris les circuits imprimés.

LES CIRCUITS IMPRIMES PEUVENT ETRE LIVRES SEPAREMENT.

403 C et D Ampli TURBO complet avec chéssis 2622,00

EL 409 A, 409 B Voltmètre digital 999 points 253,00

414 B Préampli R.I.A.A. avec TDA 2310 162,00

414 C Adaptateur avec TDA 2310 110,00

414 D Adaptateur avec UA 772 82,00

414 E Alimentation positive 78,00

414 F Alimentation négative 67,00

414 G Préampli TURBO complet, modules équipés du TDA 2310 avec chéssis percés, grave, boutons et visserie, etc. 1500,00

EL 415 A Capacimètre 3 digit 133,00

415 B Correcteur UA 772 ou TL 072 132,00

415 C Inverseur 74,00

415 D Ampli de sortie 88,00

423 C Convertisseur 12 V/220 volts 1328,00

EL 425 A-B Générateur de sons 31,00

EL 427 A-Carte de transcodage Platine TV 211,00

427 B Thermistat proportionnel 117,00

EL 428 C Ampli téléphonique 211,00

428 D Carte com. magnétophone 145,00

428 E Extension EPROM ZX 81 267,00

428 F Sommatrice Vidéo 100,00

EL 430 A Transmission en Hi-Fi Récepteur + alim. 478,00

Emetteur seul 278,00

EL 431 A, B, C Centrale de contrôle pour batterie 12 V 119,00

432 D E. Sélecteur pour caméra 150,00

432 F Milli-ohmmètre 140,00

432 G Capacimètre 940,00

432 H Alim. simple négative 76,00

432 P Alim. simple positive 72,00

TABLE DE MIXAGE «MIXMAX»

EL 432. Carte principale 1433,00

433. Alimentation 311,00

434. Correcteur et divers 389,00

EL 433 A-B, PA, mini-chaîne, télécom. IR 659,00

433 C.D. Synthétiseur SSM 200 1104,00

433 E.F.G. Récept. FM large bande 1057,00

433 M Table de mixage alim. 311,00

433 T Télécommande A77 389,00

TV MULTISTANDARD «SIEMENS»

TUNER

EL 426 C. Asservissement 1369,00

422 E. Alimentation 503,00

422 F. Affichage 133,00

426E. Commande 199,00

423D. Platine FI 711,00

Châssis 4804 351,00

426A et B. Décodeur PAL/Secam 813,00

426B. Démarrage RVB 448,00

EL 430M. Kit VCC90 RTC avec transfo 70 VA, 60 V et mécanique 3106,00

LE KIT COMPLET SANS TELECOMMANDE 7534.00

OPTION TELECOMMANDE

EL 428 F 428,00

EL 434A. Préampli alim. 161,00

434B. Préampli commutation 222,00

434C. Préampli correcteur de tonalité 111,00

434D. Préampli réception linéaire 483,00

434E. Sonnette à mélodie programmée 290,00

EL 437A. Codeurs Secam 635,00

B. Mini signal trace

La logique bi-polaire à injection ou I^2L

La logique bipolaire à injection ou I^2L (Injection Integrated Logic) fut présentée, pour la première fois, en 1971 par Philips. Cette technologie, peu rapide à ses débuts (mais ayant fait sur ce point des progrès, nous le verrons) et consommant excessivement peu, est toute désignée pour le LSI (Large Scale Integration) ou intégration à grande échelle.

La logique I^2L répond aux critères suivants :

1. Une porte de base (porte inverseuse) très simple.
2. Un nombre de portes intégrées par unité de surface important : Haute densité d'Intégration.
3. Un processus d'intégration simple et à bas coût.
4. Un facteur de mérite (produit puissance dissipée temps de propagation) bas et presque constant.

Dans cet exposé, nous allons passer en revue les caractéristiques de la technologie I^2L : tout d'abord son principe et ses caractéristiques, puis certaines de ses applications et enfin son procédé d'implantation.

Aspects généraux de la technologie I^2L

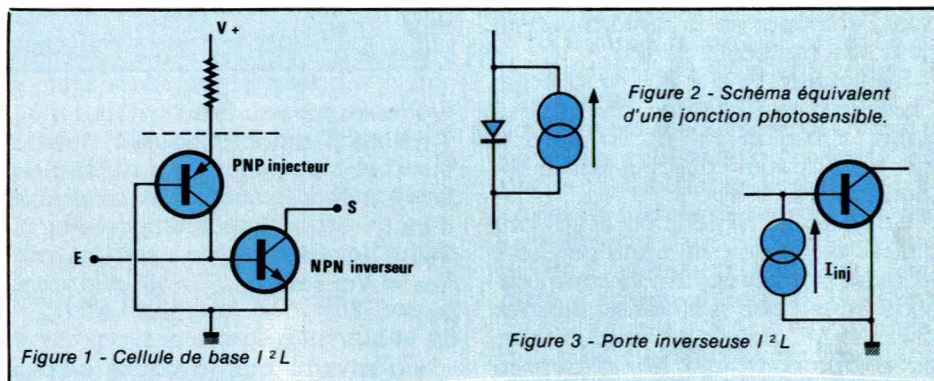
1) Cellule de base de l' I^2L

Décrire la technologie I^2L revient à en décrire la cellule élémentaire de base, c'est-à-dire la **porte inverseuse**, à partir de laquelle, il est possible de réaliser toute fonction logique. Nous en examinerons certains exemples plus loin.

Cette cellule « inverseuse élémentaire » comprend :

- Un **inverseur** (transistor NPN multicollecteurs),
- Un **injecteur** de courant,
- Le **générateur** de courant (voir figure 1).

À l'origine, l'injection de courant pouvait être réalisée de deux manières : soit par effet photoélectrique, soit par diode d'injection.



2) Technologie I^2L auto-alimentée

Une jonction au silicium est naturellement photosensible : soumise à un éclairage, elle se comporte comme une source de courant selon le schéma de la figure 2.

Sous l'effet du rayonnement absorbé, il y a création de paires électron-trou et la concentration des porteurs minoritaires au voisinage de la jonction s'accroît, et, si la diode est court-circuitée, un courant extérieur circule.

Si on raisonne avec un transistor, on obtient 2 sources de courant. Mais avec un NPN épitaxial Planar, la source de courant relative à la jonction C-B est plus importante que celle relative à la jonction E-B. De plus, la durée de vie des porteurs minoritaires est plus élevée dans la 1^{ère} jonction que dans la seconde. Pratiquement, on néglige le photocourant dû à la jonction E-B.

La structure obtenue avec l'unique source de courant ramenée à un potentiel de référence est celle de la figure 3.

Avec la base non connectée, le collecteur peut être traversé par un courant I_c tel que :

$$I_c = \beta I_B \quad (\beta \text{ gain en courant du transistor NPN}).$$

Si la base est mise à la masse, alors :

$$I_c = 0$$

Le transistor NPN possède donc deux états binaires (bloqué ou conducteur).

Une porte I^2L auto-alimentée est une porte où les porteurs sont formés par exposition à la lumière. Quatre masquages suffisent pour la réaliser. Cette technologie est plus une curiosité de laboratoire.

Ses avantages sont :

- technologie parfaitement standard. Bons rendements en production.
- N'ayant pas de résistance à diffuser, on obtient des densités de 100 à 400 portes / mm^2 .
- peu de connexions car pas de lignes d'alimentation.
- dissipation et vitesse dépendent de l'éclairage.

Ses inconvénients sont :

- Un grand besoin en lumière (1000

Lux / mm² pour un compteur de 5 décades à 5 kHz).

— Pour un temps de propagation constant, il faut un éclairage constant.

— Perte de lumière.

3) La technologie I²L à diode d'injection

C'est la technologie couramment utilisée. L'injection des porteurs s'effectuant par introduction directe dans le silicium, grâce à une diode PN polarisée en direct par une tension d'alimentation extérieure. Cette injection directe des porteurs est assurée par une sorte de rail P : Le Rail Injecteur. Son schéma de principe est aussi celui de la figure 3.

L'injecteur est constitué par un transistor PNP.

L'inverseur est un transistor NPN dont l'émetteur est à la masse et qui peut être multicollecteurs.

L'émetteur P₁ du PNP provoque l'injection de porteurs minoritaires dans la région N₁, où la plupart d'entre eux sont collectés par la région adjacente P₂.

Comme les régions N₁ et P₂ sont utilisés de façon commune par les 2 transistors, la structure obtenue possède très peu d'interconnexions métalliques, ce qui est un point très important pour une haute densité d'intégration (cf. figure 3 bis).

L'alimentation d'une porte I²L est réalisée par une résistance extérieure connectée à la source d'alimentation. Cette résistance alimente tous les émetteurs des PNP du circuit considéré.

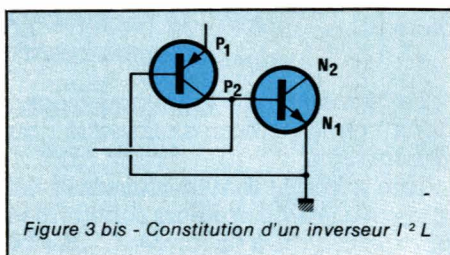


Figure 3 bis - Constitution d'un inverseur I²L

Aspects logiques

1) Tensions et courants d'entrée et de sortie

Nous allons raisonner sur une porte inverseuse. Il faut toujours considérer que cette porte est comprise entre 2 autres portes inverseuses I²L, sinon des problèmes d'interfaçage peuvent apparaître (nous soulèverons ce point plus loin). Reportons nous à la figure 4.

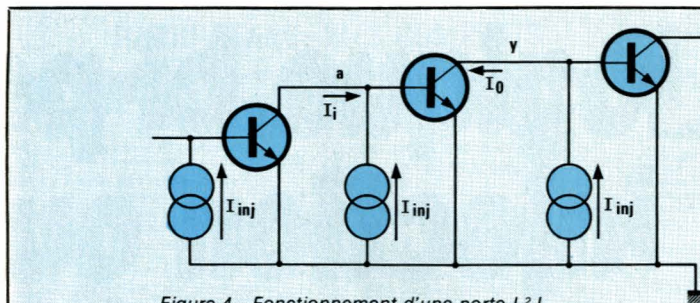


Figure 4 - Fonctionnement d'une porte I²L

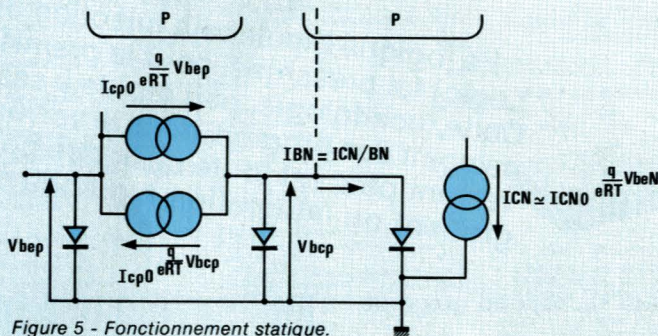


Figure 5 - Fonctionnement statique.

• α au niveau haut
T saturé (T amont bloqué)

$$I_i = 0$$

$$I_o = I_{inj}$$

d'où :

$$V_{IH} = V_{BE\ sat}$$

$$V_{OL} = V_{CE\ sat}$$

$$I_{IH} = 0 \rightarrow \alpha =$$

$$I_{OL} = I_{inj}$$

$$1 \rightarrow y = 0$$

• α niveau bas (à cause de V_{CE} amont)

$$V_{IL} = V_{CE\ sat}$$

$$V_{OL} = V_{BE\ sat}$$

$$I_{IL} = I_{inj} \rightarrow \alpha =$$

$$I_{OH} = 0$$

$$0 \rightarrow y = 1$$

2) Condition d'inversion, fonctionnement statique

La cellule « inverseur » de base est en général à multicollecteurs, c'est-à-dire qu'elle possède une entrée et plusieurs sorties. Chaque collecteur doit être en mesure d'alimenter une base si le circuit est bouclé. Si on suppose toutes les cellules identiques, on doit avoir $\beta \geq 1$.

En fonctionnement statique, le schéma équivalent d'une porte (vue de l'alimentation) est celui de la figure 5.

$$I_{IL} = I_{CPO} \exp\left(\frac{q}{KT} V_{bep}\right)$$

$$I_{OL} = I_{CNO} \exp\left(\frac{q}{KT} V_{beN}\right)$$

$$I_{BN} \cong I_{CPO} \left(\exp\left(\frac{q}{KT} V_{bep}\right) - \exp\left(\frac{q}{KT} V_{beN}\right) \right)$$

$$\rightarrow \frac{I_{OL}}{I_{IL}} > 1$$

$$\rightarrow \frac{I_{CNO}}{I_{CPO}} > \frac{\beta_n}{\beta_n - 1}$$

Condition de fonctionnement statique de l'I²L

Paramètres technologiques

Dans ce paragraphe, nous allons considérer les aspects technologiques importants de l'I²L.

1) Courbe $\beta = f(q\ epi)$

La résistivité de la couche d'épitaixie et la géométrie d'un circuit (ici, porte inverseuse) ont une influence sur le gain en courant β .

La courbe de la figure 6 le montre. Elle a été obtenue dans les conditions suivantes :

— circuit :

épaisseur de l'épitaixie : 5 μ m
profondeur de la diffusion de la base : 2,7 μ m avec $q\Box = 200\ \Omega/\Box$

— Géométrie :

collecteur : 20 $\times$ 20 μ m²
zone émetteur : largeur 40 μ m, longueur dépendant du nombre de collecteurs.

D'après ces mesures, on constate la diminution du gain en courant avec le nombre de collecteurs. La sortante d'une porte, au vu de ces résultats, est limitée à 4. L'entrance n'est pas limitée. Mais on retiendra la règle fondamentale de l'I²L. Une base peut être raccordée à plusieurs collecteurs mais un collecteur à une seule base.

2) Marge de bruit

$$M_H = V_{QH\ min\ garanti} - V_{IH\ min\ exige}$$

$$M_L = V_{IL\ max\ exige} - V_{OL\ max\ garanti}$$

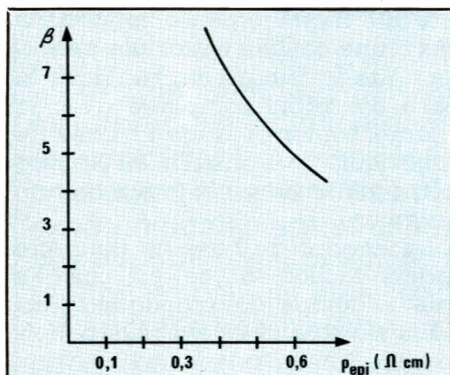


Figure 6 - Courbe $\beta = f(R_e)$

Puisqu'il n'y a pas de résistances dans un circuit I^2L (mise à part, la résistance d'alimentation) les niveaux absolus de courant ne sont pas fixés et l'utilisateur peut choisir un certain niveau de courant pour l'injecteur. Il est donc impossible de donner des marges absolues d'immunité au bruit. On peut cependant, calculer des marges relatives d'immunité au bruit facilement sous la forme de courants maximums de bruit ou sous la forme de tensions maximums de bruit. La figure 7 montre une situation dans laquelle un courant de bruit I_{so} tend à faire commuter le transistor T_1 en transistor conducteur.

Le point critique est atteint lorsqu'un courant I_c / β passe dans la base de T_1 .

Il en suit que :

$$\beta_0 I_o = I_{so} + I_1 - (I_c / \beta)$$

ou

$$I_{so} = \beta_0 I_o - I_1 + (I_c / \beta)$$

La tension de bruit correspondante V_{so} est peu différente de la tension base-émetteur V_j .

La figure 8 montre une situation où un courant de bruit I_s tend à faire commuter T_1 en transistor bloqué. Dans ce cas, le point critique est atteint lorsqu'un courant inférieur à I_2 / β circule dans la base de T_1 .

Il vient alors :

$$I_1 = I_{s1} + (I_2 / \beta)$$

ou

$$I_{s1} = I_1 - (I_2 / \beta)$$

Pour T_1 , le maximum de courant circulant dans sa base est I_1 et le minimum permis est I_2 / β , aussi la tension de bruit correspondante est :

$$V_{s1} = \left(\frac{kT}{q} \right) L_n \left(\frac{\beta I_1}{I_2} \right)$$

$$\text{(car } I = I_o \exp \left(\frac{kT}{q} V_s \right))$$

$$I_o = I_2 / \beta \text{ et } V_s = V_{s1})$$

On peut également distinguer 2 cas pour le bruit et donc 2 types de marge d'immunité au bruit :

- la marge au bruit sur le « chip » ou puce,
- la marge d'immunité au bruit entre « chips ».

Dans le cas du bruit sur la puce, la production de bruit reste faible et toutes les sources de courant sont choisies égales.

$$D'où : I_{so} \neq I(\beta - 1 + (1/\beta))$$

$$\text{et } V_{so} \equiv V_j$$

$$I_{s1} = I(1 - 1/\beta), V_{s1} = (kT/q) L_n \beta$$

Dans le cas du bruit entre « chips », on peut s'attendre à une génération de bruit importante. Pour obtenir des marges absolues d'immunité au bruit plus grandes, le 1^{er} transistor sur la puce et le dernier sur la précédente sont tels que le courant qui les parcourt soit important ainsi que β .

D'une manière générale, on a trouvé pour la marge d'immunité au bruit :

$$\delta V \approx 100 \text{ mV (bien moins que pour les autres types de logique).}$$

3) Temps de propagation

Le temps de propagation est déterminé par la quantité de courant nécessaire aux portes logiques. On doit distinguer 3 niveaux de courant : bas, moyen et haut.

Au niveau bas de courant, le temps de propagation est déterminé par les jonctions et capacités parasites. Ce temps de propagation t sera proportionnel au temps t nécessaire pour charger ou décharger les capacités.

$$\text{Comme } Q = CV \text{ et } t = Q/I \rightarrow$$

$$\tau \propto \frac{CV}{I}$$

La puissance dissipée D sera $D = VI$, dans laquelle V est la tension aux bornes d'une jonction. Le produit $D\tau$ est donc constant et égal à CV^2 .

A des niveaux de courant moyen, la principale influence sur le temps de propagation vient de la charge active contenue dans les transistors. Cette charge est proportionnelle au courant et donc, le temps de propagation est indépendant de la puissance dissipée.

A des niveaux de courants élevés, il y a 2 phénomènes qui provoquent un mauvais temps de propagation. Tout d'abord, les résistances des bases évitent le chargement ou le déchargement rapide des charges actives et 2^e, ces charges actives augmentent plus que linéairement avec les courants.

La figure 9 montre la variation du temps de propagation en fonction de la puissance dissipée par porte. La valeur mesurée du produit $D\tau = 1 \text{ pJ}$ pour une puissance dissipée de l'ordre de $1 \mu\text{W}$ (ou facteur de mérite) par porte. Ce facteur de mérite a été mesuré à partir d'un circuit I^2L constitué de 5 inverseurs. Avec un registre à décalage modulo 108, ce facteur de mérite vaut $1,5 \text{ pJ}$. Il est clair que, à la fois, le produit $D\tau$ ou f de mérite et le minimum du temps de propagation peuvent être améliorés par de plus petites dimensions et une technologie plus sophistiquée comme nous le verrons plus loin.

4) Influences externes

La technologie I^2L peut travailler dans une gamme de température allant de -55°C à $+125^\circ\text{C}$.

A basse température, le gain β est réduit et le facteur de mérite est plus important. Le temps de propagation si le courant est important est pratiquement indépendant de la température. Comme nous le verrons plus loin, il existe une variante de la tech-

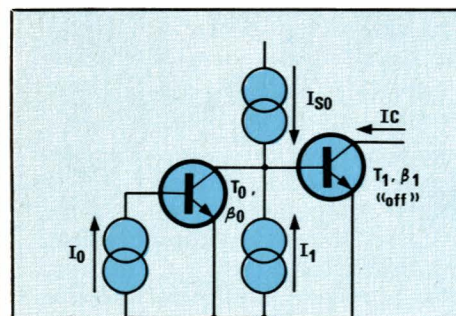


Figure 7 - Influence du bruit, passage de T_1 bloqué à T_1 saturé.

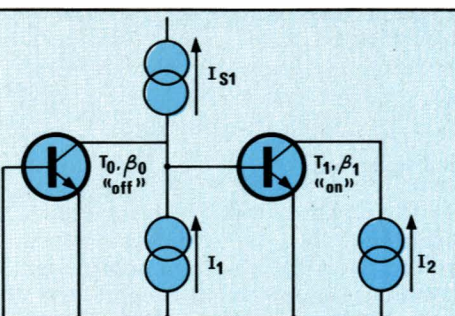


Figure 8 - Influence du bruit : passage de T_1 saturé à T_1 bloqué.

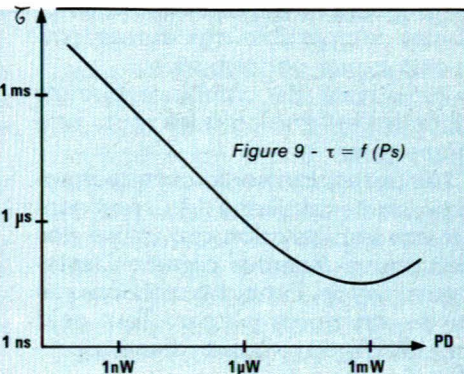


Figure 9 - $\tau = f(PD)$

nologie I²L la standard I²L qui a été prévue pour travailler au dessus de + 275° C. Par l'utilisation d'une porte spéciale symétrique, on peut monter à + 300° C. L'I²L a prouvé sa grande immunité aux radiations gamma et neutroniques. L'I²L est capable également de travailler pendant plusieurs heures dans une solution saline.

5) Valeurs numériques représentatives de l'I²L

Nous nous reporterons à la figure 10.

Valeurs numériques représentatives de l'I²L

- V_H = 0,7 V
- V_L = 0,1 V
- I_{inj} = 1 mA - 1 nA
- P_D = 1 nW - 1 mW
- temps de propagation min : 30 ns
- facteur de mérite ≈ 1 pJ
- peut fonctionner sous une tension d'alimentation de 1 V

Figure 10

Variantes de la technologie I²L

La 1^{ère} génération de portes I²L utilisait seulement 4 masques et était simple et à bas coût de production. Beaucoup de modifications ont été apportées notamment en ce qui concerne la réduction du temps de propagation, du facteur de mérite, l'augmentation de la densité d'intégration, la compatibilité avec les circuits analogiques. Pour rendre compte de la variété des versions en I²L, voici un aperçu de certaines de ces versions parmi les plus significatives.

1) Isoplanar I²L

Les objectifs de cette version sont de répondre aux exigences suivantes :

- $\tau \approx 5$ ns
- Densité d'intégration $\geq n$ MOS
- possibilités d'interfaçage direct avec la TTL
- processus d'implantation à complexité comparable aux autres logiques à haute performance.
- possibilité de combiner circuits digitaux et analogiques sur une même puce.

Les particularités de cette technologie ou technologie I³L reposent sur son implantation qui utilise des techniques récentes comme l'isolement d'oxyde, l'implantation ionique ou les structures planes. Tout cela améliore la vitesse d'une porte d'un facteur 4 ou 5.

2) Schottky I²L

Cette technique permet de réaliser des portes multi-entrées sorties par l'incorporation de diodes Schottky connectées au niveau du collecteur du transistor NPN et d'un transistor d'antisaturation (figure 11). Dans la logique Schottky I²L, l'utilisation de diodes schottky réduit la saturation du transistor NPN et les oscillations. Cette logique d'un temps de propagation proche de la nanoseconde mais a une marge d'immunité au bruit petite et sa technologie est difficile.

3) Self-aligned injection ou injection auto-alignée

La technologie I²L classique est limitée en sortance, en vitesse et en marge d'immunité au bruit. Le principe de cette variante de l'I²L est de lutter contre ces limitations en créant un fort gain en courant dans le transistor NPN. Ce qui limite le gain en I²L est l'injection de trou dans la couche d'épitaxie N et la présence d'un champ électrique dans la base du NPN.

Cette technique repose sur la réalisation d'un injecteur auto-aligné (voir « implantation ») et sur une couche épitaxiale constituant la base, petite, car la largeur de base influe directement sur le temps de propagation.

4) Autres variantes

Citons également, la technique d'injection verticale (couche N et P ensevelies) ou le up-diffused. Toutes les caractéristiques de ces technologies sont rassemblées dans le tableau figure 12.

Figure 12

Technologie	Caractéristiques	τ_{min} (ns)	fdm (pJ)
1 ^{ère} génération	processus simple	30-50	≈ 1
2 ^e génération	double base	10-20	0.5
Isoplanar	double base isolation d'oxyde autoalignée	5-10	0.15
Schottky I ² L	processus complicé	10	0.7
Substrate fed	multi entrées sorties processus complicé	10	0.04
Injection verticale	processus complicé	10	0.06
Injection autoalignée	épitaxial injecteur doublement diffusé	3-10	< 0.1
Up diffused		2-5-4	0.2

fdm : facteur de mérite.

D'une manière générale, dans le cas d'une couche épitaxiale mince, tant que la charge stockée dans la base est faible comparée avec la charge contenue dans la base de l'injecteur, le transistor NPN aura peu d'influence sur le temps de propagation.

La largeur de base ne peut être réduite facilement, ce qui explique que le temps de propagation est dans les structures les plus performantes limité.

Dans les I²L Schottky, τ dépend directement de la fréquence de coupure du transistor.

M. DANIAU

E. PETIT

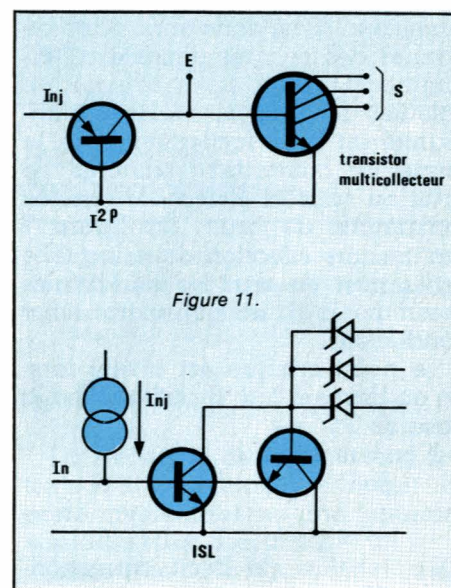


Figure 11.

CAO : programmes d'études de montages utilisant des composants non linéaires

Lorsque l'amateur de réalisations électroniques se lance dans un montage, il arrive souvent que les résultats de calculs préalables ne soient pas vérifiés expérimentalement et ce en partie à cause des hypothèses simplificatrices destinées à rendre les calculs plus simples.

Parmi les nombreuses simplifications citons par exemple la suppression de l'aspect non linéaire des composants, l'absence de prise en compte du seuil de conduction des diodes etc...

Heureusement grâce aux ordinateurs individuels, il devient maintenant possible de tenir compte de tous les aspects jusque là négligés. Les montages ainsi conçus grâce à l'aide des ordinateurs ont toutes les chances de fonctionner du premier coup. Dans l'industrie, ce type de conception (que l'on nomme CAO : Conception Assistée par Ordinateur) est très développée depuis déjà de nombreuses années.

L'objet de l'étude que nous vous proposons dans les lignes qui suivent est de résoudre les problèmes concernant les composants non linéaires, c'est-à-dire ceux pour lesquels la loi de variation de la tension à leurs bornes n'est pas directement proportionnelle au courant.

Les programmes que nous vous proposons sont écrits en BASIC pour l'ORIC mais seront très facilement transposables à d'autres micro-ordinateurs. Bien entendu nous expliquerons toute la philosophie du raisonnement qui a conduit à l'obtention de ces programmes.

Ces derniers pourront alors être utilisés chaque fois que l'objet qu'ils traitent sera en rapport avec tout ou partie du montage à réaliser.

Préliminaire

Que faut-il entendre par « CAO » dans le domaine électronique ?

Si nous nous intéressons à la réalisation d'une fonction par exemple analogique, certains logiciels de l'industrie que nous qualifierons de très puissants vous demanderont de détailler les composants utilisés, résistances, condensateurs, diodes, transistors, amplificateurs opérationnels en indiquant suivant un

code strict la façon dont sont connectés ceux-ci entre eux. Dans une deuxième étape il vous faut entrer les sources d'alimentation; les générateurs toujours en précisant leurs points de connexion. Dans une troisième étape on indique les grandeurs cherchées (fonction de transfert V_s / V_e ; variations de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence, point de repos d'un composant etc...).

Ce type de logiciel n'est pas à la portée de toutes les bourses même pas de celles de certaines entreprises. Par ailleurs, de tels logiciels occupent une place en mémoire qui dépasse allégrement les capacités de l'ordinateur de « Monsieur tout le monde ».

Qu'allons nous vous proposer alors ? Pour commencer nos études nous démarrons sur des programmes très simples ne contenant que quelques instructions. Puis progressivement en associant plusieurs petits programmes pris éventuellement comme sous-programmes,

nous aborderons un programme plus complexe qui nous permettra de calculer les éléments de polarisation d'un transistor ainsi que les condensateurs de découplage à utiliser.

Les bases

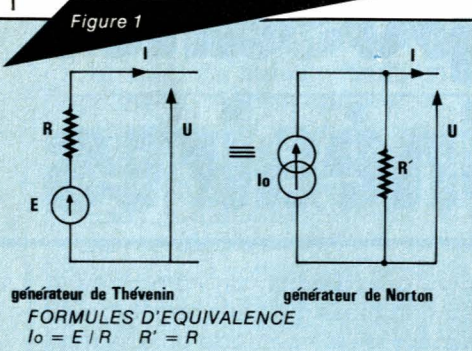
Il faut se rappeler qu'un ordinateur ne sait faire que des calculs numériques. Par conséquent il ne faut pas s'attendre à ce qu'il affecte directement sur l'écran du moniteur vidéo $I_c = (E - V_{CE0}) / R_c$, ceci est exclu. Par contre, il pourra afficher la valeur prise par I_c si nous lui avons au préalable donné E , V_{CE0} et R_c (numériquement) ainsi que la formule précédemment citée. D'autre part, si nous voulons optimiser les résultats nous pourrions par exemple obtenir grâce à une (ou des) boucle(s), une série de valeurs I_c , série dans laquelle nous prélèverons celle qui correspond le mieux à notre attente.

L'ordinateur ne pouvant effectuer que des calculs logiques, il est hors de question de lui faire résoudre des équations du type $E - RI - \exp(I/I_0) = 0$ directement puisqu'il existe pas de relation linéaire entre E , R , I_0 et l'inconnue I . Pour ce type d'équation nous devrons donc faire appel à des techniques particulières que nous développerons plus loin dans cet exposé.

Comme nous le verrons encore plus tard, chaque fois que cela sera possible nous essaierons de remplacer les éléments non linéaires par des modèles équivalents ne mettant en jeu que des composants linéaires.

En résumé nous dirons que l'ordinateur ne traitera les problèmes que de façon numérique, ce qui est déjà très intéressant, que la non linéarité de certains composants sera traitée soit de façon spécifique soit par linéarisation des caractéristiques.

Les générateurs de Thévenin et Norton étant grandement utilisés, nous rappelons à la figure 1 l'équivalence entre ceux-ci et les formules de passage de l'un à l'autre.

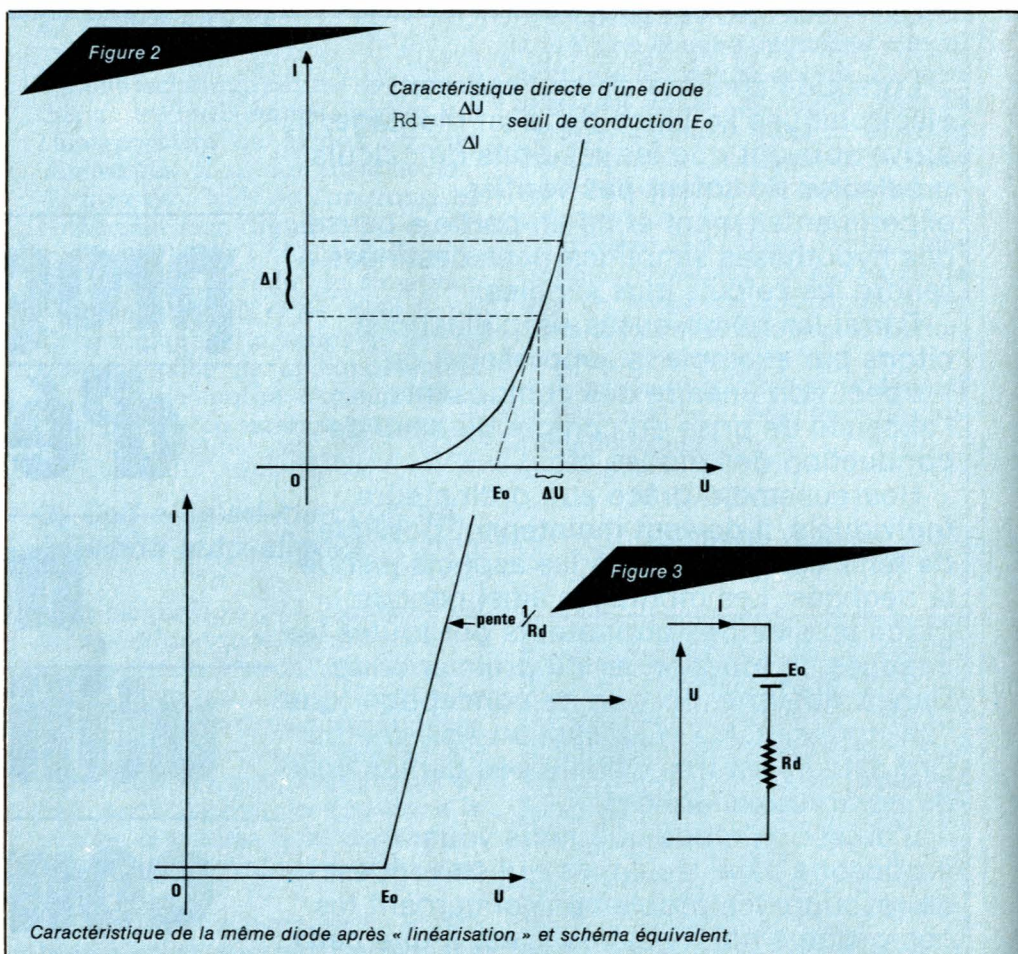


1^{er} exemple

Première méthode

Il s'agit pour ce premier exemple de trouver le point de fonctionnement de l'association de deux dipôles l'un étant un générateur de Thévenin l'autre une diode dont la caractéristique est donnée à la figure 2.

Cette caractéristique réelle est « linéarisée » à la figure 3 ce qui nous permet d'obtenir le schéma équivalent contenant un générateur E_0 et une résistance R_d . Si nous mettons le mot linéarisé entre guillemets c'est parce que ce schéma équivalent ne tient pas compte du fait que pour $U < E_0$ on aura $I = 0$. Cette condition pourra néanmoins être prise en compte au niveau du programme comme nous le verrons.



Le problème de l'association des deux dipôles (figure 4) se ramène à un problème linéaire très simple dont la solution est évidente :

$I = E - E_0 / R + R_d$ puis $U = E_0 + R_d I$ (avec en mémoire que pour $I > 0 \Leftrightarrow E \geq E_0$).

Le 1^{er} programme de traitement de ce type de problème fait intervenir l'entrée des données E , E_0 , R , R_d suivie du calcul de I et U avec test préalable de E suivi de l'affichage de I et U .

Si les résultats de ce programme ne sont pas très éloignés, en valeur absolue, de la réalité nous dirons qu'en valeur relative la précision est des plus médiocre surtout au siècle de l'ordinateur individuel.

Deuxième méthode

Pour affiner nos résultats nous allons modéliser la diode de façon différente en nous rapprochant bien entendu de la réalité puisque nous voulons obtenir une meilleure précision.

Nous allons utiliser l'expression qui donne la valeur du courant dans la diode en fonction de la tension appliquée à ses bornes :

$$I = I_s \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right)$$

dans cette expression I_s est la valeur du courant de saturation $U_T = kT / e$:

avec :

k constante de Boltzmann

$= 1,3810 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

T température absolue en $^\circ \text{K}$

e charge élémentaire de l'électron

$= 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

Pour le Silicium

$I_s = 10^{-13} \text{ A}$

($U_T = 26 \text{ mV}$ à 300°K)

Germanium

$I_s = 10^{-7}$

Nous ne possédons pas pour le germanium la valeur de U_T .

En introduisant cette formule qui de toute évidence est non linéaire nous devons nous attendre à ce que la solution du problème posé soit moins évidente.

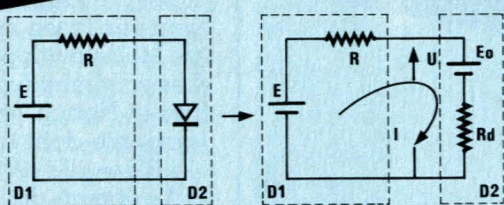
Pour comprendre le raisonnement utilisé dans notre programme, nous allons résoudre le problème graphiquement. Sur la figure 5 nous avons tracé la droite de charge du générateur de Thévenin représentant le dipôle D_1 et la caractéristique $I = f(V)$ de la diode (dipôle D_2).

Le point de fonctionnement M_0 de l'association est le point d'intersection des 2 caractéristiques.

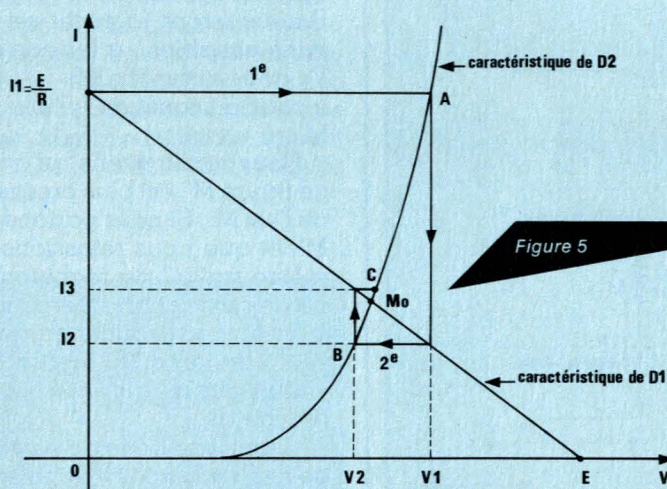
1^{ère} étape

Supposons dans un premier temps que l'on néglige la tension aux bor-

Figure 4



association des 2 dipôles.



Mo est le point fonctionnement de l'association des dipôles D1 et D2

nes de la diode. Nous obtiendrons alors un courant dans le circuit égal à $E - V_d / R = E / R = I_1$. Cette valeur est bien évidemment une solution par excès au problème posé puisque dans la réalité $V_d \neq 0$.

Cherchons maintenant la valeur de la tension aux bornes de la diode pour cette valeur du courant I_1 . Graphiquement on mène une horizontale d'ordonnée I_1 , son intersection avec la caractéristique de la diode donne V_1 (point A). Mathématiquement

$$V_1 = U_T \log \left(\frac{I_1}{I_s} + 1 \right)$$

2^e étape

Si V_1 était la valeur de la tension aux bornes de la diode, le courant qui traverserait celle-ci aurait pour valeur $I_2 = E - V_1 / R$ (valeur par défaut). Pour cette valeur de I_2 calculons V_2 (graphiquement point B). Mathématiquement

$$V_2 = U_T \log \left(\frac{I_2}{I_s} + 1 \right)$$

3^e étape

Si V_2 était la valeur de la tension aux bornes de la diode, le courant qui traverserait celle-ci aurait pour valeur $I_3 = E - V_2 / R$ (valeur par excès) etc...

Nous voyons très bien sur la figure

5 que l'on entoure le point de fonctionnement Mo en se rapprochant de plus en plus de celui-ci.

En répétant le raisonnement précédent seulement 5 ou 6 fois on atteint Mo avec une précision dépassant 6 ou 7 chiffres après la virgule.

Pour réaliser l'itération décrite nous avons utilisé dans notre programme une boucle FOR NEXT mais il aurait été tout aussi commode d'utiliser la boucle REPEAT UNTIL avec test sur l'écart existant entre 2 valeurs successives de I ou de V.

Le programme proposé est assez court. Lorsque celui-ci est lancé, l'utilisateur n'a plus qu'à se laisser guider par les indications apparaissant sur l'écran. Il est rappelé au début de celui-ci que les unités à utiliser sont celles du système international. La ligne 20 permet d'entrer les caractéristiques de la diode (Nota : pour le germanium les valeurs devraient être modifiées). Ligne 25 l'utilisateur est mis en garde contre l'utilisation de valeurs concernant le générateur de module trop faible. Lorsque l'utilisateur entre les données concernant le générateur (ligne 30) un test est effectué sur ces valeurs à la ligne 35. Lorsque le résultat du test est négatif l'utilisateur est invité à modifier ses données. Aux lignes 40

à 44 se trouve une sorte de garde fou de la méthode utilisée qui comme toute méthode a ses défauts. Pour comprendre le rôle de ces lignes, il suffit d'analyser la figure 6. Lorsque I_1 est assez important, la valeur V_1 est supérieure à E. Au lieu de se rapprocher de Mo, le point B se trouve rejeté vers ($V = -\infty$ et $I < 0$) ce qui conduit dans le déroulement du programme à l'affichage ERROR IN 60 puisque dans le calcul suivant de VN on calcule le Log népérien d'une variable négative.

Pour éviter cette éventualité on compare V_1 à E. Lorsque $V_1 > E$ on prend comme nouvelle valeur de I_1 la moitié de la précédente et on calcule le nouveau V_1 et ce jusqu'à ce que V_1 soit $< E$. On entre alors dans la boucle qui débute à la ligne 50.

L'évolution du point courant (A, B, C...) vers Mo est mise en évidence par l'impression de I et V à chaque boucle. Lorsque les valeurs de E et R sont raisonnables physiquement, le point de convergence Mo est atteint en 2 ou 3 passages.

Pour des valeurs de E et R quelque peu irréalistes, il est possible de « planter » le programme et ce malgré les précautions précitées. Il suffit de prendre par exemple des valeurs de $E < 0,75$ volt et $R \approx 0,8 \Omega$ ou encore $E = 0,8$ V et $R = 10^{-5} \Omega$. Toutefois si l'on se place dans des conditions réelles ce programme fonctionne à merveille. La raison qui nous a conduit à utiliser 20 boucles successives est liée à l'augmentation du nombre d'itérations lorsque l'on se rapproche de la limite $E = 0,75$ et $R = 0,7 \Omega$.

3^e méthode

Cette 3^e méthode, un peu plus subtile que les 2 précédentes, va allier les bases de calcul des 2 précédentes. Nous allons en effet considérer la diode définie par son équation d'état $I = I_s (\exp V / U_T - 1)$ et nous chercherons pour chaque point intéressant de cette caractéristique le générateur de Thévenin (ou de Norton) équivalent. Ce générateur équivalent qui définit le comportement de l'élément en un point bien particulier est appelé « modèle compagnon ». Cette recherche du modèle compagnon caractérisant le fonctionnement d'un composant en un point particulier sera développée aussi pour d'autres composants que les diodes comme nous le verrons dans un exposé ultérieur.

Nous avons tracé sur la figure 7 les caractéristiques du générateur et de la diode. Sur cette dernière, en un

inconvenient
de la méthode lorsque I_1

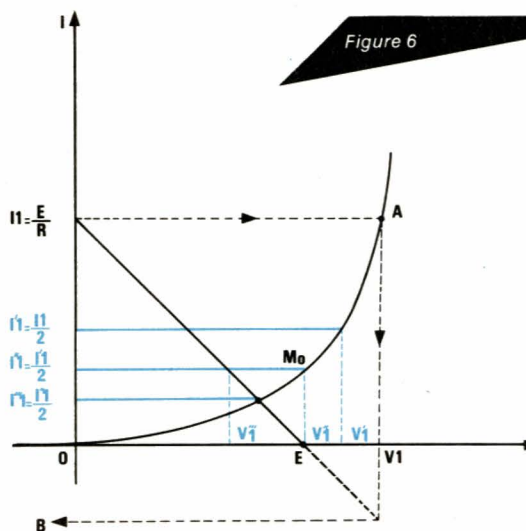


Figure 6

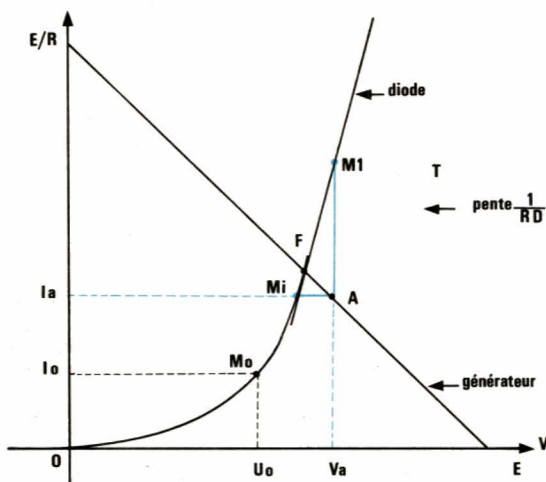
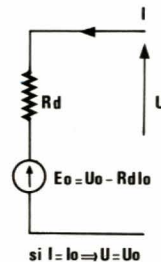
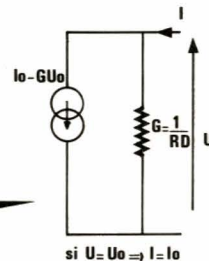


Figure 7



si $I = I_o \Rightarrow U = U_o$



si $U = U_o \Rightarrow I = I_o$

point M_o quelconque, nous avons tracé la tangente $M_o T$ qui représente de façon linéaire (au voisinage de M_o) le comportement de la diode. Les schémas équivalents de Thévenin et Norton se déduisent de cette tangente dont la pente est :

$$1/RD = dI/dV.$$

Le point de fonctionnement de l'association s'obtient alors en cherchant l'intersection de $M_o T$ avec la caractéristique du générateur (point A) qui n'est pas très éloigné du point cherché F. Pour nous rapprocher de F nous avons (à partir de A) 2 chemins possibles : à tension constante V_A nous obtenons M_1 à courant constant I_A nous obtenons M'_1 .

Nous remarquons qu'avec ce cas de figure M'_1 est plus proche de F que ne l'est M_1 . Si nous partons de A vers M'_1 et que nous refassions en M'_1 le même travail de recherche du modèle compagnon que celui effectué pour M_o , nous obtiendrons une nouvelle tangente $M'_1 T'$ suivi d'un nouveau point A' qui, bien sûr, se rapproche de F.

Cette méthode d'approche du point F recherché s'appelle méthode de Newton. Elle possède 2 variantes suivant qu'on se fixe au départ la tension ou le courant qui définira le 1^{er} point M_o puis ensuite M_1 ou M'_1 par déplacement à tension constante ou courant constant.

C'est la pente de la caractéristique du générateur qui fera que l'une des méthodes sera plus rapide que l'autre. Au niveau de l'ordinateur il n'y a pas à s'en faire, il n'est pas à une itération près.

Bien que la méthode semble plus complexe que les précédentes, le programme n'en est pas moins court son listing en est la preuve.

Les caractéristiques de la diode sont fixées une fois pour toute à la ligne 30.

Il est cependant possible de modifier celle-ci par reprogrammation. Comme pour les précédents programmes il faut entrer les caractéristiques du générateur (ordre INPUT de la ligne 40).

La ligne 45 vous invite après un test sur la valeur de E à modifier votre choix si par mégarde vous avez choisi une valeur de E inférieure à 0,6 volt. Cette condition qui n'est pas indispensable au bon déroulement du programme peut être supprimée mais semble cependant « électroniquement » cohérente.

La boucle proprement dite débute à la ligne 50 avec (ligne 60) le calcul des coordonnées de M_o (V_o , I_o). La

```

1 REM POINT DE FONCTIONNEMENT DE 2 DIPOLES
5 PAPER0:INK3:CLS:PRINT:PRINT:PRINT
7 PRINT"IL FAUT UTILISER LES UNITEES DU SYSTEME INTERNATIONAL":PRINT
10 INPUT"DIPOLE GENERATEUR:FEM E,R INTERNE R DONNEZ E,R":E,R
15 PRINT:PRINT:PRINT
20 INPUT"DIPOLE RECEPTEUR:FCOM EO,R INTERNE RD DONNEZ EO,RD":EO,RD
30 I=(E-EO)/(R+RD):U=E-RO+RD*I
40 PRINT:PRINT:PRINT"I="I"  R ** U="U" V"

10 PAPER0:INK3:CLS:REM CIRCUIT A DIODE
15 PRINT:PRINT:PRINT:PRINT"UTILISEZ LES UNITES DU SYSTEME INTERNATIONAL":PRINT:PRINT
20 IS=100-13:IT=25*100-3
25 PRINT"SI E<0.75 ET R<0.7 LA METHODE UTILISEE RISQUE DE DONNER DES RESULTATS":
30 PRINT"ABERRANTS":PRINT:PRINT
35 INPUT"DONNEZ LES VALEURS DE E,R":E,R
35 IF E<0.75 AND R<0.7 THEN PRINT:PRINT"VEUILLEZ MAJORER E OU R SVP":GOTO30
40 I=E/R
42 REM
44 V=I*(R+1/IS+1/IT):IF V<E THEN I=1/2:GOTO42
50 CORN=1/TO20
60 V=I*(R+1/IS+1/IT)
70 I=(E-V)/R
80 PRINT"I="I"  R ** V="V" V
82 NEXT I

10 REM METHODE DE NEWTON
20 REM CIRCUIT A DIODE
25 PAPER0:INK3:CLS:PRINT:PRINT:PRINT
30 IT=25*100-3:IS=100-13:V=0.6
35 PRINT:PRINT:PRINT"VOUS DEVEZ UTILISER LES UNITEES DU SYSTEME INT

```


pende de la tangente Mo T est notée Y_0 . La valeur numérique est calculée à la ligne 70. L'ordonnée I_i du point d'intersection de Mo T avec la caractéristique du générateur est obtenue à la ligne 80. Cette valeur I_i permet dans l'étape suivante le calcul du 2^e point de la caractéristique de la diode pour lequel seront (lors d'un 2^e passage) calculées les mêmes grandeurs que précédemment. Bien entendu avant de reboucler on fait imprimer sur l'écran les valeurs cherchées c'est-à-dire les coordonnées du point de fonctionnement. Pour notre part, nous avons obtenu le point de fonctionnement après seulement 4 boucles et ce quels que soient les nombreux excès faisant intervenir des valeurs numériques très diverses.

NOTA :

La pente de la tangente Mo T est obtenue en dérivant l'équation d'état de la diode :

$$I = I_s \exp \frac{V}{U_T} - I$$

$$\Leftrightarrow \frac{dI}{dV} = Y$$

$$= \frac{I_s}{U_T} \exp \frac{V}{U_T}$$

L'équation de la tangente Mo T passant par Mo (V_0, I_0) s'écrit :

$$I = Y_0 (V - V_0) + I_0$$

Au point A (intersection de Mo T avec la caractéristique du générateur) nous avons $V_A = E - R I_A$. Les coordonnées (V_A, I_A) vérifient aussi l'équation de Mo T.

Par conséquent :

$$I_A = Y_0 (V_A - V_0) + I_0$$

$$\rightarrow I_A = Y_0 (E - R I_A - V_0) + I_0$$

finalement :

$$I_A = Y_0 E - Y_0 V_0 + I_0 / (1 + Y_0 R)$$

formule de la ligne 80.

Conclusion

Les 3 méthodes proposées font appel à une mise en œuvre relative-ment modeste puisque les programmes restent très courts. Les 2 dernières que nous avons étudiées utilisent la caractéristique réelle d'une diode. Elles seront bien entendu utilisées de préférence à la première qui, sans être dépassée, utilise les principes de calcul antérieurs à l'arrivée des micro ordinateurs.

```

ERNATIONAL":PRINT:PRINT
40 INPUT "DONNEZ LES VALEURS DE E,R":E,R
45 IF E<0 THEN PRINT "LA VALEUR DE E EST TROP FAIBLE":WAIT500:GOTO4
50 FORV=0TOE
60 I0=IS*EXP(V/UT)-I
70 Y0=IS/UT*EXP(V/UT)
80 I1=(Y0*(E-V0+V0)+I0)/(1+Y0*R)
90 V2=UT*LN(I1/IS+1)
100 V=V2
110 PRINT "T=";"I0=";"Y0=";"I1=";"V="
120 NEXT V

10 REM POLARISATION D'UN TRANSISTOR EN CLASSE A-STABILISE EN TEMPERATURE
11 DIM RNC(13):FORP=1TO13:READ D:RNC(P)=D:NEXT P
12 DATA 1.1,2.1,5.1,8.2,2.2,7.3,3
13 DATA 3.9,4.7,5.6,6.8,8.2,10
20 PAPER0:INK3:CLS:PRINT:PRINT:PRINT
30 PRINT "TYPE DE TRANSISTOR UTILISE:TAPEZ S POUR LE SI, ET G POUR LE GE"
40 GETA$
50 IFA$="S" THEN VD=.6:IS=10^-13:UT=26*10^-3:GOTO75
60 IFA$="G" THEN VD=.2:IS=10^-7:UT=26*10^-3:GOTO75
70 IFA$<>"S"OR A$<>"G" THEN GOTO 40
75 PRINT:PRINT:PRINT "VOUS DEVEZ UTILISER LES UNITEES DU SYSTEME INTERNATIONAL":PRINT:PRINT
80 INPUT "DONNEZ LES VALEURS DE E,G,IC":E,G,IC
90 VC=E/2:PRINT:PRINT
100 RC=5*G*E/(11*G+1)*IC:R=RC
110 GOSUB1000:PRINT "VALEUR NORMALISEE DE RC="R:R4=R:PRINT
120 PRINT "VALEUR NORMALISEE DE RE="R/10:R3=R/10:PRINT
130 RB=VD*G/(10*IC)+RC/100*(G+1):R=RB
140 GOSUB1000:PRINT "VALEUR NORMALISEE DE RB="R:R2=R:PRINT
150 RA=G*(E-VD)/(11*IC)-RC*(1+G)/110:R=RA
160 GOSUB1000:PRINT "VALEUR NORMALISEE DE RA="R:R1=R:PRINT
170 PRINT "VOULEZ VOUS LA VALEUR DES POTENTIELS ET DES COURANTS EN DIFFERENTS:"
180 PRINT "POINTS DU CIRCUIT EN TENANT COMPTE DE L'UTILISATION DES VALEURS "
190 PRINT "NORMALISEES DES COMPOSANTS:TAPEZ O POUR OUI ET N POUR NON"
200 GETB$
210 IFB$="O" THEN GOSUB 250:GOTO400
220 IFB$="N" THEN GOTO2000
230 IFB$<>"O"OR B$<>"N" THEN GOTO200
250 REM CALCUL DU POINT DE REPOS AVEC LES VALEURS NORMALISEES
260 ET=E*R2/(R1+R2):RT=R1*R2/(R1+R2):RS=RT+R3*(G+1):IB=ET/RS
270 FOR N=0TO6
280 VB=UT*LN(1B/IS+1)
290 IB=(ET-VB)/RS
300 NEXT N
310 IC=G*IB:VC=E-R4*IC-R3*IB*(G+1)
320 UB=R3*(G+1)*IB+VB
330 PRINT "IB0="INT(10^9*IB)/100"MICRO.A"
340 PRINT "IC0="INT(10^5*IC)/100"MILLI.A"
350 PRINT "VCE0="INT(VC*100)/100"V"
360 PRINT "VBE0="INT(VB*100)/100"V"
370 PRINT "VBM="INT(UB*100)/100"V"
380 RETURN
400 PRINT:PRINT
402 PRINT "VOULEZ VOUS MODIFIER CERTAINS COMPOSANTS:TAPEZ O POUR OUI ET N POUR NON"
420 GETC$
430 IF C$="O" THEN GOSUB1700:GOTO 460
440 IF C$="N" THEN GOTO460
450 IF C$<>"O"OR C$<>"N" THEN GOTO420
460 PRINT:PRINT
462 PRINT "VOULEZ VOUS CALCULER LA VALEUR DES CONDENSATEURS DE DECOUPLAGE 0/N"
465 GETD$
470 IF D$="O" THEN GOSUB 2000:GOTO500
480 IF D$="N" THEN GOTO 500
490 IF D$<>"O"OR D$<>"N" THEN GOTO465
500 END
1000 IF R<.1 THEN R=0:GOTO1200
1040 IFR<1ANDR>=.1 THEN R=10*R:M=.1:GOTO1090
1050 IFR<10 AND R>=1 THEN R=R*M=1:GOTO1090
1060 N=0:REPEAT
1070 R0=R/10:R=R0:N=N+1:M=10^N
1080 UNTIL R<=10
1090 X=1:REPEAT
1100 A=RNC(X):D1=ABS(R-A)
1110 B=RNC(X+1):D2=ABS(R-B)
1120 Y=X+1
1130 UNTIL D2>=D1
    
```



```

1140 R=M*RN(X-1)
1200 RETURN
1700 CLS:PRINT TAB(5)"RAPPEL":PRINT:PRINT
1710 PRINT"RA="R1 RB="R2:PRINT"RE="R3 RC="R4
1720 PRINT:PRINT"VCE0="INT(100*VC)/100: VBE0="INT(100*VB)/100:
1730 PRINT" VBM="INT(100*VB)/100:PRINT:PRINT"IC0="INT(100*IC)/100"
MILLI.A ":
1740 PRINT"IB0="INT(100*IB)/100"MICRO.A
1750 PRINT"VOICI LA LISTE DES VALEURS NORMALISEES DE LA SERIE E12 Q
UE VOUS ":
1760 PRINT"POUVEZ UTILISER ET LEURS MULTIPLES"
1770 P=1:REPEAT
1780 PRINTTAB(P)"*":P=P+1
1790 UNTIL P=12
1795 PRINT
1800 PRINT"SI VCE0 EST TROP PETIT VOUS POUVEZ ESSAYER SOIT:"
1810 PRINT"-DE DIMINUER RC":PRINT"-DE DIMINUER RE":PRINT"-D'AUGMENT
ER RA"
1820 PRINT"INDIQUEZ LES NOUVELLES VALEURS QUE VOUS SOUHAITEZ UTILIS
ER ":
1830 PRINT"SAUS OBLIER DE REPETER LA VALEUR DE CELLES QUE VOUS NE
MODIFIEZ PAS"
1835 PRINT" DONNEZ VOS VALEURS EN OHMS"
1840 INPUT"NOUVELLES VALEURS DE RA,RB,RE,RC":R1,R2,R3,R4
1850 GOSUB250
1860 GOTO400
2000 REM CALCUL DES CONDENSATEURS DE DECOUPLAGE
2004 PRINT:PRINT
2005 INPUT"DONNEZ LA VALEUR DE LA FREQUENCE MINIMALE A TRANSMETTRE
FI":FI
2007 PRINT
2010 PRINT"SUIVANT LE TYPE DE MONTAGE UTILISE,TAPEZ:"PRINT
2020 PRINT"-E POUR EMETTEUR COMMUN":PRINT
2030 PRINT"-B POUR BASE COMMUNE":PRINT
2040 PRINT"-C POUR COLLECTEUR COMMUN":PRINT
2050 GET A$
2060 IF A$="E"THEN ZX=R3:GOTO2100
2070 IF A$="B"THEN ZX=RT:GOTO2100
2080 IF A$="C"THEN ZX=R4:GOTO2100
2090 IF A$<>"E"AND A$<>"B"AND A$<>"C"THEN GOTO2050
2100 REM CALCUL RECD
2110 CD=100/(2*PI*FX*ZX)
2120 R=10*CD*CD:GOSUB1000:CD=R
2130 PRINT"CD="INT(100*CD)/100"MICRO.F"
2140 END

```

Application des méthodes précédentes aux montages à transistors

Certains vont se demander comment il est possible d'appliquer les méthodes utilisées pour des dipôles, sur les composants à 3 pattes que sont les transistors.

Cela est très simple si on ne souhaite pas traiter simultanément dans un programme long et compliqué toutes les classes d'amplification (A, B, C, AB etc...).

Le problème que nous allons résoudre est donc le suivant : le transistor sera supposé travailler en classe A.

Nous fixerons nous même les valeurs des résistances du point de

polarisation de même que celles d'émetteur et de collecteur. Il faudra de plus entrer les valeurs de la tension d'alimentation et l'amplification en courant β (rapport I_c / I_b).

Apparemment il ne reste plus rien à faire à l'ordinateur puisque nous lui donnons toutes les valeurs des composants. Et pourtant le plus gros reste à faire. En effet grâce aux valeurs que nous avons entré, l'ordinateur va calculer les coordonnées du point de repos du transistor.

Etant donné que celui-ci fonctionne en classe A, sa jonction base émetteur est polarisée en direct. C'est donc sur cette fonction que nous allons appliquer l'une des 3 méthodes vues précédemment. La figure 8 montre les transformations successives du montage initial qui conduisent à la forme analysée dans les exemples sur les diodes. Figure 8 b (E_b, R_t) sont les caractéristiques du générateur de Thévenin équiva-

équivalent disposé entre base et masse.

$$E_b = \frac{E \cdot R_B}{R_A + R_B} \text{ et}$$

$$R_t = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B}$$

La résistance d'émetteur parcourue par le courant $I_E = (\beta + 1) I_B$ est équivalente à une résistance disposée dans la base de valeur R_E . $(\beta + 1)$ et traversée par le courant I_B . Par la suite on rassemble les 2 résistances du circuit de base en une seule de valeur $R = R_t + (\beta + 1) R_E$ (figure 8 c).

Lorsque les coordonnées du point de repos (I_B, V_B) seront obtenues, on pourra alors calculer $I_c = \beta \times I_B$

$$V_{CE} = E - R_C \times I_c - R_E (\beta + 1) I_B$$

$$V_{BM} = R_E (\beta + 1) I_B + V_B$$

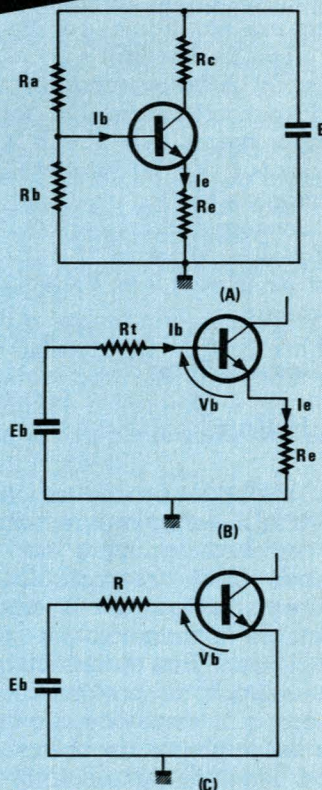
Comme vous pouvez le constater c'est très simple mais il fallait y penser. Le programme qui effectue les calculs précédents utilise la 2^e technique vue pour les diodes. Il n'est d'ailleurs guère plus long que ses prédécesseurs.

Nous avons oté l'affichage des valeurs intermédiaires par contre, nous affichons les résultats en supprimant les décimales inutiles grâce à l'ordre INT() accompagné des unités pour chaque grandeur.

Pour vérifier si les résultats délivrés par l'ordinateur étaient cohé-

Suite page 59

Figure 8



Suite de la page 50

rents (ou plus exactement si notre raisonnement tenait debout car l'ordinateur lui ne se trompe pas) nous avons vérifié expérimentalement sur un montage très simple en prenant les valeurs de composants suivantes $R_A = 1 \text{ M}\Omega$ $R_B = 220 \text{ k}\Omega$ $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$ $R_E = 220 \Omega$ $\beta = 90$ (transistor 2N2222). Nous pouvons vous assurer que les résultats numériques et expérimentaux étaient en parfait accord. Vous pourrez en faire l'expérience vous même.

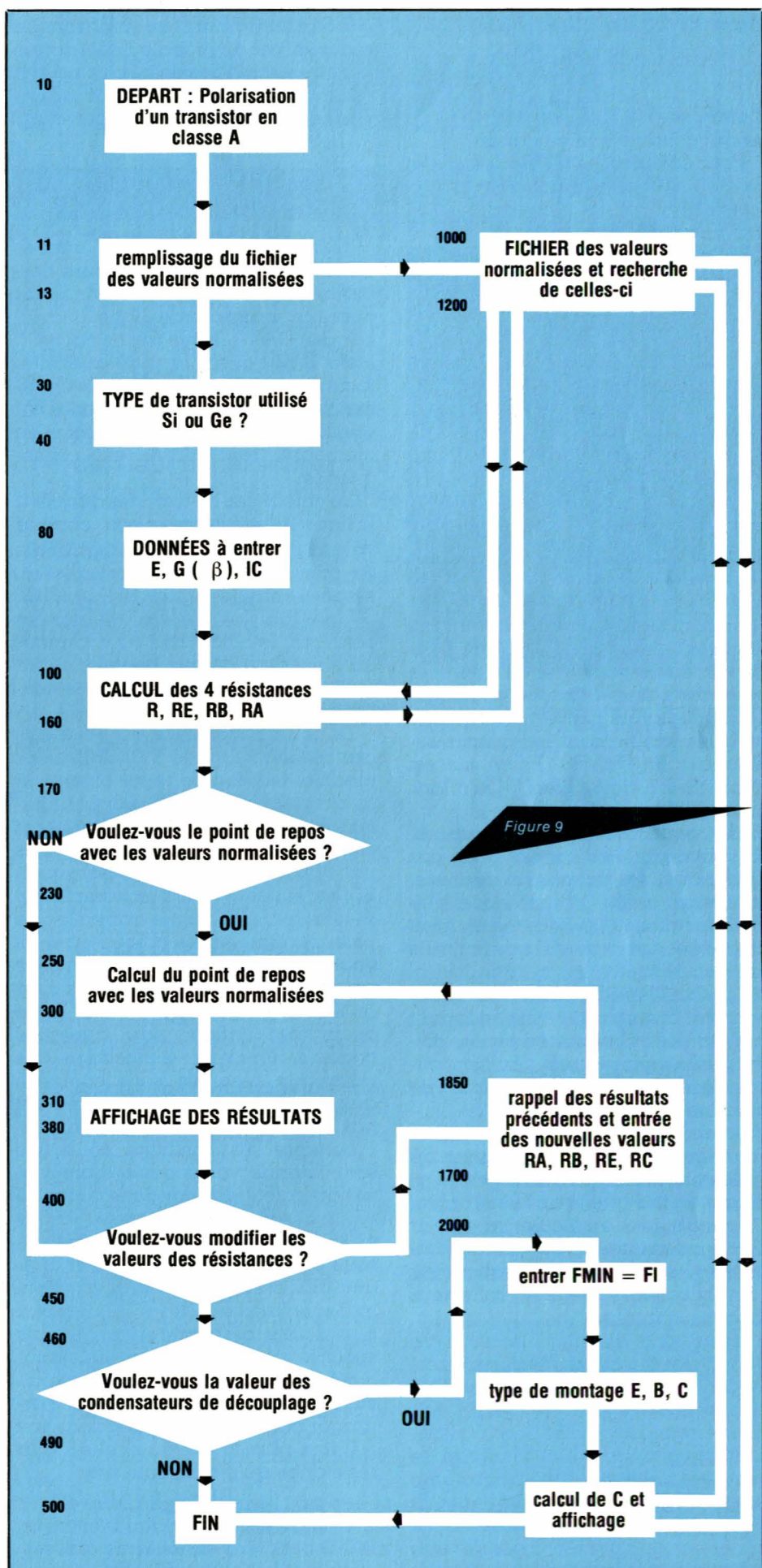
Amélioration du programme : Polarisation d'un transistor

Le programme précédent, s'il est intéressant par certains aspects est cependant un peu restrictif quant à son champ d'application puisqu'il nécessite déjà la connaissance des différents composants entrant dans le montage. Pour un habitué des montages à transistors cela ne pose aucun problème mais pour un débutant cela n'est pas aussi évident quoiqu'il soit toujours possible de partir à l'aveuglette en fixant arbitrairement la valeur des composants. Cela conduira à coup sûr à des résultats du style $V_{CE0} = -115 \text{ V}$ pour un transistor NPN ce qui n'est certes pas rassurant mais aucunement dangereux. Aussi, pour le prochain programme, nos objectifs vont être un peu plus ambitieux. Les seules données que nous devons entrer seront la valeur de la tension d'alimentation E , le courant de collecteur I_C , l'amplification en courant du transistor G (ex β). Nous aurons au préalable indiquée à l'ordinateur si le transistor est un modèle au silicium ou au germanium.

Pour déterminer la valeur des 4 résistances R_A , R_B , R_C , R_E avec ces maigres renseignements, nous avons imposé une valeur de $V_{DE} = E / 2$ ce qui est en accord total avec l'hypothèse « fonctionnement en classe A ». De façon à introduire une stabilisation en température satisfaisante la résistance R_E est prise systématiquement égale à $R_C / 10$. (Ce coefficient $1 / 10^e$ pourra d'ailleurs être modifié par programmation différente).

L'équation de la maille de sortie permet le calcul de I_C

$$E = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \text{ or}$$



$$V_{CE} = E / 2 ; I_E = (\beta + 1) I_B =$$

$$\frac{\beta + 1}{\beta} I_C$$

d'où $R_C = 5 \beta E / (11 \beta + 1)$
ce qui conduit à $R_E = R_C / 10$

Pour calculer les résistances R_A et R_B nous fixons arbitrairement le courant dans R_B . Nous avons choisi $I_{RB} = 10 I_B$.

$$R_B = \frac{V_{BM}}{10 I_B} \text{ soit}$$

$$R_B = \frac{R_E (\beta + 1) I_B + V_{BE0}}{10 I_B}$$

$$= \frac{\beta V_{BE0}}{10 I_C} + \frac{R_C (\beta + 1)}{100}$$

$$R_A = \frac{(E - V_{BM})}{11 I_B}$$

soit après transformation R_A

$$= \frac{\beta (E - V_{BE0})}{11 I_C} - \frac{R_C (\beta + 1)}{110}$$

Nous aurions pu nous limiter à ce type de calcul dans le programme suivant mais pour que cet utilitaire ne reste pas à l'état de prototype nous avons voulu faire mieux que de calculer simplement les quatre résistances R_A , R_B , R_C , R_E ce qui est avouons-le, déjà bien. Qu'allons nous vous proposer ?

1°) le calcul des quatre résistances, en supposant V_{BE0} connu, donc par application des formules ci-dessus et utilisation de la 1^{ère} méthode vue avec les diodes, mais avec en plus affichage des valeurs normalisées des composants.

2°) possibilités d'obtenir les coordonnées du point de repos en tenant compte des valeurs normalisées prises par les composants, par application de la 2^e technique de calcul vue pour les diodes.

3°) possibilité de modifier la valeur des résistances avec visualisation de l'influence sur le point de repos, et ce autant de fois que vous le souhaitez

4°) possibilité de calculer la valeur des condensateurs de découplage suivant le mode d'utilisation de l'amplificateur (émetteur, collecteur ou base commune).

Nous nous sommes limités à ce stade de perfectionnement mais il est évident qu'il serait possible d'aller beaucoup plus loin en faisant calculer l'impédance d'entrée, l'amplification en courant etc. Il suffirait de très peu de lignes de programme supplémentaires pour y parvenir. Si les lecteurs sont intéressés, nous nous ferons un plaisir de donner une suite à ce programme.

L'organigramme du programme réalisant ces divers calculs est donné à la figure 9. Chaque étape est accompagnée des N° de lignes ce qui permet une analyse plus aisée.

Analyse du programme

Toutes les données sont entrées par l'ordre INPUT. Les valeurs normalisées sont mises en mémoire au début du programme (ligne 11 à 13) par des DATA. Nous avons choisi la série E 12 qui est la plus courante, mais il est toujours possible de changer de série en modifiant l'ordre DIM qui détermine la taille du fichier et en modifiant les DATA en conséquence.

Le calcul des résistances débute à la ligne 100 et fait appel pour chaque valeur trouvée au sous programme de calcul des valeurs normalisées, disposé entre les lignes 1000 et 1200.

Une fois les quatre résistances connues, le calcul des coordonnées du point de repos peut ou non débiter (lignes 250 à 300) si vous le souhaitez.

Dans l'affirmative, il y a affichage des résultats (lignes 310, 380). Pour modifier le point de repos obtenu, si ce dernier ne vous satisfait pas totalement, un nouveau calcul utilisant des valeurs de résistances modifiées par vous même peut être entrepris. Si c'est le cas le sous programme qui débute en 1700 vous rappelle les valeurs numériques précédentes, et vous invite à choisir de nouvelles valeurs (normalisées) dans la liste qu'il vous propose (série E 12). Votre choix est guidé par quelques conseils judicieux. L'affichage des nouveaux résultats sera comparé aux précédents puisque l'écran n'est pas effacé entre les 2 opérations.

Lorsque les résultats souhaités sont obtenus, vous pouvez alors passer au calcul des condensateurs de découplage ou vous arrêter (460 à 490). Si le calcul est demandé, le sous programme qui débute à la ligne 2000 est lancé. Vous devez alors indiquer la valeur de la fréquence la plus faible à transmettre (FI) puis spécifier le type de montage souhaité EC, BC ou CC. La base du calcul du condensateur consiste à s'arranger pour que son impédance soit 100 fois plus faible que celle de la résistance qu'il découple soit :

$$\frac{1}{C\Omega} = \frac{R_x}{100} \rightarrow$$

$$C = 1/100 R_x \Omega$$

$$C = 1/2 \pi \cdot R_x \cdot FI$$

La valeur donnée pour C est prise elle aussi dans la liste des valeurs normalisées.

Le calcul termine le programme dans son état actuel (ligne 500).

Complément : technique de recherche de la valeur normalisée

Les valeurs normalisées entrées en fichier sont celles allant de 1 à 10 les autres se déduisant par multiplication par 10^n . Lorsque une valeur de résistance est trouvée, celle-ci est alors divisée un certain nombre M de fois par 10 de telle façon que sa mantisse soit située dans l'intervalle 1-10. Il suffit alors de calculer les écarts successifs entre cette mantisse et 2 valeurs consécutives de la liste des valeurs normalisées en commençant par la plus faible soit :

$$D_1 = \text{ABS}(R - R_{N1})$$

$$\text{et } D_2 = \text{ABS}(R - R_{N2}).$$

Tant que D_2 reste inférieur à D_1 la valeur normalisée n'est pas atteinte mais dès que $D_2 > D_1$, la valeur recherchée a été dépassée il ne reste plus qu'à afficher la valeur R_N correspondant au minimum de la fonction D après multiplication par 10^M . Notons que pour les valeurs de R inférieures à $0,1 \Omega$ le calcul n'est pas entrepris la valeur affichée sera 0 dans ce cas.

La recherche du minimum de la fonction D est obtenu par une boucle du type REPEAT UNTIL ($D_2 > D_1$).

Conclusion provisoire

Nous espérons que ce type d'aide à la conception de vos montages électroniques vous aura plu et vous évitera maintenant des calculs longs, répétitifs et parfois fastidieux. Il vous sera très facile de constater expérimentalement que les bases de calculs sont bonnes puisque les écarts entre théorie et réalité sont insignifiants.

Dans un prochain article nous vous indiquerons comment il est possible d'étudier le comportement de circuits linéaires (circuits RC ou RL) en régime transitoire. La visualisation de la réponse de ces circuits étant impossible à obtenir sur un oscilloscope ordinaire vous verrez là un avantage supplémentaire de l'ordinateur.

F. JONGBLOET

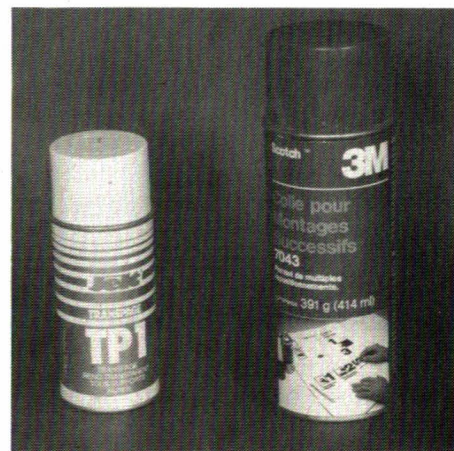
Votre imprimante et les circuits imprimés

Dans le domaine professionnel, il n'est pas rare que le tracé des circuits imprimés les plus complexes soit entièrement pris en charge par un système informatique : on parle alors de conception assistée par ordinateur ou C.A.O.

En milieu amateur, il serait parfaitement irréaliste d'envisager une telle pénétration de l'informatique : les logiciels nécessaires à un traitement intégral sur ordinateur dépasseraient de loin (pour le moment du moins !) le budget et les disponibilités mémoire du simple particulier.

Au vu des performances des petits ordinateurs actuels, on peut cependant songer à une informatisation **partielle** et cette tâche délicate qu'est le dessin de circuits imprimés.

Même une imprimante très courante peut, dans certaines conditions, remplacer avantageusement un matériel de dessin plus classique, grâce au logiciel que nous publions ici ; écrit en BASICODE, il fonctionnera sur votre ordinateur habituel équipé d'une imprimante GP 100 SEIKOSHA ou équivalente.



Ces deux produits en bombes vous permettront de réaliser sur papier ordinaire des motifs adhésifs et aussi translucides que du calque, au pas de 2,54 évidemment !

Les besoins de l'amateur

Mis à part le cas particulier que représente la gravure de circuits imprimés dont le tracé est publié dans une revue ou un livre, l'amateur jouit d'une totale liberté pour dessiner ses originaux.

Contrairement au professionnel, il n'a pas à se soucier de formats normalisés de cartes, ou de contraintes d'implantation liées aux techniques d'insertion automatique des composants. Il peut donc souvent faire appel à des procédés de dessin moins fins que le concepteur industriel.

Cependant, avec la généralisation des microprocesseurs, mémoires, et autres circuits intégrés complexes, il doit de plus en plus souvent se débattre avec des tracés très denses, en simple et double face.

Le dessin à l'échelle 2 implique une réduction photographique pour laquelle l'équipement n'est pas forcément disponible, tandis que l'achat de motifs pré-dessinés de toutes sortes (boîtiers DIL, connecteurs, bus, etc.) finit par coûter fort cher. Exceptionnellement doué pour toutes les tâches répétitives et fastidieuses, l'ordinateur peut apporter à

ce problème une solution originale, pourvu qu'il soit connecté à une imprimante possédant un mode graphique (matrice adressable point par point). Nous nous intéresserons plus particulièrement ici à la GP 100 A SEIKOSHA, très répandue chez nos lecteurs, et dont les caractéristiques conviennent très bien à ce type d'application.

Côté logiciel, la programmation en BASICODE (BASIC universel diffusé par la radio néerlandaise NOS) permettra l'emploi de pratiquement n'importe quel ordinateur existant ou à venir.

Naissance d'une idée

Il est toujours instructif d'étudier un peu en détail les caractéristiques du matériel dont on dispose.

Chacun sait que l'imprimante GP 100 A SEIKOSHA (comme la plupart des machines « papier ordinaire » d'amateur) est une 80 colonnes.

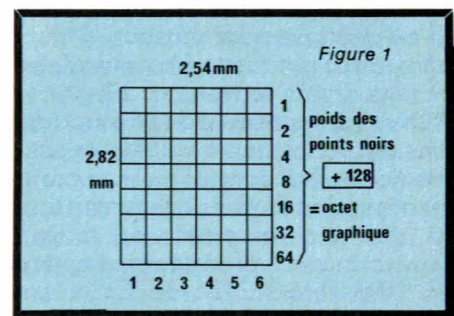
Ce que l'on sait moins, c'est que la densité d'impression horizontale est de dix caractères par pouce. Cela signifie pourtant que chaque caracté-

rière occupe exactement 2,54 mm en largeur, soit exactement un carreau de la grille bien connue des concepteurs de circuits imprimés.

En mode graphique (appelé par un simple code de contrôle CHR\$(8)), chaque caractère est défini par une matrice de six points horizontaux sur sept points verticaux, tous adressables séparément par logiciel, conformément à la figure 1.

La résolution est donc de l'ordre de quatre dixièmes de millimètre, ce qui coïncide à peu près avec la largeur limite des pistes cuivrées reproductibles par un bon amateur.

Une telle imprimante pourrait donc en principe se charger du dessin complet d'un circuit imprimé « amateur », mais on imagine la complexité du logiciel nécessaire !



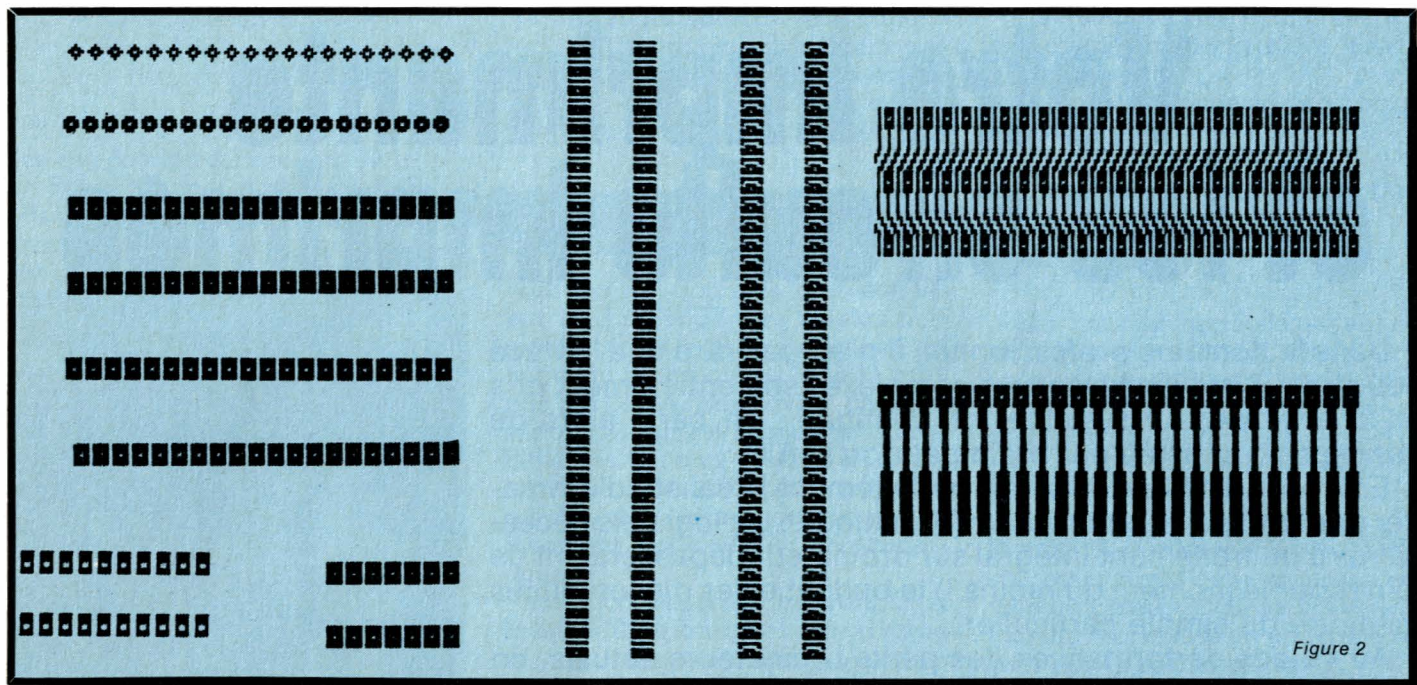


Figure 2

A vrai dire, rien ne vaut la bande adhésive et le cutter pour tracer les pistes les plus courantes.

Par contre, on apprécierait de disposer d'un moyen rapide et précis permettant de dessiner les motifs répétitifs que sont, notamment, les boîtiers DIL de six à quarante broches et plus, les connecteurs de toutes tailles, et les bus qui serpentent jusqu'entre les pastilles des circuits intégrés.

Eh bien, ce moyen existe : tous les exemples réunis à la **figure 2** ont été dessinés en quelques minutes sur une GP 100 grâce au logiciel BASICODE publié dans cet article.

Une qualité graphique très supérieure à la normale a pu être obtenue au moyen de passages multiples de la tête d'impression, d'où un encrage très gras, même avec un ruban plus tout neuf. Oui, c'est possible même sur une imprimante aussi simple que la GP 100, et uniquement par programmation !

La **figure 3** montre d'ailleurs les résultats obtenus avec 1, 2, 3 et 4 encrages successifs (mais on peut faire bien plus encore).

L'impression se fait bien évidemment sur papier blanc. Pour passer de ce document au masque d'insolation de la plaquette photosensible, il existe divers moyens.

Le document issu de l'imprimante peut être photocopié sur film plastique (toutes les bonnes photocopieuses acceptent de genre de matériau), ou rendu transluide au moyen d'une bombe appropriée (par exemple TRANSPAGE TP1 de JELT Electronique).

Les éléments de circuit ainsi obtenus pourront alors être montés sur support calque ou mylar, puis complétés de façon traditionnelle par des bandes adhésives.

Cet assemblage se fera à l'aide d'un **adhésif repositionnable**, lui aussi disponible en atomiseurs (référence 7043 chez 3M, en vente chez les fournisseurs pour artistes).

Une autre approche pourrait consister à exécuter l'ensemble du dessin sur papier blanc, puis à le photocopier (ou le cliquer en laboratoire photo) en entier.

Dans les deux cas, un réglage bien contrasté de l'appareil de reproduction fera disparaître le « grain » imputable à la structure matricielle de l'impression, déjà fort atténué par les encrages multiples.

Passons à la pratique

Le logiciel de composition de symboles pour circuits imprimés de la **figure 4** est écrit en BASICODE. Il ne peut donc pas fonctionner seul puisqu'il ne s'agit que de la partie du programme commune aux ordinateurs de toutes les marques.

Un complément est nécessaire qui, lui, devra être écrit une fois pour toutes pour chaque type d'ordinateur devant être « converti » au BASICODE.

Ce complément doit comporter, dans notre cas, au minimum les routines normalisées BASICODE suivantes : le « chapeau » d'initialisa-

tion, GOSUB 110, GOSUB 200, GOSUB 210, et GOSUB 350.

Vous trouverez ces routines, écrites pour les ordinateurs les plus répandus chez nos lecteurs, aux **figures 5 à 10**.

A vous de les entrer au clavier, toutes les six, avant de frapper le logiciel principal de la **figure 4**.

Par exemple, si vous possédez un SPECTRUM, c'est le jeu de lignes de la **figure 11** qu'il vous faudra placer en tête de la **figure 4**.

Dans le cas particulier du SPECTRUM, une petite adaptation devra en plus être opérée : cette machine n'accepte pas les noms de variables IN\$ et SR\$ pourtant obligatoires en BASICODE.

Lors de la frappe, vous remplacerez donc par des espaces tous les N de IN\$ et tous les R de SR\$.

Ne craignez pas d'en oublier, l'ordinateur vous le signalerait immédiatement en refusant la ligne fautive.

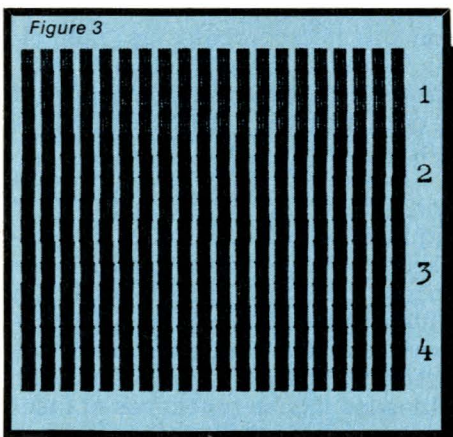


Figure 3


```

1000 LET A=100: GO TO 20: REM ***** CI GP 100 *****
1001 GO TO 1010
1010 GO SUB 100
1020 FOR F=1 TO 7
1030 PRINT "....."
1040 NEXT F
1050 PRINT : PRINT
1060 PRINT "1 POUR NOIR, 0 POUR BLANC"
1070 DIM G(7,6)
1080 LET HO=0: LET VE=0: GO SUB 110
1090 LET L=1: LET C=1
1100 GO SUB 210
1110 LET K=VAL (IN$)
1120 IF K=1 THEN PRINT "*": GO TO 1200
1130 IF K=0 THEN PRINT " ": GO TO 1200
1140 GO TO 1100
1200 LET G(L,C)=K
1210 LET HO=HO+1
1220 IF HO>=6 THEN LET HO=0: LET VE=VE+1
1230 IF VE>=7 THEN GO TO 2000
1240 LET L=VE+1: LET C=HO+1
1250 GO SUB 110: GO TO 1100
2000 GO SUB 100
2010 FOR L=1 TO 7
2020 FOR C=1 TO 6
2030 IF G(L,C)=1 THEN PRINT "*"
2040 IF G(L,C)=0 THEN PRINT " "
2050 NEXT C: PRINT
2060 NEXT L: PRINT
2070 PRINT "CORRECT ? O/N"
2080 GO SUB 210: LET A$=IN$
2090 IF A$="N" OR A$="n" THEN RUN
2100 IF A$="O" OR A$="o" THEN GO TO 2160
2110 GO TO 2080
2160 PRINT "==== BON A TIRER ====="
2170 PRINT "NB DE REPETITIONS HORIZONTALES:"
2180 INPUT RH: PRINT RH
2190 PRINT "NB DE REPETITIONS VERTICALES:"
2200 INPUT RV: PRINT RV
2210 PRINT "NB DE LIGNES DE SEPARATION:"
2220 INPUT SP: PRINT SP
2230 PRINT "NB DE PASSAGES DE LA TETE:"
2240 INPUT PT: PRINT PT
2250 LET SR$=CHR$(8): GO SUB 350
2260 LET P$=""
2270 FOR C=1 TO 6
2280 LET P=128+G(1,C)+2*G(2,C)+4*G(3,C)
2290 LET P=P+8*G(4,C)+16*G(5,C)+32*G(6,C)+64*G(7,C)
2300 LET P$=P$+CHR$(P)
2310 NEXT C
2400 FOR N=1 TO RV
2410 FOR F=1 TO PT
2420 FOR G=1 TO RH
2430 LET SR$=P$: GO SUB 350
2440 NEXT G
2450 LET SR$=CHR$(13): GO SUB 350
2460 NEXT F
2470 FOR I=1 TO SP+1
2480 LET SR$=CHR$(10): GO SUB 350
2490 NEXT I
2500 NEXT N: GO SUB 100
2510 PRINT : PRINT "MEME MOTIF ? O/N"
2520 GO SUB 210: LET A$=IN$
2530 IF A$="O" OR A$="o" THEN GO TO 2000
2540 RUN
2550 REM NOS BASICODE 2
2560 REM COPYRIGHT 1985
2570 REM PATRICK GUEULLE

```

Figure 4

En présence d'ordinateurs ORIC, il faudra corriger un petit défaut de naissance de ces machines, en ajoutant la ligne suivante :

2435 PRINT

Oubliez-la, et vous assisterez à de curieuses choses !

À ces exceptions près, le logiciel complet, « personnalisé », doit fonctionner sans problème sur toute machine convertie au BASICODE soit au moyen des routines fournies ici, soit grâce à une cassette BASICODE en provenance de la NOS ou de la BBC (attention, une erreur s'est glissée dans la routine GOSUB 350 pour SPECTRUM et ZX 81 fournie par la NOS : se reporter à notre figure 10 pour la corriger).

Avant de lancer l'ensemble par un simple RUN, il vous faudra peut-être « configurer » votre interface d'imprimante, notamment en présence d'un SPECTRUM.

Reportez vous au manuel de cet accessoire, et faites les manœuvres empêchant que ne soient développés les « tokens », c'est-à-dire les codes ASCII représentant des mots-clé du BASIC.

Sur l'interface KEMPSTON modèle E, par exemple, il faut faire :

COPY : REM CHR\$ 0

En l'absence d'instructions sur ce point, il n'y a probablement rien à faire de particulier.

Dès le lancement du programme se noue un dialogue dont la figure 12 retrace les principales étapes.

La matrice d'un caractère est d'abord visualisée sous la forme de points, dont chacun sera « exploré » tout à tour, colonne après colonne, ligne après ligne. À vous de préciser si ce point devra être imprimé en noir (presser 1) ou en blanc (presser 0). L'avance est automatique, vous n'avez pas d'autre touche à actionner que 1 ou 0.

Si vous vous trompez, ne cherchez pas à corriger : allez jusqu'au bout et répondez non (N) lorsque la machine vous demande si le motif qu'elle vient de mémoriser est correct. On recommence ! Une fois le « bon à tirer » donné, il vous faudra préciser combien de fois vous souhaitez que le motif soit répété sur une même horizontale (minimum 1 fois, maximum 80 fois).

Dans le sens vertical, c'est un peu plus compliqué : vous pouvez abouter autant de lignes identiques que vous le voulez, mais il est possible de demander l'introduction de lignes de séparation.

Pour construire un connecteur, par exemple, on enchaînera deux,


```

00 REM **** SPECTRUM ****
10 RUN 1000
20 GO TO 1010
00 REM **** ZX 81 ****
10 RUN 1000
20 GOTO 1010
00 REM **** DRAGON ****
10 GOTO 1000
20 CLEAR A : GOTO 1010
00 REM **** ORIC 1 ****
10 POKE #26A,35
20 GOTO 1010
00 REM **** ATMOS ****
10 POKE #26A,35
20 GOTO 1010
00 REM **** APPLE II et IIe ****
10 GOTO 1000
20 GOTO 1010
00 REM **** THOMSON T07 ****
10 COLOR 0 : GOTO 1000
20 CLEAR A : GOTO 1010

```

Figure 5

```

000 REM **** SPECTRUM ****
110 IF HO>31 OR HO<0 THEN RETURN
112 IF VE>21 OR VE<0 THEN RETURN
114 PRINT AT VE,HO; : RETURN
000 REM **** ZX 81 ****
110 IF HO>31 OR HO<0 THEN RETURN
112 IF VE>21 OR VE<0 THEN RETURN
114 PRINT AT VE,HO;
116 RETURN
000 REM **** DRAGON ****
110 OH=FIX(HO) : OV=FIX(VE)
112 IF OH>31 OR OH<0 THEN RETURN
114 IF OV>15 OR OV<0 THEN RETURN
116 PRINT @ OV*32+OH, " "; : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
110 IF HO>39 OR HO<0 THEN RETURN
112 IF VE>26 OR VE<0 THEN RETURN
114 POKE 616,VE : PRINT
116 POKE 617,HO
118 RETURN
000 REM **** ATMOS ****
110 IF HO>39 OR HO<0 THEN RETURN
112 IF VE>26 OR VE<0 THEN RETURN
114 PRINT @HO,VE;CHR$(0); : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
110 O1=ABS(VE)+1 : IF O1>24 THEN RETURN
112 O2=ABS(HO)+1 : IF O2>40 THEN RETURN
114 VTAB O1 : HTAB O2 : RETURN
000 REM **** THOMSON T07 ****
110 IF HO>39 OR HO<0 THEN RETURN
112 IF VE>24 OR VE<0 THEN RETURN
114 LOCATE HO,VE : RETURN

```

Figure 7

```

000 REM **** SPECTRUM ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ZX 81 ****
100 CLS
102 RETURN
000 REM **** DRAGON ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
100 HOME : RETURN
000 REM **** THOMSON T07 ****
100 CLS : RETURN

```

Figure 6

```

000 REM **** SPECTRUM ****
200 LET IN$=INKEY$ : RETURN
202 REM Pour execution sur SPECTRUM,
204 REM changer IN$ en I $
000 REM **** ZX 81 ****
200 LET IN$=INKEY$
202 RETURN
204 REM Pour execution sur ZX 81,
206 REM changer IN$ en I $
000 REM **** DRAGON ****
200 LET IN$=INKEY$ : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
200 IN$=KEY$ : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
200 IN$=KEY$ : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
200 IN$=""
202 IF PEEK(49152)<128 THEN RETURN
204 REM necessite la routine 210
000 REM **** THOMSON T07 ****
200 IN$=INKEY$ : RETURN

```

Figure 8

```

000 REM **** SPECTRUM ****
210 IF INKEY$<>"" THEN GO TO 210
212 IF INKEY$="" THEN GO TO 212
214 GO TO 200
216 REM necessite la routine 200
000 REM **** ZX 81 ****
210 IF INKEY$<>"" THEN GO TO 210
212 IF INKEY$="" THEN GO TO 212
214 GO TO 200
216 REM necessite la routine 200
000 REM **** DRAGON ****
210 IN$=INKEY$
212 IF IN$="" THEN 210 ELSE RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
210 GET IN$ : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
210 GET IN$ : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
210 GET IN$ : RETURN
000 REM **** THOMSON T07 ****
210 IN$=INKEY$
212 IF LEN(IN$)=0 THEN 210
214 RETURN

```

Figure 9

L'utilisation de TRANSPAGE sur le papier habituel de votre imprimante GP 100 lui confère une transparence très suffisante pour la plupart des opérations de photographie.

```

PRINT CHR$(8)
NS=CHR$(255)
TS=CHR$(247)
BS=CHR$(128)
PS=NS+NS+TS+NS+NS+BS
FOR G=1 TO 2
FOR F=1 TO 40
PRINT PS;PRINT NEXT
PRINT CHR$(13);

```



```
000 REM **** SPECTRUM ****
350 LPRINT SR$; : RETURN
352 REM Pour execution sur SPECTRUM,
354 REM changer SR$ en S $
000 REM **** ZX 81 ****
350 LPRINT SR$;
352 RETURN
354 REM Pour execution sur ZX 81,
356 REM changer SR$ en S $
000 REM **** DRAGON ****
350 PRINT #-2,SR$; : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
350 LPRINT SR$; : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
350 LPRINT SR$; : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
350 PR#1 : PRINT SR$;
352 PR#0 : RETURN
000 REM **** THOMSON TO7 ****
350 REM selon systeme disponible
```

Figure 10

```
10 RUN 1000
20 GO TO 1010
100 CLS : RETURN
110 IF HO>31 OR HO<0 THEN RETURN
112 IF VE>21 OR VE<0 THEN RETURN
114 PRINT AT VE,HO; : RETURN
200 LET IN$=INKEY$; : RETURN
210 IF INKEY$(">") THEN GO TO 210
212 IF INKEY$="" THEN GO TO 212
214 GO TO 200
350 LPRINT SR$; : RETURN
```

Figure 11

```
*****
*****
*****
```

1 POUR NOIR, 0 POUR BLANC

```
*****      *****      . . . . .
*****      *****      . . . . .
*****      *****      . . . . .
*****      *****      . . . . .
*****      *****      . . . . .
*****      *****      . . . . .
*****      *****      . . . . .
```

```
CORRECT ? O/N
===== BON A TIRER =====
NB DE REPETITIONS HORIZONTALES:
24
NB DE REPETITIONS VERTICALES:
2
NB DE LIGNES DE SEPARATION:
1
NB DE PASSAGES DE LA TETE:
3
```

```
*****
*****
```

Figure 12

trois, ou quatre lignes identiques sans aucune séparation.

Pour un boîtier DIL, par contre, il faudra une ou plusieurs lignes blanches intercalaires, suivant le format.

Des motifs beaucoup plus complexes (voir figure 2) pourront être réalisés en enchaînant, sans lignes de séparation, plusieurs opérations indépendantes. Une sérieuse étude préalable sur papier quadrillé est alors vivement conseillée !

Dernier renseignement demandé par la machine avant d'attaquer l'impression, le nombre de passages de la tête sur chaque ligne, autrement dit l'intensité de l'encrage.

Trois à quatre passages sont normalement suffisants, à moins que le ruban ne soit fort usagé ; il ne vivra d'ailleurs pas très vieux si vous exagérez par trop...

Vous constaterez peut-être un léger halo gris autour de motifs qui n'occuperaient pas toute la hauteur d'impression disponible : lorsque le ruban « bave » de la sorte, on peut soit régler l'imprimante sur un encrage moindre (quitte à passer une ou deux fois de plus), soit passer un léger coup de gomme plastique après séchage complet.

Conclusion

Voici donc une application originale de votre ordinateur habituel et de votre GP 100. Si vous possédez une autre imprimante que celle mentionnée, il ne vous sera pas très difficile de modifier ce logiciel en fonction des données techniques figurant dans le manuel de l'appareil. En fait, vous aurez surtout à tenir compte du codage différent des points de la matrice, et de leur nombre (figure 1). Double encrage et saut de ligne devraient se commander de la même façon (CHR\$ 13 et CHR\$ 10).

Il serait également possible, moyennant des adaptations mineures, de faire fonctionner ce programme à l'échelle 2 pour augmenter la finesse du tracé, après réduction photographique.

Enfin, le même principe pourra être étendu à des techniques autres que le dessin des circuits imprimés, simplement en définissant différemment les motifs graphiques répétés par la machine : des effets fort décoratifs sont très faciles à obtenir, et peuvent enjoliver bien des documents.

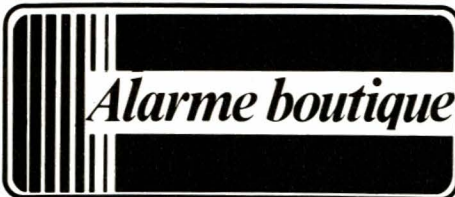
Patrick GUEULLE

POUR APPARTEMENT
SYSTÈME D'ALARME
A MICROPROCESSEUR COMPLET
A PARTIR DE 1900 F TTC

voir article n° 4

ACHETEZ VOTRE SYSTÈME D'ALARME CHEZ

LES SEULS VÉRITABLES PROFESSIONNELS - DIRECT D'USINE.



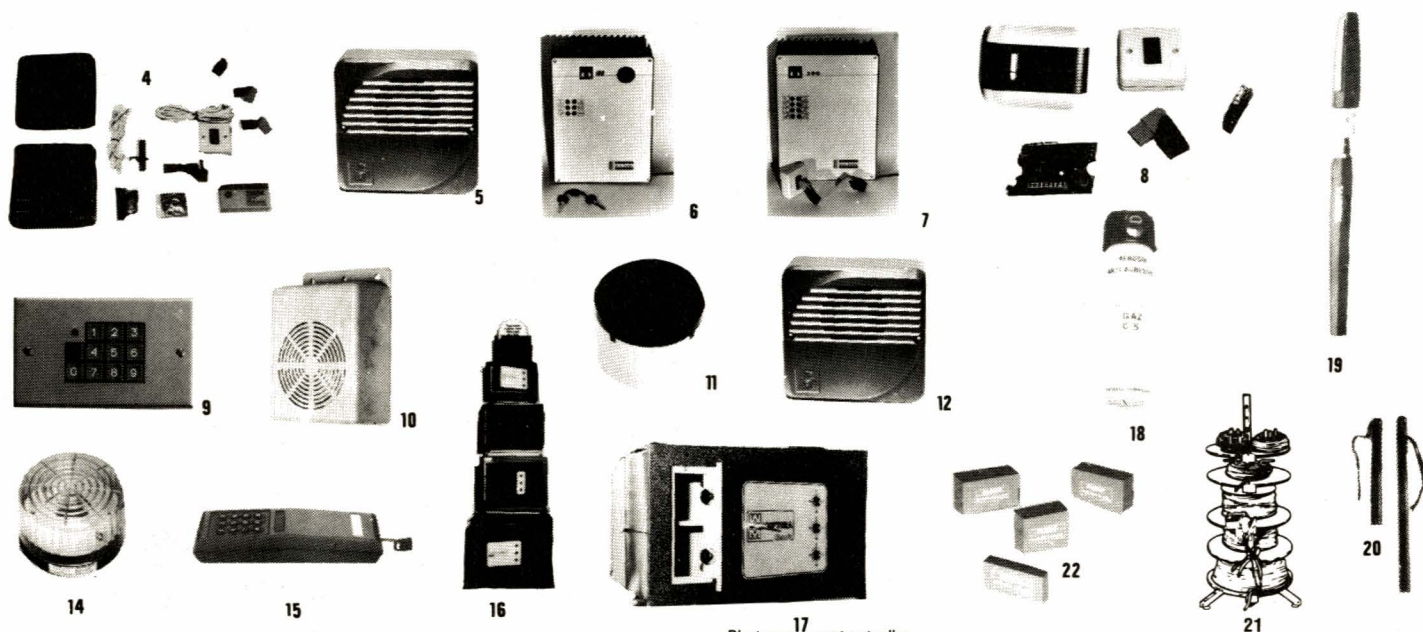
Magasin spécialisé en articles de sécurité

2 ans de garantie pour tout le matériel
PORT GRATUIT pour 2000 Frs d'achat
QUALITÉ INDUSTRIELLE
SANS CONCURRENCE

POUR VOTRE SÉCURITÉ

Alarme-boutique garantit
la **qualité industrielle**
de ses électroniques
grâce à un **contrôle**
informatisé de
la **production**

- Qualité - fiabilité
- Prix professionnels
- Assistance
- sécurité
- conseil
- Choix



Photos non contractuelles

	PRIX	PORT
① Réf. AB 306 — Détecteur d'intrusion piezo-électrique volumétrique à ondes stationnaires miniatures. Analyse du signal très sophistiquée. Portée 6 m.	670 F	20F
② Réf. AB 230 — Radar hyperfréquence. Détecte le mouvement d'un corps humain dans une pièce. Portée 25 m. Rapport signal / bruit exceptionnel. Appareil normalement utilisé pour la sécurité bancaire.	1340 F	45F
③ Réf. AB 115 — Détecteur de rayonnement infra-rouge. Portée 15 m. Détecte la chaleur rayonnée par un corps humain. Très simple à installer. Pas de réglages. Promotion.	690 F	30F
④ Réf. AB 1000 — Coffret d'installation extraordinaire comprenant : centrale à microprocesseur en boîtier alu moulé, très esthétique et de dimensions réduites, intégrant une sirène piézo 120 dB; le chargeur, la batterie et le décodage de la clé électronique de mise en service. Plus 3 clés électroniques. Plus détecteur analogique de tentative d'effraction de la porte. Livret de montage très complet et très clair avec de nombreuses illustrations. Ce système est extensible - voir ①	1950 F	50F
⑤ Réf. 409 — Coffret chargeur avec batterie. Adjoint au kit du ④ permet d'étendre l'installation avec tous les types de radars, sirènes supplémentaires, etc... Prix avec batterie.	890 F	45F
⑥ Réf. AB 100 — Centrale professionnelle à 3 entrées pour appartements, pavillons, etc... Permet le branchement de tous détecteurs, toutes sirènes. 6 pieds de contrôle. Centrale permettant la télé-surveillance. Centrale complète avec chargeur.	1420 F	50F
⑦ Réf. AB 200 — Centrale professionnelle à 4 entrées et 2 zones sélectionnables à distance par clé électronique (1 zone de détection périmétrique, 2 zones volumétriques). Le nec plus ultra de l'alarme. Pour appartements, pavillons, magasins, bureaux, etc... Complète avec chargeur. Promotion.	1800F	60F
⑧ Réf. 456 — Enfin disponible pour le particulier : Contrôle d'accès électronique complet avec 3 clés et électronique de décodage fournissant un contact sec, pour mise en service de systèmes d'alarme, commande de gâche électrique, etc... Clé électronique supplémentaire.	570F 90F	30F 5F

	PRIX	PORT
⑨ Réf. 542-80642 — Clavier professionnel. Déclenchement d'alarme facultative lorsque l'on frappe un code erroné. Matériel de très haute qualité et sécurité, auto-protégé à l'arrachement et à l'ouverture.	540 F	35F
⑩ Réf. 10 — Sirène électronique intérieure 15 dB piezo électrique, auto-alimentée auto-protégée.	415 F	10F
⑪ Réf. AB 30 — Sirène d'intérieur hyper-puissante à basse consommation piezo électrique.	310F	10F
⑫ Réf. 686 — Sirène auto-alimentée et auto-protégée étanche de grande puissance. Boîtier alu moulé sous pression. 130 dB. Pour intérieur et extérieur.	670F	45F
⑬ Réf. 14 — Flash d'alarme électronique étanche.	370F	25F
⑭ Modulophone. Très beau design. Marron - bleu - jaune - rouge - blanc - noir. PROMOTION - 10%	NC	20F
⑮ ⑯ Coffres forts à encastrer ou à poser. Toutes tailles. Livraison sur toute la France. A partir de	1000F	
⑰ ⑱ Bombes de self-défense grand choix, tailles différentes à partir de 30 F.		
⑲ Tous câbles téléphoniques et pour l'alarme 1P - 2P - 3P - 5P - 7P - 10P coaxial couleur blanc ou gris.	NC	
⑳ Batteries au plomb gélifié sans entretien pour télécommande et alarme de 1 à 30 AH - ex 6 AH - 12 V.	280F	40F

VENTE PAR CORRESPONDANCE DANS TOUTE LA FRANCE

Règlement par chèque à l'ordre de
FRANCE-DETECTION

Heures d'ouverture : 10h à 12h et 13h30 à 19h
du mardi au samedi

FERME
EN AOÛT

CRÉDIT POSSIBLE (CREG)

FILM
DE
SÉCURITÉ
à 340 F le m.
en 120 de l.

DOCUMENTATION ET PRIX SUR DEMANDE
Contre 3,70 F en timbres

PRIX RÉVISABLES SANS PRÉAVIS

Un technicien se tient gratuitement à votre disposition uniquement sur rendez-vous pour étudier la conception de votre système d'alarme. A l'aide d'un plan des lieux nous vous assurerons une étude professionnelle personnalisée et discrète de votre système que vous monterez vous-même.

Alarme boutique - 17, rue Daniel Stern 75015 Paris - Tél.: (1) 577.84.12 - Métro : Duplex

temps: ⏰ ⏰

difficulté: 🧩 🧩

dépense: 💰 💰

Carte mémoire morte pour micro-ordinateur ORIC

Le micro ordinateur ORIC possède 80 kilo octets de mémoire interne composés de 64 kilo octets de mémoire vive et 16 kilo octets de mémoire morte. Il est équipé d'un micro-processeur 6502 de Rockwell qui ne peut adresser directement que 64 kilo octets de mémoire.

Parmi les 64 kilo octets de mémoire vive que comporte le micro ordinateur ORIC, seuls les 48 premiers kilo sont accessibles, le reste étant masqué par les 16 kilo octets de la Rom Basic.

Il n'est pas possible d'augmenter aisément la capacité mémoire de l'ORIC, mais il est possible de masquer la mémoire interne pour lui substituer la carte mémoire REPRON que nous vous proposons.

Cette carte a une capacité variable de quatre à seize kilo octets de mémoire REPRON. Les mémoires utilisées sont du type 2732 (4 kilo pour 8 bits) de diffusion courante. Elle peut se substituer à la mémoire vive ou à la mémoire morte interne de l'ORIC. Sa capacité, son emplacement et le type de mémoire masquée est programmable par douze interrupteurs.

Synoptique de la carte

La carte se décompose en quatre sous-ensembles (figure 1) :

- Le décodage de l'emplacement de la carte dans l'espace adressable du microprocesseur.
- La sélection de la capacité mémoire.
- La sélection du type de mémoire masquée.
- La ou les REPRON.

Principe utilisé pour le décodage mémoire

Rappel : La capacité adressable par un bus de n bits est égale à 2^n adresses.

Le bus d'adresses de l'ORIC (ou ATMOS) est composé de 16 bits. Son espace adressable est donc de 2^{16} soit 64 kilo octets.

Ces 64 kilo octets sont divisibles en quatre pages de 16 kilo octets. Pour sélectionner une page parmi quatre, il faut 2 bits de bus d'adresse.



Chaque page de 16 kilo octets est divisible en quatre pages de 4 kilo octets. Pour sélectionner une page parmi quatre, il faut 2 bits de bus d'adresse.

Sur notre carte, chaque page de 4 kilo octets est composée par une REPRON 2732. Pour sélectionner un emplacement mémoire dans une REPRON 2732, il faut 12 bits de bus d'adresse.

L'utilisation des bits de bus d'adresse de l'ORIC est récapitulée dans le tableau de la figure 2.

Le décodage de l'emplacement mémoire dans la REPRON est assuré par la REPRON elle-même.

Le décodage des REPRON dans la page de 16 kilo octets et le décodage de l'emplacement de la page de 16 kilo est assuré par un double décodeur un parmi quatre à deux entrées

Figure 1

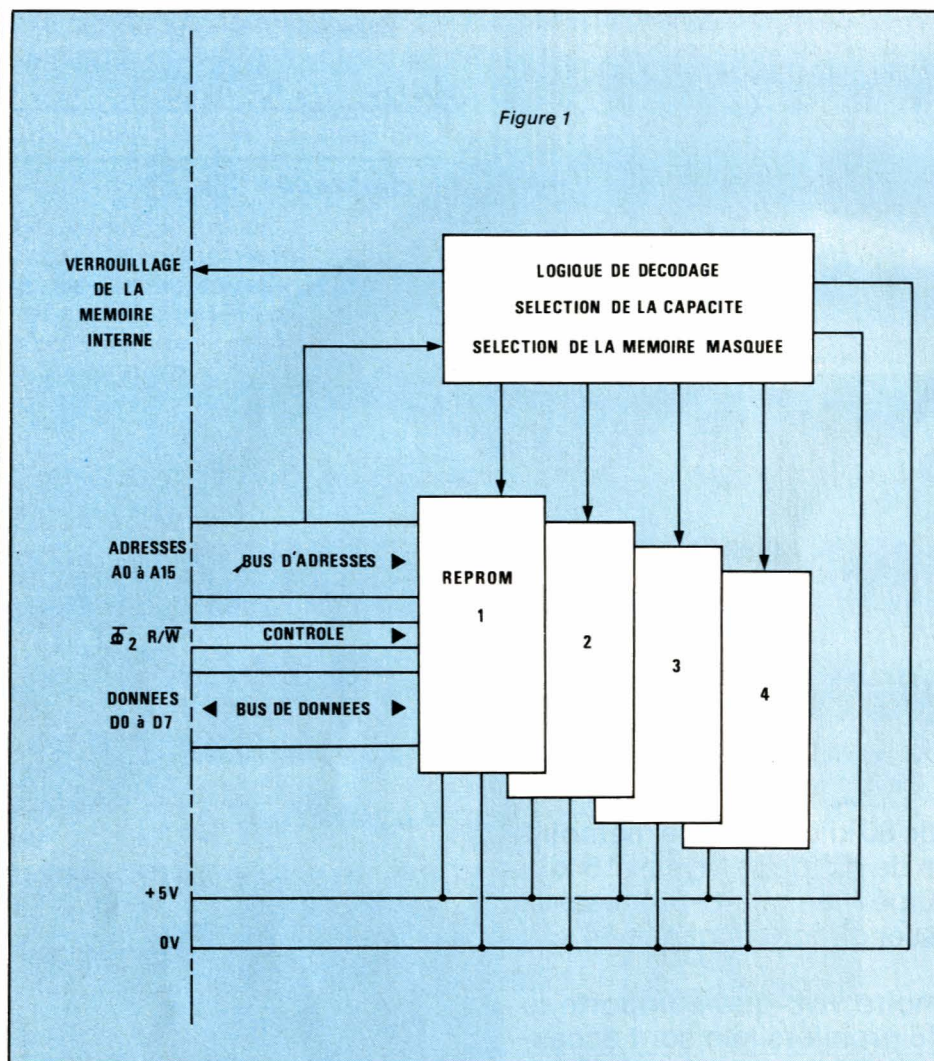


Figure 2

Bits A0 à A11

Décodage de l'emplacement mémoire à l'intérieur des REPROM 2732

Bits A12 et A13

Décodage de l'emplacement des REPROM dans la page de 16 kilo octets.

Bits A14 et A15

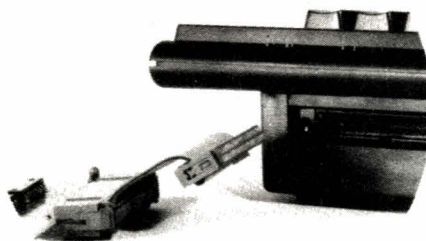
Décodage de l'emplacement de la page de 16 K octets dans l'espace mémoire adressable.

actives à 1 logique, une entrée de validation et quatre sorties décodées actives à 0 logique (voir figure 3).

Schéma de décodage :

On se reportera au schéma théorique de la figure 4.

Un premier décodeur sélectionne une page de 16 kilo octets parmi quatre par les bits d'adresses A 14 et A 15, l'entrée de validation de ce décodeur est ramenée à 0 logique pour être toujours active. Une sortie parmi quatre est sélectionnée par interrupteur pour être appliquée à l'entrée de validation du deuxième décodeur qui, lui, est utilisé pour sélectionner les REPROM.



La sélection de la capacité mémoire est effectuée par six interrupteurs, deux pour sélectionner la capacité de 16 ou 4 kilo octets, et quatre pour sélectionner la REPROM lorsque la carte est utilisée en version 4 kilo octets.

Le signal $\overline{\text{MAP}}$, lorsqu'il est porté à 0 logique permet :

- l'inhibition de la mémoire vive interne entre les adresses 0000 et BFFF ;

- l'inhibition de la ROM Basic et l'accès à la mémoire vive qu'elle masque entre les adresses C000 et FFFF.

Le signal $\overline{\text{ROMDIS}}$ lorsqu'il est porté à 0 logique permet :

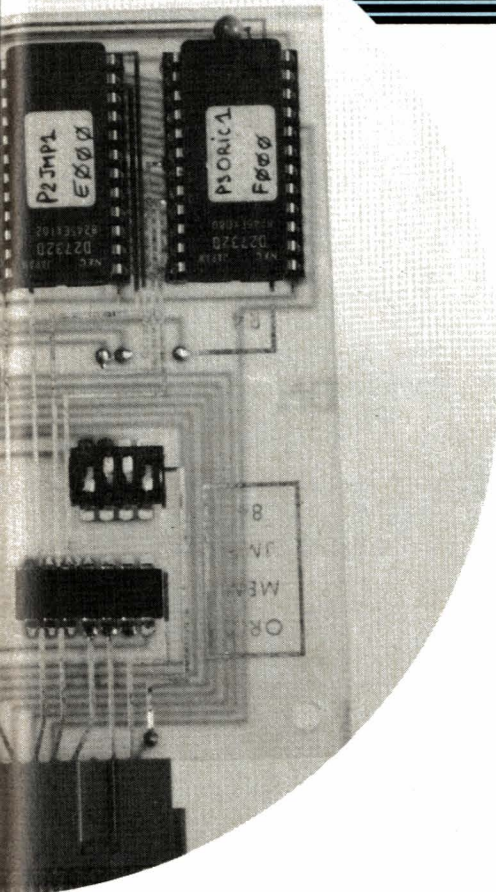
- l'inhibition de la ROM Basic interne.

La figure 5 rappelle le brochage du connecteur entrées/sorties parallèles de l'ORIC.

Les mémoires

Les mémoires 2732 ont une entrée de validation active à 0 logique, un bus d'adresses composé de 12 bits, un bus de données composé de 8 bits, une patte utilisée pour la programmation et deux pour l'alimentation.

Les données venant ou allant vers le microprocesseur ne doivent être validées que pendant la phase deux



de son horloge. Les signaux R / W et $\phi 2$ ont donc été combinés pour pouvoir être appliqués à l'entrée lecture des REPRON.

Sélection de la capacité de la carte

On se reportera au tableau 2.

Adressage de la carte

Sélection de la mémoire masquée

TABLEAU 1

Interrupteur		
B ₂	B ₁	
0	0	Position interdite
0	F	Carte à la place de la vive interne de l'Oric
F	0	Carte à la place de la ROM interne
F	F	Position interdite

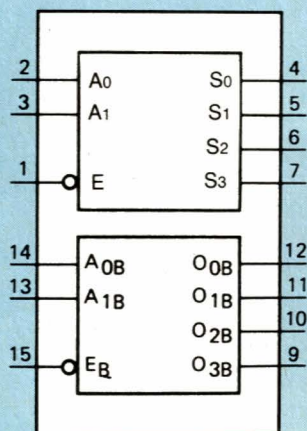
TABLEAU 2

Interrupteur		
B ₄	B ₃	
0	0	Position interdite
0	F	Carte utilisée en 4 kilo octets
F	0	Carte utilisée en 16 kilo octets
F	F	Position interdite

TABLEAU 3

Interrupteur				Adresse du 1 ^{er} octet de la carte
A ₈	A ₇	A ₆	A ₅	
0	0	0	F	0 0 0 0
0	0	F	0	4 0 0 0
0	F	0	0	8 0 0 0
F	0	0	0	C 0 0 0

Figure 3 74 LS 139



A₀ entrée adresse 0
A₁ entrée adresse 1
E validation des entrées
S sorties

TABLE DE VERITE

E	A ₁	A ₀	S ₃	S ₂	S ₁	S ₀
1	X	X	1	1	1	1
0	0	0	1	1	1	0
0	0	1	1	1	0	1
0	1	0	1	0	1	1
0	1	1	0	1	1	1

0 état 0 logique.
1 état 1 logique.
X état 1 ou 0.

Figure 3 - Décodeur 74 LS 139 ou CD 4556B

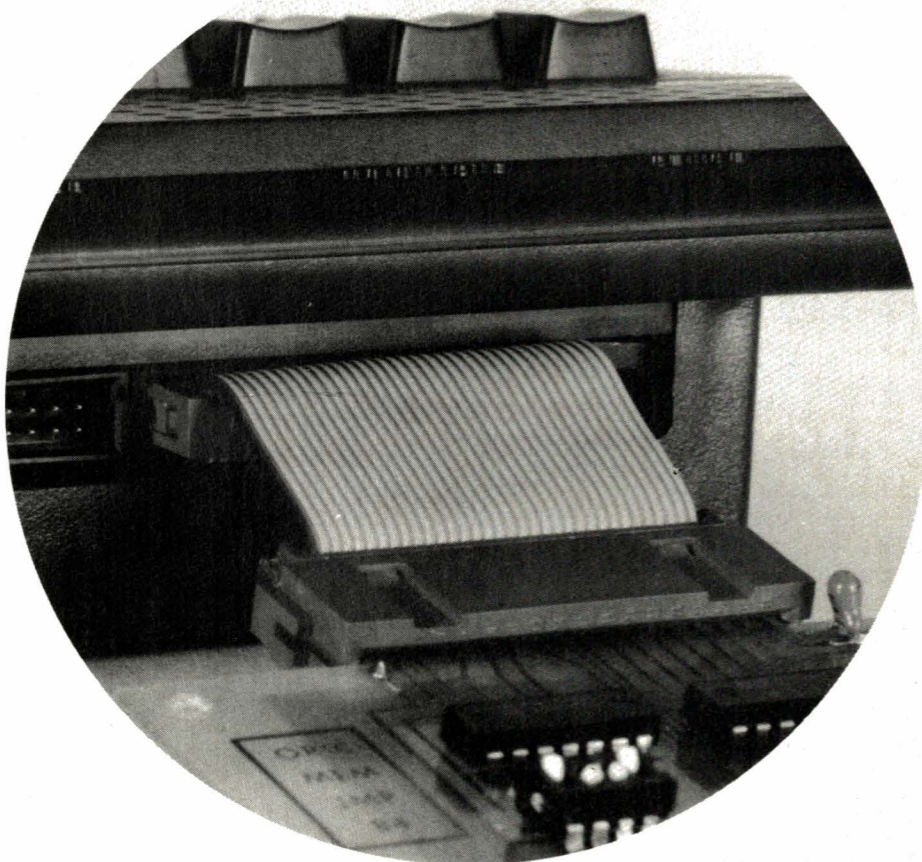
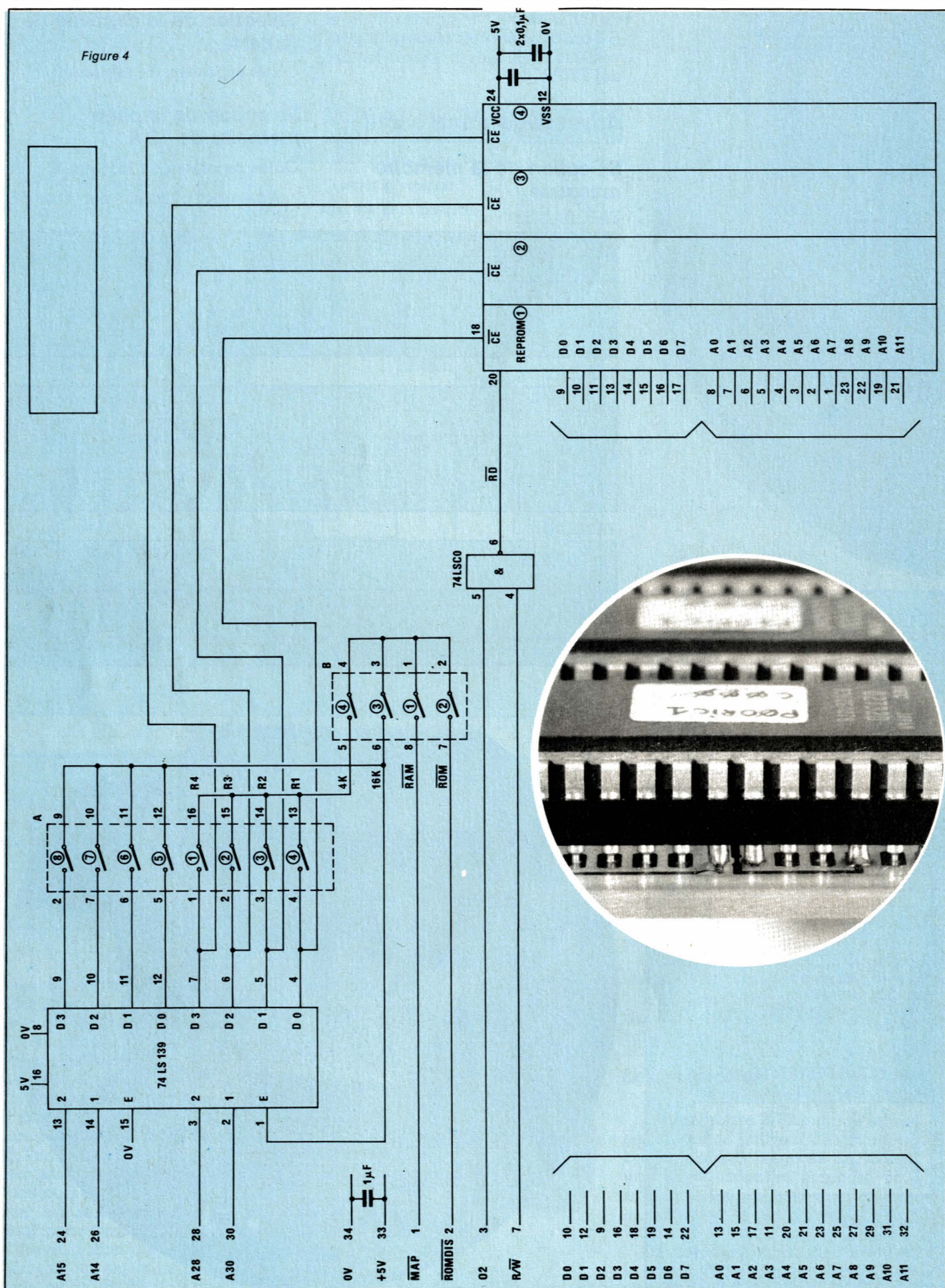


Figure 4



MAP..... inhibition de la mémoire interne (voir texte)
 φ 2..... Phase 2 de l'horloge du micro-processeur
 I/O..... Signal une adresse d'entrée - sortie
 R/W..... 1 = lecture, 0 = écriture

inhibition de la Rom Basic..... 2 ROM DIS
 Reset du micro-processeur..... 4 RST
 Blocage du PIA interne..... 6 I/O contrôle
 Demande d'interruption..... 8 IRQ

9 D₂
 11 A₃
 13 A₀
 15 A₁
 17 A₂
 19 D₅
 21 A₅
 23 A₆
 25 A₇
 27 A₈
 29 A₉
 31 A₁₀
 33 5V

10 D₀
 12 D₁
 14 D₆
 16 D₃
 18 D₄
 20 A₄
 22 D₇
 24 A₁₅
 26 A₁₄
 28 A₁₃
 30 A₁₂
 32 A₁₁
 34 0V

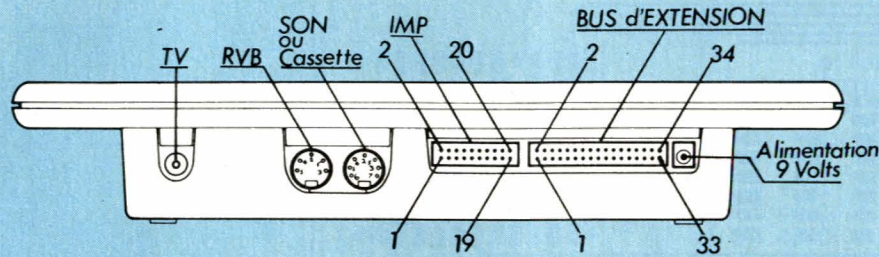


Figure 5 - Connecteur arrière de l'Oric.

- reprom 1, adresses 0000 à 0 FFF ;
- reprom 2, adresses 1000 à 1 FFF ;
- reprom 3, adresses 2000 à 2 FFF ;
- reprom 4, adresses 3000 à 3 FFF.

Pour connaître l'adresse réelle de chaque REPRM, il faut ajouter l'adresse du début de la carte et l'adresse de la REPRM dans la carte.

Sélection de la REPRM pour la carte 4 kilo octets

A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	
0	0	0	F	Reprom 1
0	0	F	0	Reprom 2
0	F	0	0	Reprom 3
F	0	0	0	Reprom 4

Exemple de codage : Carte 4 kilo octets de 6000 à 6FFF.

Les interrupteurs devront être placés comme suit :

A ₁	A ₂	A ₃	A ₄	A ₅	A ₆	A ₇	A ₈
0	F	0	0	0	F	0	0
B ₁	B ₂	B ₃	B ₄				
F	0	F	0				

Réalisation

La réalisation ne pose pas de problème particulier mise à part la confection du circuit imprimé. Etant donné le nombre de pistes à réaliser, il est indispensable de réaliser un circuit imprimé double face. L'auteur a réalisé le prototype de façon artisanale en utilisant des plaques présensibilisées et une boîte à insoler.

Procédé

Dessiner le circuit imprimé avec des transferts sur film polyester quadrillé au pas de 2,54 mm selon les

tracés de la figure 6 de façon à ce que, lors de la projection, les transferts soient en contact avec la partie sensible du circuit ; pour réaliser correctement le centrage des deux faces il faut découper les films polyester à la dimension exacte du circuit imprimé.

La fabrication artisanale ne permet pas de réaliser les trous métallisés. Pour palier ce problème, il faut soit souder les composants directement sur le circuit imprimé conformément au schéma de la figure 7 mais alors le démontage est impossible, soit utiliser des supports type « tulipe ». Ces supports comportent un décollage qui permet leur soudure sur les

deux faces du circuit imprimé (figure 8). Pour le montage des mémoires l'utilisation des supports est obligatoire de façon à permettre leur démontage.

Pour les « transferts » de face ne passant pas par les pattes de composants, utiliser du fil étamé ou des chutes de pattes de résistances.

Le raccordement à l'ORIC est effectué par un câble plat 34 points équipé d'un connecteur femelle à une extrémité et d'un connecteur à lyre à l'autre extrémité. Le sertissage de ces connecteurs peut être effectué avec un étiau - attention ne croisez pas les fils (figure 9).

J.M. Ponté

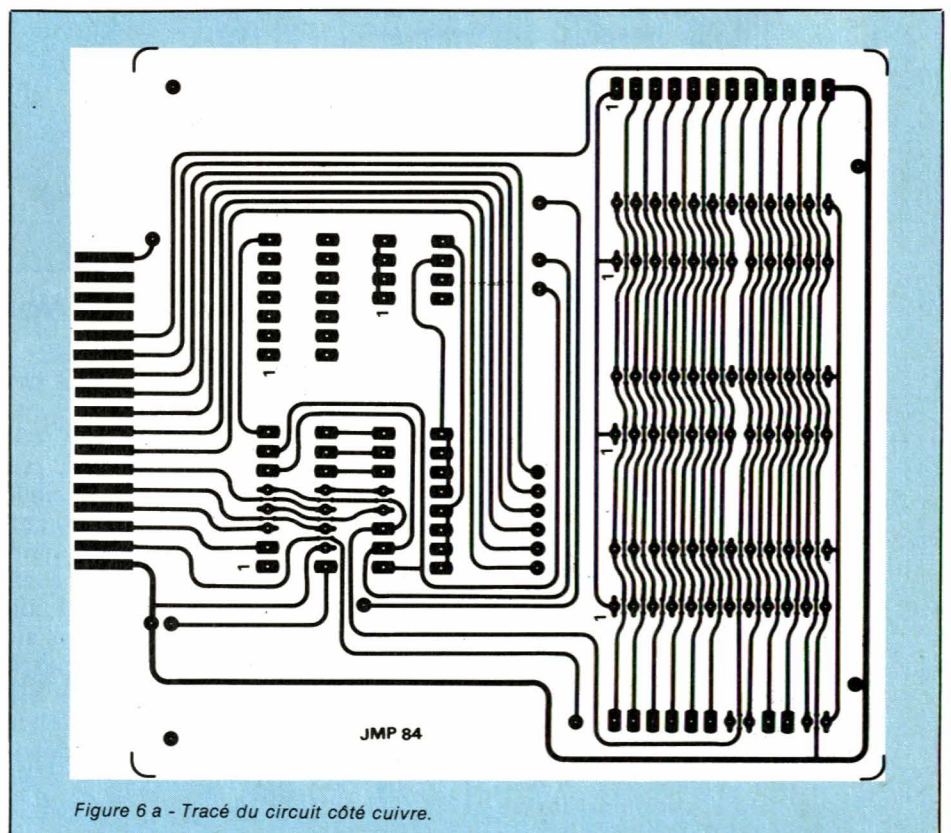


Figure 6 a - Tracé du circuit côté cuivre.

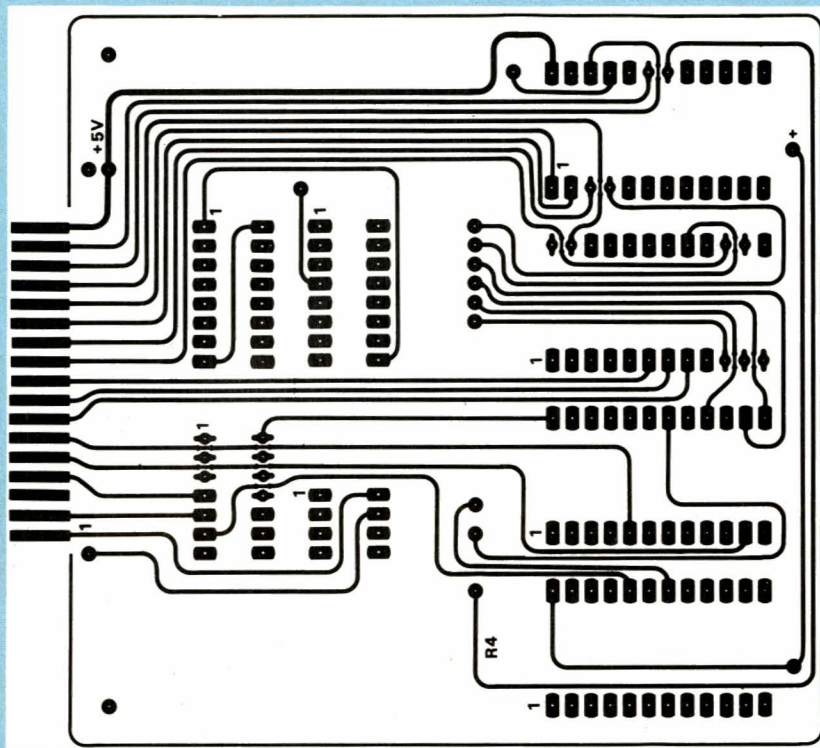


Figure 6 b - Tracé côté composants.

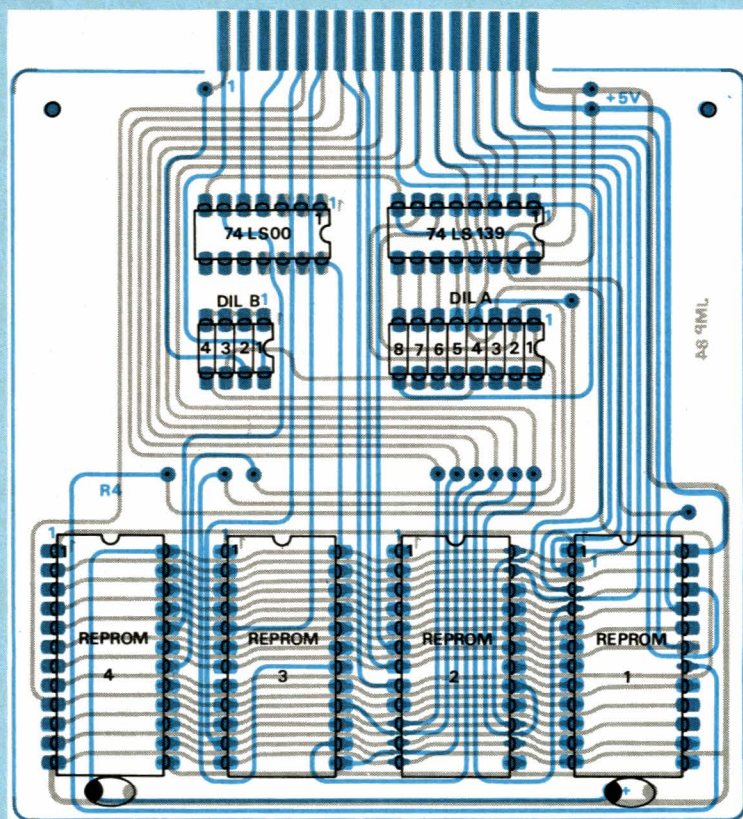


Figure 7

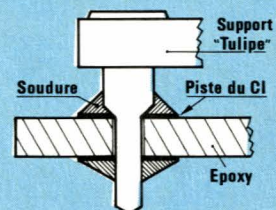


Figure 8

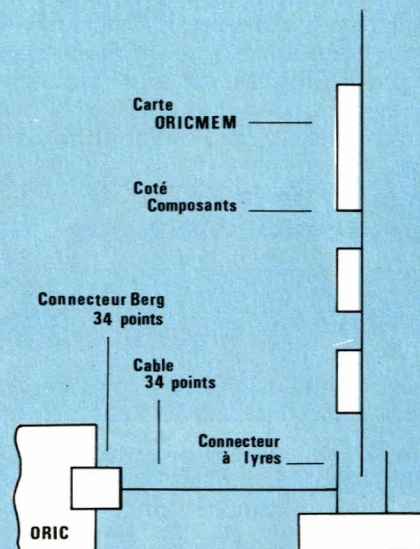
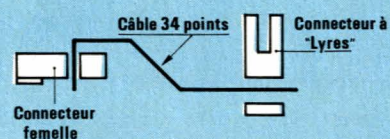


Figure 9

Nomenclature

- 1 connecteur 34 points femelle
- 1 connecteur 34 points à lyres
- 1 câble plat 34 points 0 m 20
- 1 plaque de circuit imprimé présensibilisée 100 x 150 double face
- 1 circuit intégré 74 LS 139 ou CD 4556
- 1 circuit intégré 74 LS 00
- 1 interrupteur DIL 8 contacts
- 1 interrupteur DIL 4 contacts
- 4 supports de CI 24 broches type « tulipe »
- 4 REEPROM 2732
- 3 condensateurs 0,1 μ F au tantale.

Figure 21

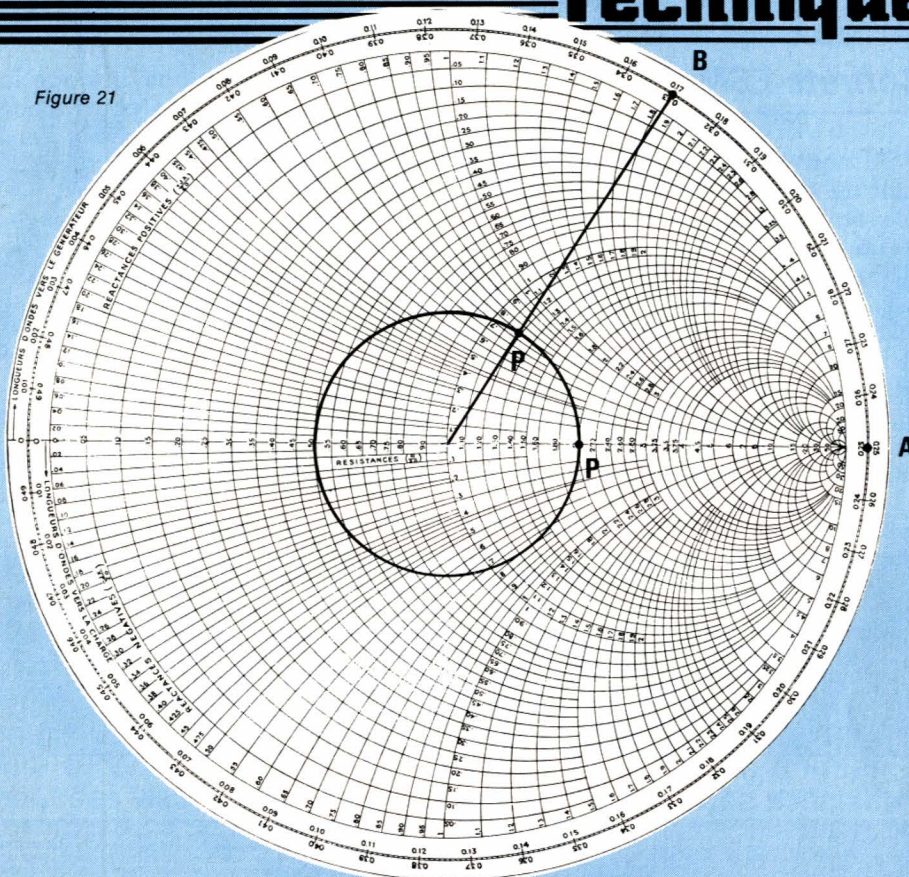


Figure 22

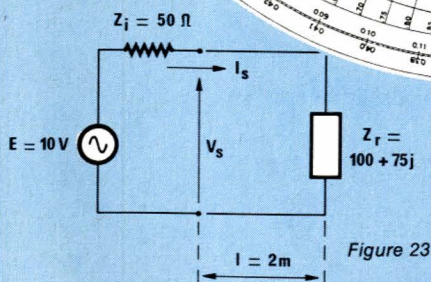
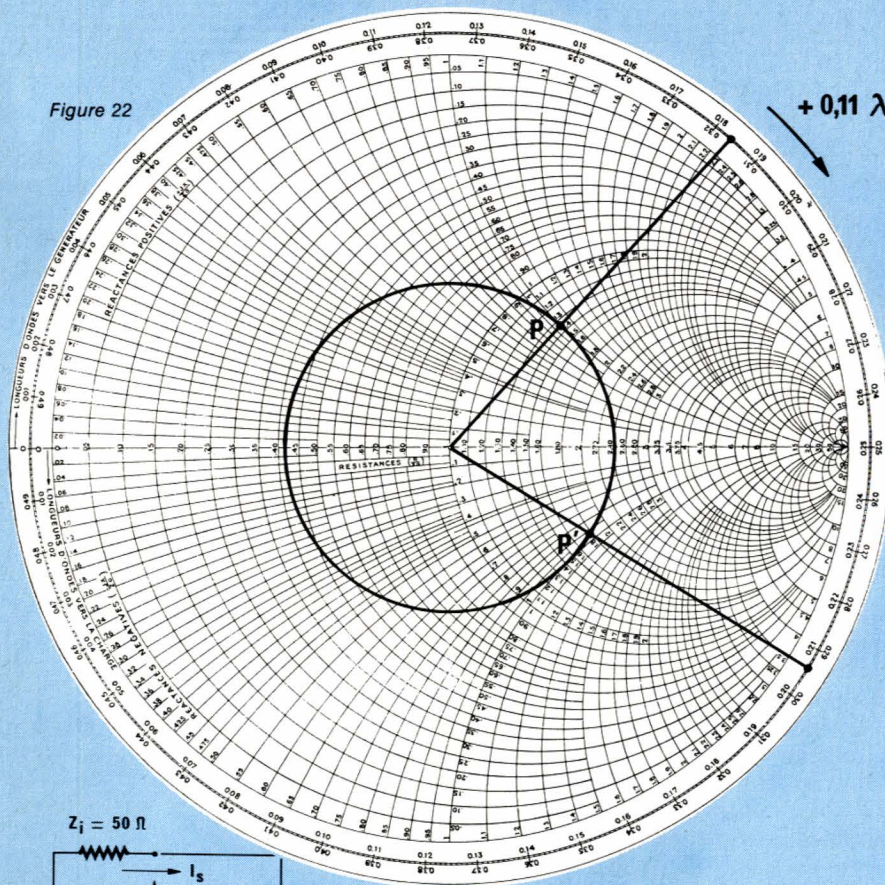


Figure 23

cholet composants
électroniques

HF - VHF

MAGASIN, Vente par Correspondance :
136, bd Guy Chouteau, 49300 CHOLET
Tél. : (41) 62.36.70

BOUTIQUE : 2, rue Emilio Castelar
75012 PARIS - Tél. : (1) 342.14.34
M° Ledru-Rollin ou Gare de Lyon

CD 4001	4,80
CD 4013	6,00
CD 4016	7,00
CD 4020	12,00
CD 4040	12,00
CD 4049	8,00
CD 4053	9,90
CD 4069	7,00
CD 4093	6,00
CD 4511	15,00
CD 4528	12,00
CD 4584	12,80
etc...	

MOTOROLA

MC1496P	12,00
MC3396P	45,00
MC145104P	45,00
MC145106P	48,00
MC145151P	150,00

PLESSEY

SL565C	85,00
SL6601C	55,00
SP8629C	45,00
SP8630	185,00
SP8658	45,00
SP8660	46,00

R.T.C.

TD4 7000	36,00
TBA 970	59,00
TDA2593	24,00
TDA4560	45,00
NE 5532	29,00
NE 5534 = TDA 1034	25,00
TCA 660 B	44,00

DIVERS

LF 356 = TL 071	7,00
LF 357	8,00
LM 317T	15,00
LM 360	70,00
LM 555	5,00
LM 567	18,00
LM 723 N	4,50
BF 961	7,00
2N 2369	2,20

QUARTZ STANDARD ... 25,00 pièce

3,2768 Mhz - 4,0000 Mhz - 5,0000 Mhz
- 6,4000 Mhz - 6,5536 Mhz - 8,0000 Mhz
- 10,000 Mhz - 10,240 Mhz - 10,245 Mhz
- 10,600 Mhz - 10,700 Mhz - 12,000 Mhz
- autres valeurs nous consulter.

Frais de port payables à la commande

P.T.T. recommandé urgent : 25 F

Contre-remboursement : 45 F

Prix non contractuels, susceptibles de varier
avec les approvisionnements.

les aérosols électroniques

KONTAKT CHEMIE



Une gamme complète pour désoxyder, nettoyer et lubrifier les contacts électroniques de toutes natures. En vente dans les magasins spécialisés et electronic-shops.

DOCUMENTATION GRATUITE

NOM: _____

ADRESSE: _____

SLOLA. B.P. 91. 57602 FORBACH CEDEX

Infos

Coffrets ESM

Du nouveau chez ESM, le fabricant de coffret qui « habille » bien des réalisations que vous propose la revue. La série AT est une gamme de coffrets en acier destinée à l'industrie. De présentation soignée, la peinture epoxy (cuite à 190° C) de couleur gris foncé pour les capots et gris clair pour les coffrets proprement dit, donne à cette ligne de produits un « nouveau look » (livrés avec pieds et visserie). « Créé pour

l'industrie » ne veut pas dire que le grand public, vous, ne pourra pas profiter de cette série, celle-ci sera vendue par vos détaillants habituels.

Le tableau ci-après donne les côtes de ces coffrets et leur référence. Nous rappelons également la nouvelle adresse d'ESM et son numéro de téléphone.

ESM
119, rue des Fauvelles
92400 COURBEVOIE
Tél. : 768.50.98

REFERENCE	HAUTEUR	LARGEUR	PROFONDEUR
AT 13	61	135	135
AT 18	61	185	138
AT 24	91	245	215
AT 31	91	315	215
AT 42	95	425	215

Réalisation

STATION METEOROLOGIQUE, NOMENCLATURE

Composants de l'alimentation

Résistances 1/4 watt à $\pm 5\%$

R₁: 1,5 k Ω
R₂: 120 k Ω
R₃: 270 k Ω

Condensateurs

C₁ et C₄: 220 μ F
40 volts (électrolytiques)
C₂ et C₅: 470 nF
C₃ et C₆: 100 nF

Circuits intégrés

RED₁ et RED₂: ponts redresseurs
50 V/500 mA
CI₁: régulateur 7812
CI₂: régulateur 7912
CI₃: LM 385

Transformateur

2 $\times$ 12 V 5 VA pour circuit imprimé

Diodes

D₁ et D₂: 1N 4148

Composants du module thermométrique

Résistances 0,25 watt à $\pm 5\%$

R₁: 5,6 k Ω R₇: 3,3 k Ω
R₂: 4,7 k Ω R₈: 3,3 k Ω
R₃: 1,5 k Ω R₉: 3,3 k Ω
R₄: 270 Ω R₁₀: 3,3 k Ω
R₅: 270 Ω R₁₁: 150 Ω
R₆: 22 k Ω R₁₂: 150 Ω
R₁₃: 820 Ω
R₁₄: 820 Ω à apparier à 1 %
R₁₅: 820 Ω à apparier à 1 %
R₁₆: 270 Ω R₁₉: 100 k Ω
R₁₇: 100 k Ω R₂₀: 100 k Ω
R₁₈: 100 k Ω

Résistances ajustables

AJ₁: 1 k Ω (10 tours)
AJ₂: 25 k Ω (10 tours)

Condensateurs

C₁ et C₂: 1 μ F (100 volts MKH)

Circuits intégrés

CI₁: TDB 157
CI₂, 3, 4, 5: LM 324
Capteur: KTY 10

Un carillon de porte spécial immeuble collectif

temps: ⌂

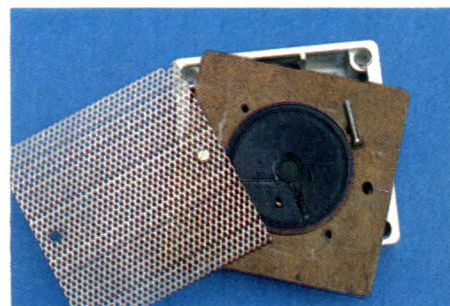
difficulté: 

dépense: \$

Quoi de plus banal que le circuit de sonnerie d'un appartement, même s'il est équipé d'un carillon électronique ?

Dans la plupart des immeubles collectifs, cependant, le câblage existant d'origine permet d'introduire très facilement plusieurs « services nouveaux », sans la moindre intervention sur le matériel situé dans les « parties communes ».

Le montage que nous allons décrire rendra certainement de fiers services à ceux de nos lecteurs qui reçoivent fréquemment des visites tardives, ou à ceux qui se font une spécialité d'oublier la clef du hall...



Un schéma qui gagne à être connu

Il existe principalement trois types d'installations de sonnerie dans les immeubles collectifs.

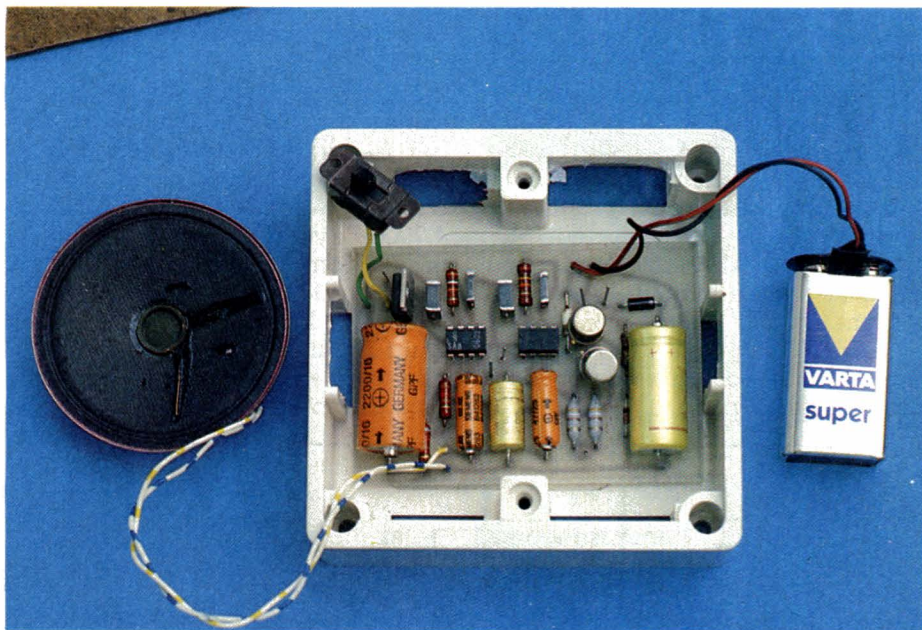
Les deux premiers sont strictement « privatifs », un simple bouton de palier commandant une sonnerie ou un carillon placé dans l'appartement. La différence se situe au niveau de l'alimentation, assurée soit par des piles, soit par un transformateur individuel.

Le troisième type d'installation, dit « collectif », est de très loin le plus répandu et le plus riche d'applications pour l'électronicien imaginatif.

Un unique transformateur alimenté par le circuit de minuterie des parties communes fournit du 24 V alternatif à toutes les sonneries, et à une gâche électrique pouvant être commandée depuis chaque appartement, sur appel émanant d'un bouton de sonnerie extérieur.

En l'absence d'interphone, l'inconvénient de ce système est que rien ne permet, d'origine, de distinguer si un appel provient (ou provenait, si l'on tarde à répondre !) d'en haut ou d'en bas.

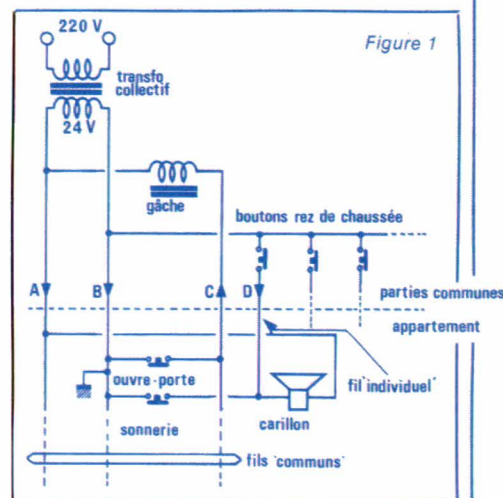
Également, lorsque la porte du hall est verrouillée et qu'il n'y a personne à l'appartement, il faut absolument avoir la clef sur soi pour pouvoir rentrer.



La figure 1 reproduit le schéma électrique d'une telle installation, dont les variantes possibles ne diffèrent que fort peu de ce modèle, qui utilise un strict minimum de fils. Plusieurs remarques peuvent être faites à l'examen de cette figure :

— A condition de savoir où chercher, on dispose à l'appartement d'une source « gratuite » de 24 V alternatif sous près d'un ampère en pointe.

— Rien n'empêche, moyennant une modification mineure du branchement existant, de raccorder deux sonneries distinctes aux boutons « du haut » et « du bas ».



CUIVRE

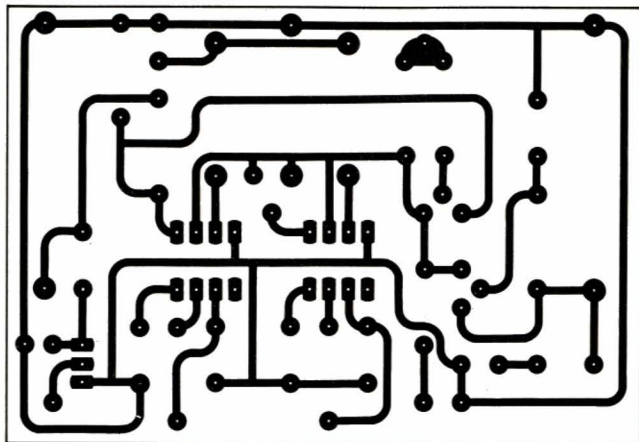


Figure 3

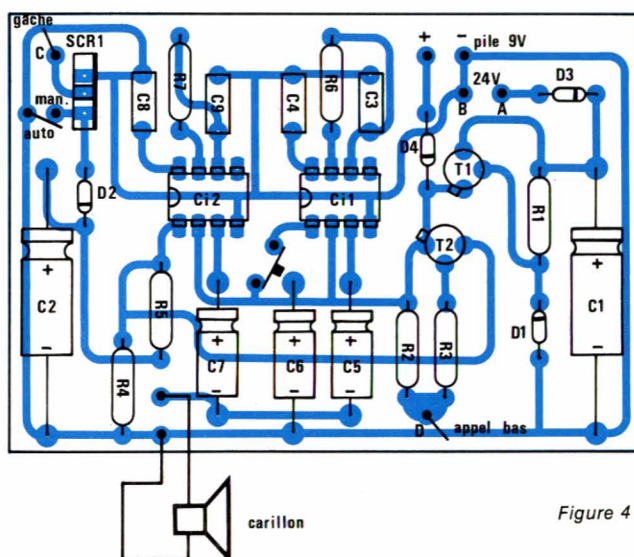


Figure 4

de longue durée sur l'arrivée 24 V.

On accordera un soin particulier au choix du ou des haut-parleurs du carillon : le signal généré par les circuits intégrés permet d'obtenir une fort belle sonorité sur un haut-parleur convenable. Un HP miniature de 5 cm ne suffit généralement pas, car donnant un son aigrelet assez agaçant. Un meilleur choix serait un HP récupéré sur un récepteur ou un magnétophone de bonne qualité, ou l'une de ces petites boules pour autos-radios.

Généralement vendues par deux, ces « enceintes » n'auront pas à faire preuve de caractéristiques HIFI, mais pourront être placées en deux points différents de l'appartement.

Leur couplage, série ou parallèle, dépendra de l'intensité sonore souhaitée.

Notons que ce montage, associé à un haut-parleur de 4 ohms au lieu de 8 et de bon rendement, est capable de délivrer un niveau plus que notable, pouvant même convenir à un mal-entendant.

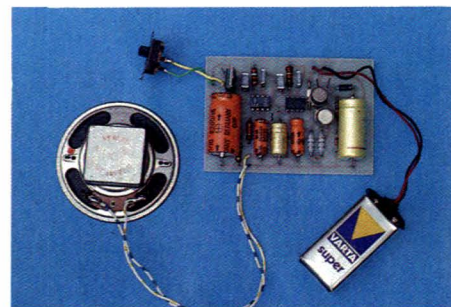
Conclusion

Voici donc un montage qui, bien que plus petit que la plupart des carillons courants, offre un certain nombre de « plus » par rapport à une installation de sonnerie classique. N'exigeant cependant aucune intervention au niveau du câblage des parties communes de l'immeuble, il peut être installé sans crainte d'ennuis avec la copropriété.

On veillera néanmoins à faire un usage discret du système de commande automatique de la gâche,

dont la confidentialité fait partie intégrante du principe de fonctionnement !

Patrick GUEULLE
(d'après une idée
de Ph. BLAZEJEWSKI)



Nomenclature

Résistances 1/2 W 5 %

R₁: 820 Ω
R₂: 3,9 kΩ
R₃: 3,9 kΩ
R₄: 820 Ω
R₅: 120 Ω
R₆: 27 kΩ
R₇: 39 kΩ

Transistors

T₁: 2N 1711
T₂: 2N 2905

Circuits intégrés

Cl₁: SAB 0600 Siemens
Cl₂: SAB 0602 Siemens

Divers

HP 8 Ω
Boîtier Legrand pour 32 A
Connecteur pile 9 V
Pile 9 V miniature

2 interrupteurs unipolaires à glissière
1 ampoule REED contact repos
1 aimant pour REED.

Condensateurs

C₁: 220 μF 50 V
C₂: 2200 à 4700 μF 6 à 10 V
C₃: 4,7 nF MKH
C₄: 0,1 μF MKH
C₅: 47 μF 16 V
C₆: 100 μF 10 V
C₇: 47 μF 16 V
C₈: 0,1 μF MKH
C₉: 4,7 nF MKH

Autres semi-conducteurs

D₁: Zener 10 V 1/4 W
D₂: Zener 10 V 1/4 W
D₃: 1N 4001
D₄: 1N 4148
SCR₁: Triac 4A sensible

PENTA 8
s'agrandit
WAOOUT !
TOUS LES
PENTA
SONT
OUVERTS
AU MOIS
D'A00OUT* !



ATTENTION
PENTA 8
nouvelle adresse :
36, rue de Turin

* et même au mois de juillet

PENTASONIC

Penta 8

36, rue de Turin, 75008 Paris
Tél. : 293.41.33
Métro : Liège, St-Lazare, Place Clichy

Penta 13

10, bd Arago, 75013 Paris
Tél. : 336.26.05. Métro : Gobelins
(service correspondance et magasin)

Penta 16

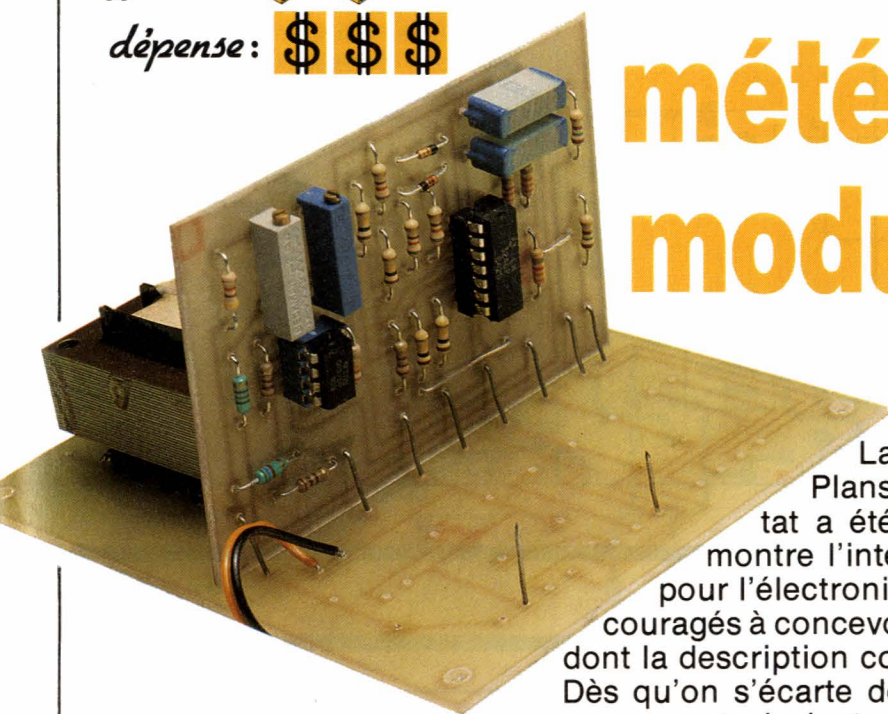
5, rue Maurice Bourdet, 75016 Paris
Tél. : 524.23.16. Téléc. : 614.789
(Pont de Grenelle). Métro : Charles-Michels.

temps: ⏰ ⏰ ⏰

difficulté: 🧩 🧩

dépense: 💰 💰 💰

Station météorologique modulaire



Organisation de la station météorologique

Nombreux sont les paramètres qui caractérisent le temps, et permettent, de façon d'ailleurs assez incertaine encore, sa prévision. Si on exclue les informations exigeant des mesures à l'échelle mondiale (satellites, ballons sondes, réseau de stations au sol et... ordinateurs), il reste, pour une installation locale, quelques mesures essentielles :

- la température : la « mesure » (l'annexe jointe montre l'impropriété de ce terme) de la température extérieure est évidemment primordiale, et le thermomètre (capteur et électronique associée) constitue le premier module de la station. En le construisant en double exemplaire, on pourra lire la température extérieure, et celle qui règne à l'intérieur de l'habitation.
- la pression : le module barométrique donne, en temps réel, la pression instantanée. Mais pour des prévisions, les variations à moyen terme (quelques heures) de cette pression, importent davantage. L'une des extensions que nous proposons autorise la mise en mémoire de ce paramètre, et la détermination de la tendance (hausse ou baisse).
- le taux d'humidité : des capteurs modernes permettent de le mesurer assez facilement. Ils ont l'inconvé-

La dernière enquête effectuée par Radio-Plans auprès de ses lecteurs, et dont le résultat a été analysé dans le N° 438 de la revue, montre l'intérêt très vif que beaucoup manifestent pour l'électronique domestique. Ce constat nous a encouragés à concevoir, et réaliser, la station météorologique dont la description commence ici.

Dès qu'on s'écarte des montages très simples, le coût des composants devient souvent un frein pour l'enthousiasme des amateurs. Nous en avons tenu compte ici tant pour le choix des matériels, que pour l'organisation modulaire de la station proposée. Chaque sous-ensemble (thermomètre, baromètre...) peut constituer un montage autonome, sous réserve de le compléter par ses alimentations, et bien entendu par un dispositif d'affichage.

L'articulation d'ensemble, et les différentes options possibles, sont analysées dans le chapitre qui suit.

nient de coûter assez cher. Nous proposons donc ce module comme une extension assez exceptionnelle pour ne pas l'avoir incorporée directement au bloc principal.

- le vent : vitesse et direction du vent en altitude, conditionnent évidemment l'évolution du temps. Au niveau du sol, ces informations ne présentent plus guère d'intérêt. Nous ne nous sommes donc pas infligés, et nous ne l'infligerons pas à nos lecteurs, le pensum d'un travail mécanique inutile.

Ces considérations nous conduisent au choix d'une station « moyenne », dont la figure 1 donne le synoptique. On y trouve deux modules thermométriques, et un module barométrique. Les tensions qu'ils délivrent transitent par un ensemble de portes, dont l'ouverture et la fermeture séquentielles sont commandées par une horloge. Au point de sortie A, on dispose donc, tour à tour, de trois tensions analogi-

ques en provenance des trois capteurs. Après digitalisation, ces tensions sont appliquées à un afficheur à 3 et 1/2 digits, avec indication du signe (pour les températures).

Il est indispensable d'identifier, à chaque étape du cycle, la grandeur lue. L'horloge commande donc, en synchronisme avec le basculement des portes, une visualisation de la mesure effectuée. Enfin, une alimentation multiple délivre les diverses tensions continues nécessaires au fonctionnement de l'ensemble.

A cette version moyenne de la station, il est possible d'adjoindre un capteur hygrométrique, au prix de quelques modifications dans la gestion des portes par l'horloge. A l'inverse, pour ceux qui souhaiteraient un thermomètre seul, ou un baromètre, il suffirait de réaliser la carte caprice correspondante, et une alimentation. L'affichage peut s'effectuer en mode numérique, ou sur un galvanomètre analogique.

Réalisation

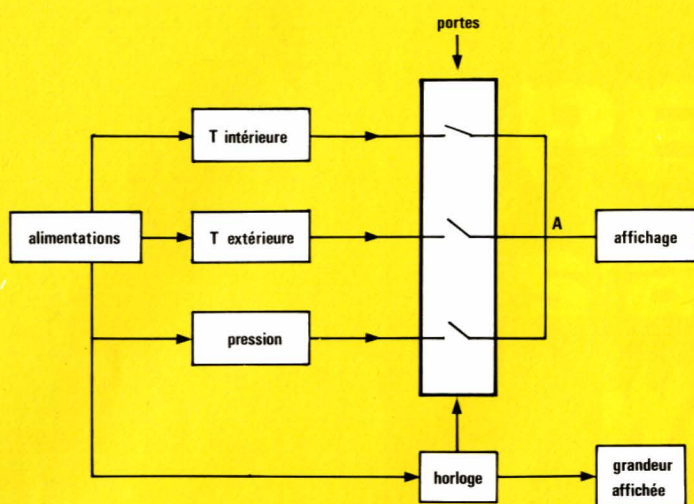


Figure 1

Dans une optique plus ambitieuse, la même station météorologique, agrandie de tous ses capteurs, peut être gérée par micro-processeur, avec toute la souplesse qu'apporte cette solution. Elle seule, par exemple, permet commodément le relevé des tendances de pression. Dans de prochains numéros, RadioPlans décrira plusieurs cartes s'organisant autour d'un micro-processeur, et destinées à des applications multiples. Nous reviendrons, alors, sur les interconnexions possibles avec notre montage.

L'alimentation générale

Les deux circuits de mesure des températures, et celui de la mesure des pressions, requièrent trois tensions d'alimentation : + 12 volts et - 12 volts «normalement» stabilisés, pour les divers circuits intégrés ; + 4 volts à haute régulation, pour les KTY 10 et pour le KPY 10. Ces différentes alimentations font l'objet de la description ci-dessous.

Schéma théorique

Il est donné en figure 2. Un transformateur TR mis sous tension par l'interrupteur général K, comporte deux enroulements secondaires distincts, de 12 volts efficaces chacun. Après redressement à double alternance par les redresseurs intégrés RED₁ et RED₂, puis filtrage (C₁, C₂, C₄, C₅), on trouve, dans la voie positive et dans la voie négative respectivement, les classiques régulateurs intégrés 7812 (CI₁) et 7912 (CI₂). Un nouveau filtrage intervient en sortie (C₃ et C₆), et on recueille ainsi les tensions de + 12 volts et - 12 volts, autour de la masse commune.

La tension de référence de + 4 volts exige d'autres critères de stabilité, tant à long terme (faible dérive due au vieillissement) qu'en fonction des variations de température. Pour l'élaborer, on fait appel à la « diode » de référence LM 385,

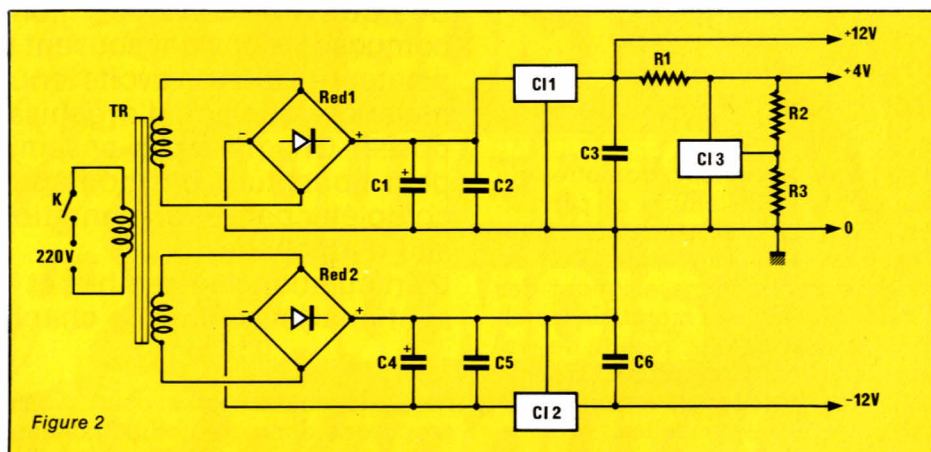


Figure 2

que nos lecteurs connaissent bien, puisque nous lui avons récemment consacré une étude, à laquelle nous nous permettons de les renvoyer (RP-EL N° 451, du même auteur).

Le circuit imprimé et son câblage

La carte qui reçoit tous les composants de l'alimentation, supporte aussi les trois circuits imprimés de mesures : deux pour les températures, et un pour la pression. Le circuit imprimé de cette carte est dessiné en figure 3. Pour l'implantation des composants, on se reportera à la figure 4, et aux photographies. On n'oubliera pas les quelques straps qui nous ont épargné des acrobaties

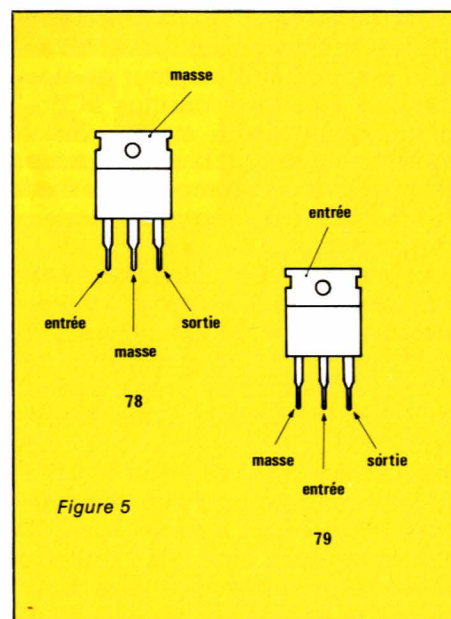


Figure 5

de dessin, et on veillera à l'orientation des circuits régulateurs CI_1 et CI_2 , qui n'ont pas le même brochage. Celui-ci est rappelé en figure 5.

Chaque carte caprice, se fixe verticalement sur le circuit d'alimentation, par l'intermédiaire de « connecteurs » maison, qui sont des simples queues de composants. Ces liaisons amènent les tensions d'alimentation, et sortent les tensions de mesures.

Pour faciliter les extensions éventuelles, et pour donner plus de souplesse aux interconnexions, nous avons, sur une même extrémité de la carte support, sorti non seulement les résultats des mesures, mais, également, la masse et les trois alimentations.

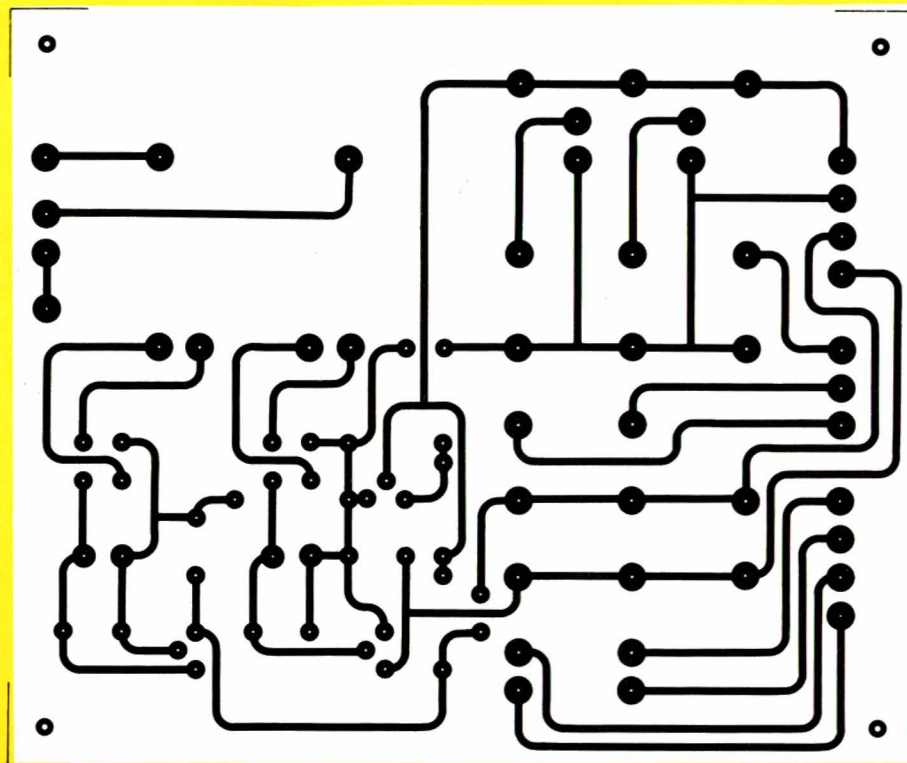


Figure 3

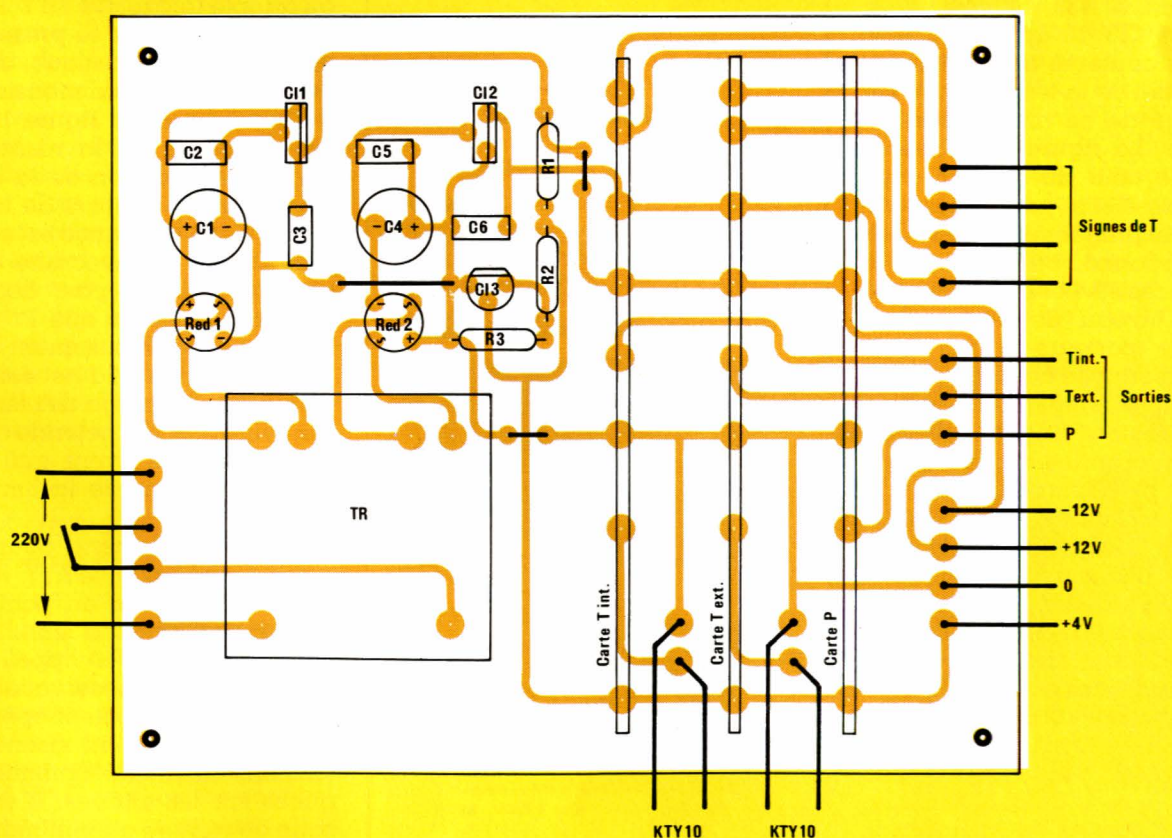


Figure 4

Les capteurs thermométriques

Ils sont, dans notre station, au nombre de deux : l'un pour les températures extérieures, l'autre pour les températures intérieures. Mais seul diffère l'emplacement de la sonde de mesure, l'électronique associée restant la même dans les deux cas. Il nous suffira donc de décrire un exemplaire. Nous commencerons par l'analyse du capteur au silicium KTY 10 de Siemens, choisi pour notre montage, et dont les caractéristiques conditionnent le schéma retenu.

Le capteur au silicium KTY 10

Il existe différents types de sondes pour la mesure des températures, dont le fonctionnement repose sur des phénomènes physiques variés. La plupart ont été passés en revue dans nos colonnes, à travers une série d'articles intitulés « Température et thermométrie », et signés CYRILLA (RP-EL N° 439, 440, 441).

La sonde KTY 10 appartient à la famille des capteurs au silicium, et exploite l'effet de la température sur la résistivité de ce matériau semi-conducteur. La figure 6 précise ce phénomène pour du silicium dopé N. En abscisse sont portées les températures, exprimées en degrés Celsius. En ordonné, on a indiqué à gauche les résistivités (en $\Omega \text{ cm}$) et, à droite, le niveau de dopage, en nombre de porteurs N par cm^3 . Jusqu'aux alentours de 150 à 160° C, le coefficient de température de ρ est positif. Il devient négatif au-delà, lorsque les propriétés intrinsèques du silicium prédominent.

La figure 7 montre, en coupe, la structure d'un capteur simple utilisant les variations de résistivité. Les deux dépôts métalliques (couche d'or sur la face supérieure, film recouvrant la face inférieure) constituent les électrodes du dipôle. Cette structure dissymétrique présente l'inconvénient d'être polarisée : la résistance n'est pas la même quand on change le sens du courant.

Dans le dispositif de la figure 8, également réalisé en technologie planar, on associe deux capteurs connectés en série, avec des polarités inverses. La résistance, dans ce cas, ne dépend plus du sens du cou-

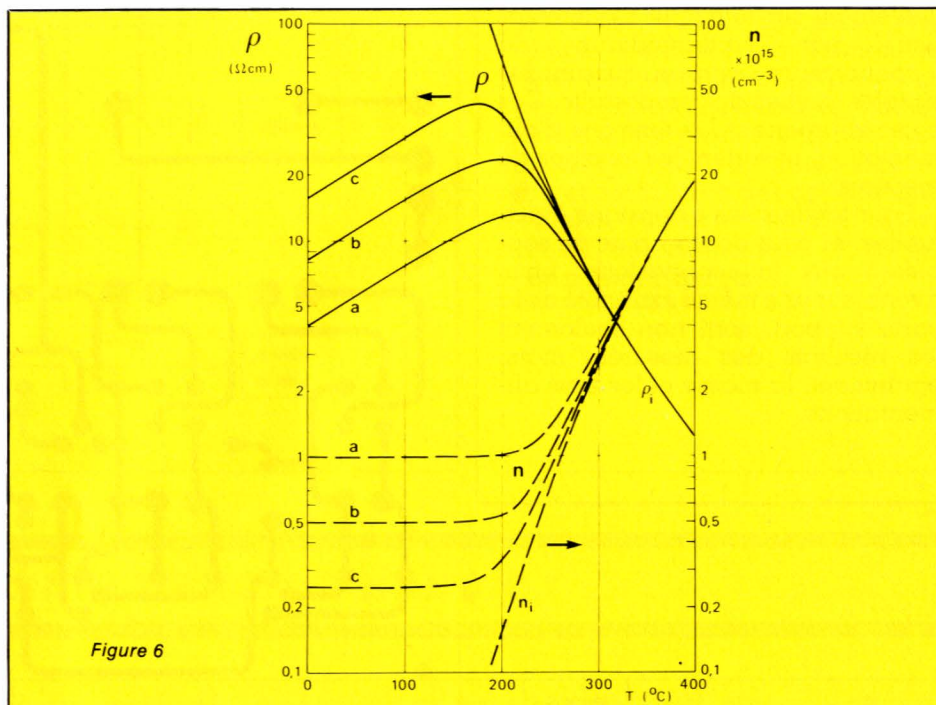


Figure 6

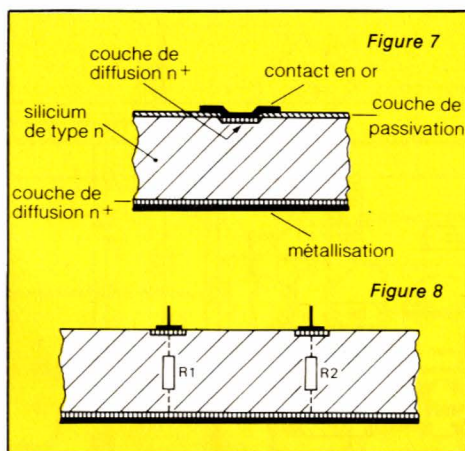


Figure 7

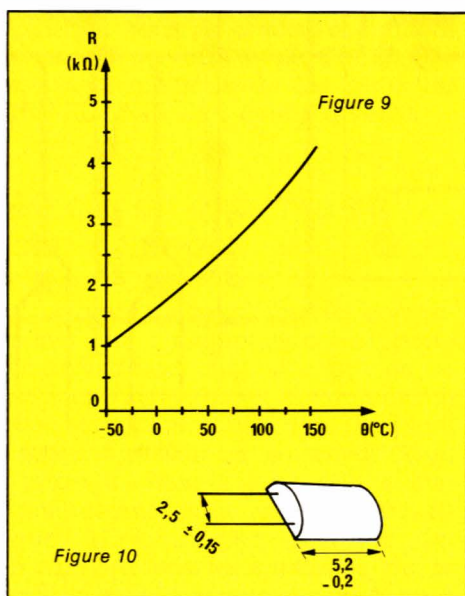


Figure 9

Figure 10

rant. C'est cette disposition qu'adopte le capteur KTY 10 de Siemens. L'ensemble se présente dans un petit boîtier plastique, dont la figure 9 précise les dimensions.

La courbe de la figure 10 montre les variations de la résistance du capteur en fonction de la température, pour un courant de travail de 1 mA. Cette résistance est voisine de 2000 Ω à 25° C, avec une variation d'environ 13 Ω par degré. On constate d'ailleurs que la variation n'est pas rigoureusement linéaire, ce qui entraînera la nécessité d'une correction. La plage des températures utilisables s'échelonne de - 50 à + 150° C (nous avons indiqué plus haut les raisons de la limite supérieure).

Traditionnellement, pour les mesures de précision, le KTY 10 s'utilise dans un montage en pont, conformément au schéma simplifié de la figure 11. Celui-ci appelle immédiatement deux observations : 1 - aucun amplificateur opérationnel n'étant parfaitement insensible aux tensions de mode commun appliquées sur les entrées, il est nécessaire de réduire au minimum les variations de ces dernières. On y parvient en stabilisant rigoureusement la tension d'entrée E : nous y reviendrons plus loin.

2 - pour obtenir une tension de sor-

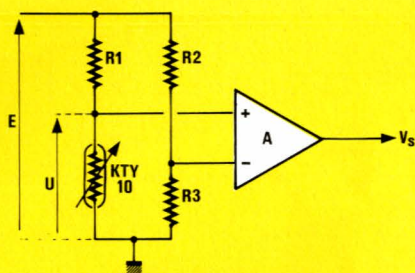


Figure 11

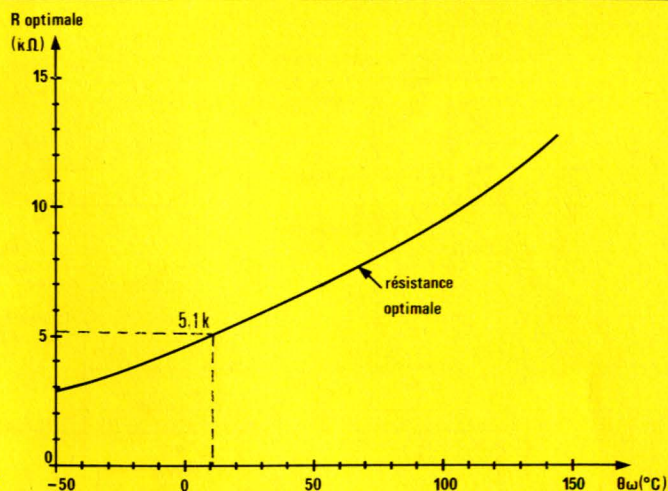


Figure 12

tie V_s proportionnelle à la température, il faut imposer à la tension U des variations elles-mêmes proportionnelles à cette température. Ceci impose une linéarisation à laquelle on parvient par un choix convenable de R_1 .

La courbe représentant les variations de U en fonction de la température T , présente un point d'inflexion pour une température T_w qui dépend de R_1 , et qu'on placera, pour la meilleure linéarité, au milieu du domaine des températures à explorer. La figure 12 montre alors la valeur optimale de R_1 . Dans notre cas, nous choisirons 10°C comme température moyenne, tant pour l'intérieur que pour l'extérieur, afin d'éviter deux montages différents. On voit qu'il faut alors choisir $R_1 = 5,1 \text{ k}\Omega$. Notons que cette optimisation implique le respect d'une autre condition : il faut que la tension U soit appliquée sur une impédance élevée, de $2 \text{ M}\Omega$ au moins. Nous y parviendrons aisément grâce à l'emploi, pour A (figure 11), d'un amplificateur opérationnel bi-FET.

avons choisi dans le prototype, et les afficheurs associés, détectent et indiquent le signe de la tension appliquée. Mais nous avons prévu le cas de circuits n'offrant pas cette possibilité, et qui ne peuvent mesurer que des tensions positives. Il est indispensable, alors, d'ajouter un dispositif donnant le signe des températures.

Ces divers impératifs nous conduisent maintenant au schéma complet du module.

Schéma du capteur de température

On le trouvera à la figure 13. On reconnaît, d'abord, les éléments qui constituent le pont de mesure : le KTY 10, et les résistances R_1 , R_2 , R_3 . L'équilibrage du zéro en sortie pour une température de 0°C ne pouvant

évidemment s'obtenir par construction, nécessite un réglage lors de la mise au point. C'est le rôle de la résistance ajustable AJ_1 , modèle de précision à 10 tours.

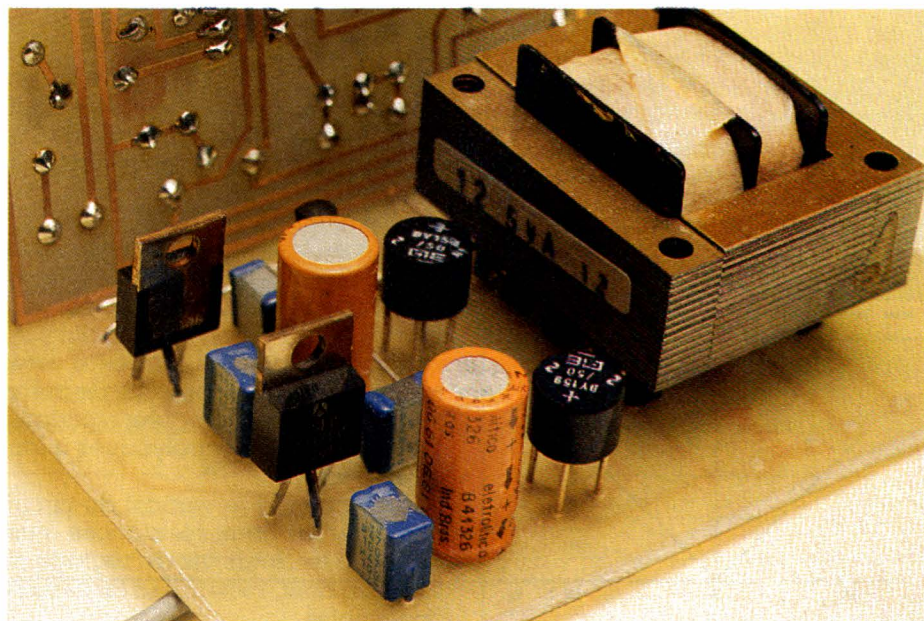
Les deux branches du pont attaquent les deux entrées de l'amplificateur opérationnel Cl_1 à travers les résistances R_4 et R_5 , et le montage amplifie sans inversion. Le pont étant alimenté par une tension de 4 volts, très soigneusement stabilisée, il est facile de calculer (nous en laissons le soin à nos lecteurs) que les variations de tension atteignent, au point commun au KTY 10 et à R_1 , environ $6,8 \text{ mV}/^\circ \text{C}$. Pour une sensibilité, en sortie de CVI_1 , de $100 \text{ mV}/^\circ \text{C}$, il faut un gain de 14,7. En fait, ce gain doit pouvoir être réglé très précisément lors de la mise au point, ce qu'on effectue à l'aide de la résistance ajustable AJ_2 , elle aussi de précision, à 10 tours.

A la sortie de Cl_1 , la tension V_s ,

Cahier des charges du circuit électronique

L'affichage, rappelons-le, s'effectue sur un voltmètre numérique à 3 1/2 digits, utilisé séquentiellement pour la lecture des divers paramètres. Nous voulons lire le dixième de degré, pour des températures de -30 à $+50^\circ \text{C}$ environ (ce sont celles de nos climats « tempérés »), la lecture 00,0 correspondant à 0°C , et avec une sensibilité de 5 volts à pleine échelle (50°C). Ceci impose des variations de $100 \text{ mV}/^\circ \text{C}$.

Le convertisseur A/N que nous



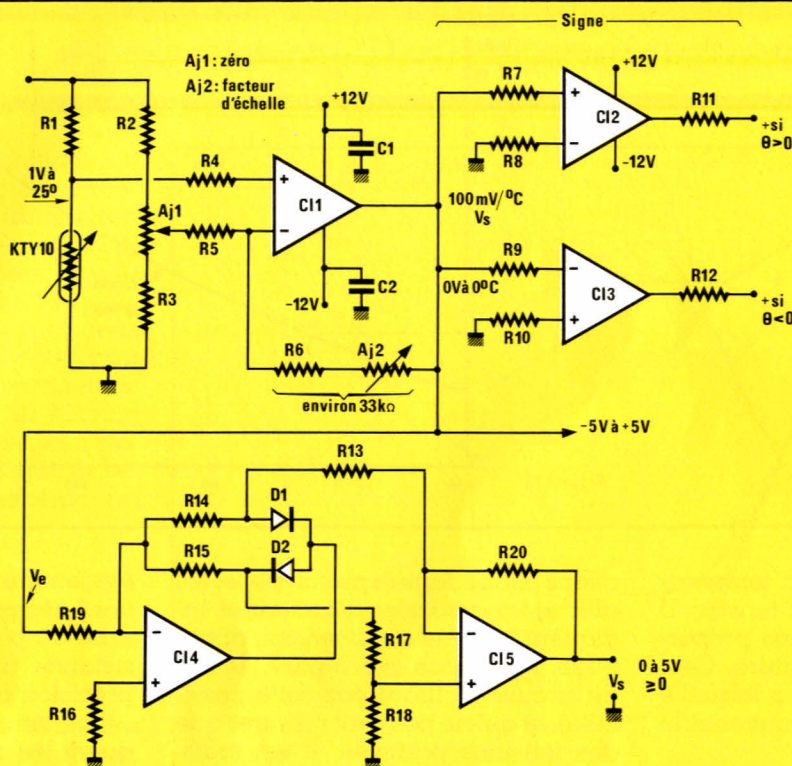


Figure 13

nulle pour 0° C, prend le même signe que la température, pour toutes les autres valeurs de cette dernière. Les amplificateurs opérationnels CI2 et CI3, utilisés en comparateurs, servent à l'affichage du signe. En sortie de CI2, on trouve une tension positive (environ 10 volts) si la température excède 0° C, et négative dans le cas contraire. CI3 donne les indications inverses.

L'afficheur, s'il accepte les tensions négatives, sera commandé directement par la sortie de CI1.

Dans le cas contraire, on effectue donc un redressement parfait (c'est-à-dire sans seuil) de la tension V_s prélevée en sortie de CI1, et avec un gain unitaire. Ce rôle est confié, de façon très classique et qui n'appelle aucun commentaire, aux amplificateurs opérationnels CI4 et CI5.

Pour que la pente des deux branches de la figure 14 soit rigoureusement la même, il importe d'apparier

soigneusement les deux résistances R14 ET R15 (à mieux que 1 %, à l'aide d'un ohmètre numérique), et si possible les diodes D1 et D2. Par contre, un gain rigoureusement unitaire n'est pas indispensable, puisqu'on peut régler le facteur d'échelle par AJ2.

Le circuit imprimé et son câblage

Tous les composants de la figure 13, à l'exception du capteur KTY 10 raccordé par un câble de liaison, prennent place sur le petit circuit imprimé dessiné en figure 15, et qui viendra se loger verticalement sur la carte générale d'alimentation. Le schéma d'implantation de la figure 16, et les photographies, guident clairement le câblage.

Pour la liaison avec la carte d'alimentation, nous avons rejeté l'emploi de connecteurs, coûteux et souvent difficiles à trouver. On utilisera simplement des fils rigides d'assez forte section, qu'il est facile de prélever, par exemple, sur certains condensateurs électrolytiques à longues pattes.

Après montage vertical du circuit imprimé, les deux résistances ajustables, avec leurs vis de réglage situées en bout, restent très facilement accessibles.

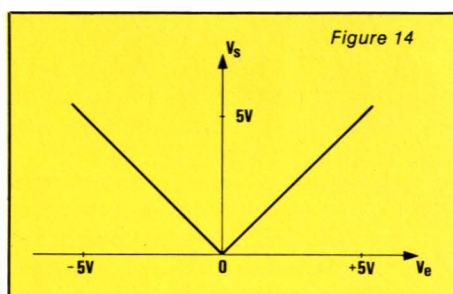
Lorsque des tensions positives et négatives peuvent être traitées, la sortie ne sera plus prélevée sur CI5, mais directement sur CI1. On peut alors supprimer les résistances R13 à R20 incluses, ainsi que les diodes D1 et D2. La liaison de circuit imprimé sera sectionnée, et on reliera, par un strap, le connecteur V_s à la sortie de CI1. Par contre, il peut être intéressant, pour certaines applications (détecteur de gel par exemple), de conserver les indicateurs de signe.

Etalonnage et réglage du module « thermomètre »

On recommencera par ajuster le point 0° C, en agissant sur l'ajustable AJ1 pour obtenir une tension nulle à la sortie. La température de 0° C s'obtient dans la glace fondante (mélange d'eau et de glace en équilibre), à condition qu'il s'agisse d'eau pure. On trouvera celle-ci sous forme d'eau distillée, dans les pharmacies.

Pour régler, par AJ2, le facteur d'échelle, la méthode la plus simple consiste à travailler à la température ambiante, par comparaison avec un thermomètre de précision au mercure (les thermomètres à alcool sont souvent très fantaisistes, l'erreur pouvant atteindre, voire dépasser, 1° C).

R. RATEAU





**16 volumes
15 coffrets
de matériel**

L'ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

COMPRENDRE... Dans les années à venir l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous y prépare : c'est le Livre Pratique de l'Electronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de la théorie de l'électronique. Une œuvre considérable détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

Le Livre Pratique de l'Electronique est l'association d'une somme remarquable de connaissances techniques (5000 pages, 1500 illustrations contenues dans 16 volumes reliés pleine toile) et d'un ensemble de matériel vous permettant de réaliser des appareils de mesure et un ampli-tuner stéréo.

FAIRE... Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant une application immédiate.

Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives.

SAVOIR... Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.

**16 VOLUMES QUI DOIVENT
ABSOLUMENT FIGURER
DANS VOTRE BIBLIOTHEQUE
ET 15 COFFRETS DE MATERIEL.**



eurotechnique
FAIRE POUR SAVOIR
rue Fernand-Holweck, 21100 DIJON

09200

RENOVEZ VITE CE BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

A compléter et à renvoyer aujourd'hui à EUROTECHNIQUE, rue Fernand Holweck, 21100 DIJON.

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur le Livre Pratique de l'Electronique.

NOM _____ PRENOM _____

ADRESSE _____

CODE POSTAL _____ VILLE _____ TÉL. _____

Réalisation

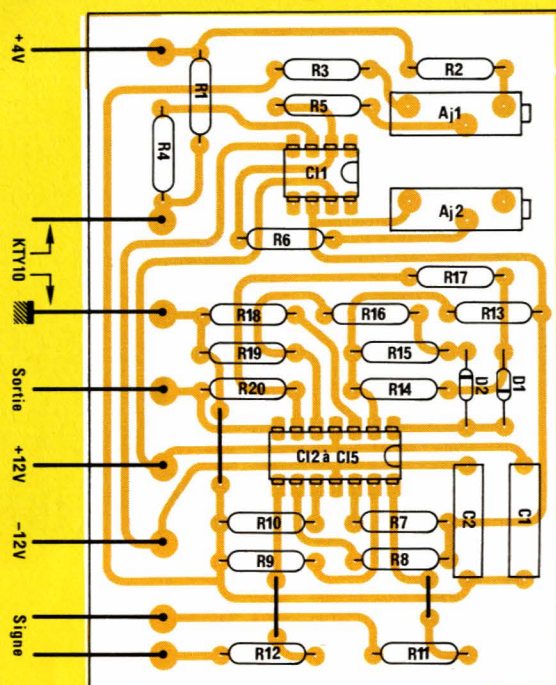


Figure 16

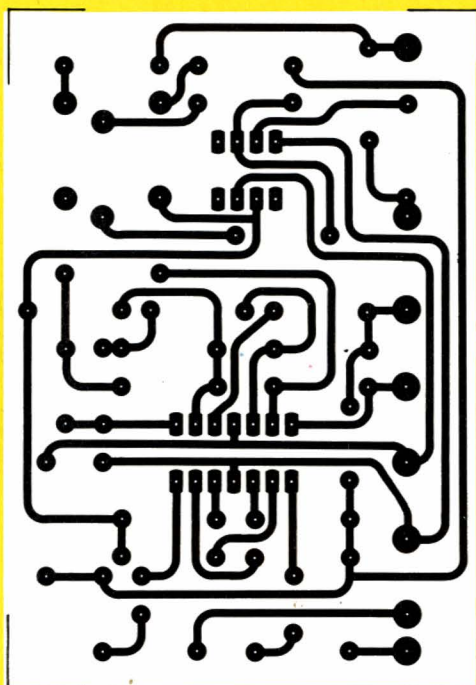


Figure 15

Pour la nomenclature de l'article, se reporter à la page 76.

Infos

Interface Emutel de S.O.S. Computer

La Société S.O.S. Computer propose sous la référence EMUTEL V 1.0, une interface qui va ravir tous les propriétaires d'Apple.

Elle permet en effet à l'ordinateur, non seulement un accès au réseau Minitel, mais encore, la communication inter Apple's via le réseau téléphonique. Voilà qui fera taire ceux qui reprochent à leur machine un certain manque de convivialité !

Cette interface est conçue pour s'adapter à tout Apple 2 - ou compatible - équipé d'un lecteur de disquette, et possédant au moins 48 K de mémoire. Elle se compose d'une carte imprimée double face organisée autour d'un C.I. MC 6850 de Motorola (convertisseur série-parallèle), et d'une disquette comportant deux logiciels. Le premier contient l'émulation Minitel, et le second le programme de communication Inter Apple.

Un petit interrupteur est fixé à la partie supérieure de la carte. Il est

destiné à la sélection du mode de transmission (1200 / 75 bauds ou 1200 / 1200 bauds), selon le logiciel choisi. À ce sujet, les concepteurs du circuit nous pardonneront sans doute cette critique, nous ne pouvons que déplorer le manque de commodité d'emploi de cet inverseur, inaccessible lorsque l'ordinateur est refermé. N'aurait-il pas été plus simple de prévoir un relai commandé par SOFT ?

Un mode d'emploi clair et détaillé est joint à l'ensemble, assurant un usage optimum des possibilités du système.

L'exploitation est d'ailleurs des plus simples. Il suffit d'insérer la carte impérativement dans le slot 2 du computer, de raccorder la fiche trigonne P.T.T. dans la prise murale du téléphone, de raccorder le téléphone sur celle-ci, et de booter la disquette. Apparaît alors un menu à l'écran, vous proposant de choisir l'une des deux options proposées (Emulation Minitel, ou communication Inter-Apple).

Sous émulation Minitel, les différentes fonctions sont obtenues à partir d'une redéfinition de certains caractères du clavier - neuf au total - et

choisis de façon tout-à-fait ergonomique. Il est bien entendu possible de sauvegarder sur disquette le contenu des pages écran (HGR2), afin de les rappeler ultérieurement.

L'option Apple est elle-même subdivisée en trois sous-programmes, permettant respectivement :

- 1) transmission de programmes BASIC,
- 2) transmission du contenu d'une zone Mémoire,
- 3) la réception de l'un ou de l'autre.

Ce dernier programme indique le type de programme reçu, l'adresse de début et la longueur de la zone mémoire, ainsi que le nombre d'erreurs de transmission.

L'interface EMUTEL répond bien à un besoin, et l'investissement modeste qu'elle nécessite (1500 F env.) apporte de nouvelles et intéressantes possibilités au système sur lequel elle est installée. Nous savons d'ailleurs que S.O.S. Computer étudie des interfaces semblables pour d'autres machines telles que IBM PC ou compatibles, ORIC etc... Nous ne manquerons pas de vous tenir au courant.

R. SCHNEBELEN

La notion de température

La température apparaît d'abord comme une notion élémentaire : nos sens nous permettent de distinguer le chaud du froid, et d'établir des comparaisons. Mais ils ne fournissent qu'une appréciation imprécise, et infidèle. Les physiciens ont donc cherché à rattacher la température à l'évolution d'autres phénomènes, et de là sont nés divers types de thermomètres. Mais nous verrons qu'il faut aller plus loin pour conférer à la température les caractéristiques d'une grandeur mesurable, alors que les thermomètres usuels se contentent de la repérer.

Manifestations liées à la température

Elles sont nombreuses, mais l'une des plus évidentes réside dans le changement de volume des corps, qu'ils se trouvent à l'état solide, liquide ou gazeux. On exploite traditionnellement ce changement de volume dans les thermomètres à liquides (alcool, mercure) qui sont les plus employés pour les applications domestiques. L'allongement différentiel de deux rubans solides conduit aux thermomètres à bilame, où l'affichage s'effectue par la rotation d'une aiguille. Enfin les thermomètres à gaz (hydrogène ou hélium) servent d'étalons.

Le comportement des gaz - variation de volume à pression constante, ou variation de pression à volume constant - est d'ailleurs à l'origine de la définition de la température, et mérite une étude plus attentive.

Structure moléculaire des gaz

Différentes observations, directes ou indirectes, conduisent à se représenter un gaz comme constitué de molécules (ou d'atomes dans certains cas) séparées les unes des autres par des distances grandes vis-à-vis de leurs dimensions propres, et en perpétuelle agitation. Celle-ci s'accompagne de chocs des molé-

cules entre elles, et contre les parois du récipient qui les contient.

Grâce à certaines expériences de désintégrations radioactives, par exemple celle du polonium ou du radium qui s'accompagnent de la formation d'hélium ou de radon, on sait mesurer le nombre de particules gazeuses contenues dans un volume donné, et sous une pression donnée, à la température de la glace fondante par exemple. On s'aperçoit alors que ce nombre est toujours le même, **quelle que soit la nature du gaz considéré**. Ceci confirme l'hypothèse plus ancienne d'Avogadro, énoncée en 1811 à partir d'autres considérations, et selon laquelle une mole d'un gaz quelconque, c'est-à-dire $6,02 \times 10^{23}$ molécules de ce gaz, occupe toujours un volume de 22,4 litres, à la pression atmosphérique normale et à la température de fusion de la glace.

La loi de Mariotte

À l'aide d'un dispositif que connaissent tous les lycéens, Mariotte enfermait une masse connue de gaz dans une enceinte de volume variable, et où on pouvait mesurer la pression. Le volume de cette enceinte, à la pression normale et à la température de la glace fondante, donne, d'après ce que nous venons de voir, le nombre N de molécules qu'elle contient. On s'aperçoit alors que le produit de la pression P par le volume V , reste proportionnel à N , ce

qui s'exprime par la loi de Mariotte :

$$P V = \theta N$$

où le facteur de proportionnalité θ dépend de la température du gaz. Cette loi, toutefois, n'est rigoureusement suivie que par des gaz à faible densité, où les distances intermoléculaires sont donc grandes, et qui se trouvent loin du point de liquéfaction.

On peut, dans ces conditions, considérer que le coefficient de proportionnalité θ constitue une mesure de la grandeur « température ».

Vers le zéro absolu

Pour préciser la nature de la température, il convient maintenant d'examiner la signification physique du paramètre θ , en fonction du modèle moléculaire des gaz. Si on écrit la loi de Mariotte sous la forme :

$$P = \theta \times \frac{N}{V}$$

On voit que la pression (force exercée par unité de surface) sur les parois du récipient, est proportionnelle au nombre de molécules par unité de volume, ce qui paraît raisonnable.

Cette pression, qui résulte des chocs des molécules sur la surface, doit aussi dépendre de leur vitesse de déplacement, et augmenter avec celle-ci. En effet, lorsque la vitesse croît, le nombre de particules qui frappe un élément de paroi pendant

un intervalle de temps donné augmente, ainsi que l'énergie communiquée lors de chaque choc.

Abaissons maintenant ce que nous avons appelé « température », et représenté par le coefficient θ . La loi de Mariotte montre que, à volume constant, la pression décroît, ce qui correspond à une diminution de la vitesse des molécules. Par extrapolation, on pourrait ainsi penser obtenir une pression nulle, pour une température $\theta = 0$. Mais, lorsque les molécules se meuvent trop lentement, les attractions qui s'exercent entre elles deviennent suffisantes pour interdire le rebondissement après chaque choc, et elles se lient ensemble, d'abord sous forme de liquide, puis sous forme de solide.

Dans ce dernier cas, les déplacements se limitent à des vibrations autour d'une position d'équilibre (le site de la particule dans le réseau cristallin). Le cas limite, lorsqu'on abaisse suffisamment la température, est celui du repos total, donc du minimum d'énergie possible. La température est alors le **zéro absolu**. Les théories des solides, une extrapolation de la loi de Mariotte, et les lois de la thermodynamique étudiées notamment par Lord Kelvin, conduisent au même zéro absolu, ce qui confirme sa signification fondamentale.

Les échelles de température

Si la notion de zéro avait été plus tôt connue, nous n'aurions sans doute qu'une seule échelle des tem-

pérature, ou en tout cas des échelles offrant toutes ce même zéro pour origine. Mais Lord Kelvin était un physicien du 19^e siècle (1824-1907), alors que les premières échelles de température remontent au 18^e siècle (Fahrenheit : 1686-1736 ; Celsius : 1701-1744).

Pour construire les échelles traditionnelles de température, on choisit deux points de référence très stables (changement d'état d'un corps) et faciles à reproduire : c'est le cas de la fusion de la glace et de l'ébullition de l'eau. On leur attribue alors **arbitrairement** des températures : 0° et 100° pour les deux points cités, dans l'échelle Celsius. Soient alors P_0 et P_{100} les pressions d'une masse donnée de gaz à 0° C et 100° C (à volume constant), et P la pression à une autre température. On aura :

$$t = 100 \times \frac{P - P_0}{P_{100} - P_0}$$

A pression constante, et en observant les variations de volume, on pourrait écrire de la même façon :

$$t = 100 \times \frac{V - V_0}{V_{100} - V_0}$$

L'existence de températures négatives ne résulte, dans l'échelle Celsius comme dans l'échelle Fahrenheit, que de l'arbitraire du choix d'un zéro, et n'offre aucune signification physique. Avec cette définition, par ailleurs, la température n'est pas une grandeur mesurable, ce qui impliquerait qu'on puisse définir à la fois l'égalité et la somme de deux températures. Nous verrons qu'une définition mécanique permet d'y parvenir.

Température et énergie cinétique

Considérons la paroi d'un récipient de volume V , contenant N molécules d'un gaz sous la pression P . Si toutes les molécules sont animées (dans des directions réparties au hasard) de la vitesse v , et si m est la masse de chacune d'elles, un calcul simple, mais trop long pour que nous puissions le développer ici, donne la pression ; on trouve :

$$P = \frac{1}{3} m v^2 \frac{N}{V}$$

Or, on sait que l'énergie cinétique d'une molécule est :

$$E_c = \frac{1}{2} m v^2$$

ce qui donne :

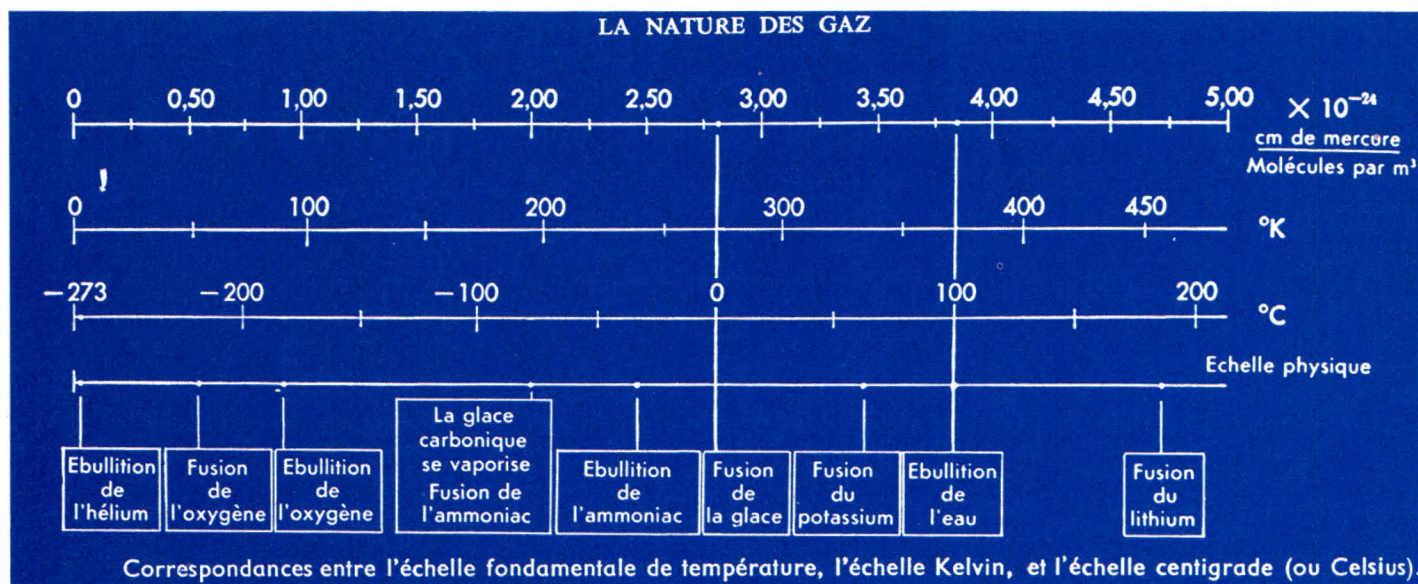
$$P = \frac{2}{3} E_c \frac{N}{V}$$

En rapprochant cette expression de la loi de Mariotte, on en déduit la valeur du facteur θ :

$$\theta = \frac{2}{3} E_c$$

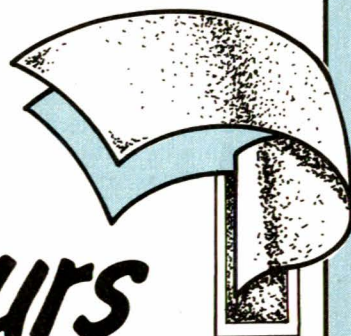
La température est maintenant liée à E_c , et devient une grandeur mesurable. La limite inférieure $\theta = 0$ correspond à $E_c = 0$, donc à des molécules de vitesse nulle : c'est ce que nous avions pressenti plus haut.

Le diagramme ci-joint établit la correspondance entre l'échelle Celsius et celle des températures absolues, exprimées en degrés Kelvin (° K). Elle montre, en même temps, les valeurs de quelques températures de changement d'état.



dossier (1)

Les convertisseurs de tension inverseurs élévateurs



Dans la plupart des réalisations, tant logiques qu'analogiques, le lecteur se trouve la plupart du temps confronté au problème particulier des alimentations. A partir du moment où le montage est tant soit peu sophistiqué, on s'aperçoit vite de la nécessité d'une alimentation double, symétrique ou non. Ainsi en est-il des nombreux circuits à amplificateurs opérationnels, ou encore de circuits intégrés digitaux complexes qui requièrent des alimentations de $\pm 5\text{ V}$ et $\pm 15\text{ V}$. Encore omettons-nous les systèmes d'interface de puissance qui, dans la plupart des cas sont en 24 V ainsi que tous les appareils analogiques audio fréquences ou les alimentations se doivent d'être symétriques, de valeurs comprises entre $\pm 12\text{ V}$ à $\pm 45\text{ V}$.

En fait, au cours des schémas proposés, le lecteur s'aperçoit vite de la « carence » en ce domaine. Les piles offrent de très nombreux modèles ayant des interconnexions souvent difficiles entre elles, par ailleurs elles s'usent relativement vite et sont guère disponibles au moment opportun. Les accumulateurs coutent cher et il n'est pas envisageable d'en connecter deux fois vingt en série afin d'obtenir une tension symétrique de $\pm 24\text{ V}$. Quant aux alimentations secteurs, variables, ou fixes, dès que les montages sont à tensions multiples, elles deviennent prohibitives, d'autant que leurs utilisations se cantonnent principalement aux réalisations domestiques.

Pour tous les montages portatifs, il est hors de question de les utiliser et la question se pose donc de nouveau, à savoir comment résoudre le plus simplement possible le problème ? La solution existe, il s'agit des convertisseurs de tensions qui, selon le cas, peuvent délivrer une tension supérieure à celle d'entrée, ou bien encore une tension de signe opposé. Par

ailleurs et comme nous le verrons tout au long des différentes parties de cet article traitant des convertisseurs de tension, il sera possible d'obtenir des valeurs et des intensités tout à fait différentes selon les montages, mais dans tous les cas le principe de base sera soit l'inversion, soit l'élévation de tension, même si des circuits annexes connectés en sortie permettent d'obtenir d'autres valeurs.

Nous avons donc omis dans cet article tous les schémas d'alimentations type abaisseur de tension, qu'elles soient régulées, stabilisées, variables ou non, mais, comme nous venons de le mentionner, le lecteur trouvera dans certains schémas des parties équivalentes permettant d'obtenir de multiples tensions de sortie, la plupart du temps régulées, et ce, en partant d'une unique tension d'entrée. Ainsi, pensons-nous, par le biais de cette étude alliée à une importante schémathèque, contribuer à parfaire la connaissance de circuits électroniques de plus en plus usités mais généralement méconnus.

Enfin, tout au long des nombreux schémas proposés, nous décrirons plus particulièrement quelques réalisations intéressantes, de façon à ce que le lecteur puisse mettre en pratique facilement quelques montages de manière concrète, et nous en arrivons donc maintenant au récapitulatif de ce qui peut être fait en la matière.



Dans le tableau ci-contre nous la donnons complète, de la première à la dernière partie. En outre, nous avons fait en sorte de proposer chaque circuit convertisseur en partant de la tension d'entrée la plus faible qui soit, jusqu'à la plus élevée, et pour chaque montage, d'indiquer la polarité et la valeur de la tension de sortie correspondante. Ainsi, le lecteur pourra très facilement choisir le type de convertisseur l'intéressant plus particulièrement. De plus, à chaque circuit, nous répertorions les différents types de composants constitutifs, intégrés ou discrets régissant le fonctionnement. De cette façon, il devient très facile d'un seul coup d'œil de voir si l'on possède les éléments nécessaires à la fabrication du modèle choisi. Enfin, et comme nous l'avons dit, nous indiquons quel montage fait plus particulièrement l'objet d'une réalisation complète avec circuit imprimé, implantation et mesures.

Figure(s)	Tension d'entrée (volts)	Tension(s) de sortie (volts)	Composants		Réalisations
			intégrés	discrets	
1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10	—	—	—	—	—
11	+ 1,2 V	+ 7,2 V	TL 496	1N4001	—
12	+ 1,5 V	— 9 V	—	BD 433 BAV10 BZX61 C 11	—
13	+ 2 V	+ 70 V à + 100 V	LM3909	BSX 21 BZY95 C 75 BYX10	—
14	+ 2,4 V	+ 8,6 V	TL 496	BAX 16	—
15	+ 2,5 V	+ 9 V	RC 4193	BAX 13	—
16	+ 2,8 V	+ 9 V	RC 4193	2N2905 2N2219 1N4001	—
17	+ 3 V	450 V	—	AC 128	—
18	+ 4,5 V	+ 7,5 V	TL497	—	—
19	+ 4,8 V	+ 9 V	—	2 × BC 557 BC 184 BAX 13 BZY88 C 9V1	—
20, 21, 22	+ 5 V	— 5 V + 9 V	ICL 7660	2 × BAX13	X
23	+ 5 V	— 5 V + 15 V	2 × TL 497	—	—
24	+ 6 V	+ 11,3 V	4011 4013	2 × BAX13	—
25	+ 6 V	+ 22 V	—	2 × BFY50 2 × BDY20 4 × BY126	—
26	+ 6 V	+ 12 V	2 × TDA 2003	BD238 2N2222 BZX61C16 3 × 1N4001	—
27	+ 6 V	+ 12 V	—	2 × 2N2219 4 × BDY 38 6 × 1N 4001	—
28	+ 6 V	+ 1 V à + 40 V	TL 497 MC 17233	BSX 61 E	—
29, 30, 31	+ 6 V	+ 28 V + 1,2 V à + 26,5 V + 12 V + 5 V	TL 497 TL 317 78 L 12 78 L 05	—	×
32, 33, 34, 35, 36	+ 6 V	+ 80 V + 210 V + 290 V	—	2 N 3772 2 × BYX10	×
37	+ 6 V	+ 300 V + 600 V	—	2 × 2N 2907 2 × 2N 5192 2 × 1N 4005 2 × 1N 4007	—
38	+ 6 V	+ 250 V	—	2 × BD 139 2 × BZY88C12 1N 4007	—
39, 40, 41, 42, 43	+ 8 V	+ 450 V	—	2 × BD 677 BY 123	×
44	+ 9 V	+ 5 V — 5 V	555 7805 7905	7 × BAX13	—
45	+ 9 V	— 5 V	555	3 × BAX13	—
46, 47, 48, 49	+ 9 V	+ 15 V	555	2 × BAX13	×
50, 51	+ 9 V	+ 40 V	μA78S40	—	—
52	+ 12 V	— 5 V	TL 497 PIC 625	2 N 2222 2 × BAX 13	—
53, 54, 55	+ 12 V	+ 5 V — 5 V	μA 723 T2 497	BFY 51	×
56, 57, 58	+ 12 V	+ 6 V — 6 V	μA 741	—	×
59	+ 12 V	— 10 V	555	BC 107 2 × BAX 16	—

Principes de base

Figure(s)	Tension d'entrée (volts)	Tension(s) de sortie (volts)	Composants		Réalizations
			intégrés	discrets	
60	+ 12 V	- 12 V	-	2 x BC107 2 N 2222 2 N 2907 M J 901 M J 1001 2 x MR 751	-
61, 61, 63, 64, 65	+ 12 V	- 12 V	-	2 x BD 139 2 x BD 140 4 x BY 126	x
66	+ 12 V	- 15 V	µA 78540	MJ 2501 BY 255	-
67	+ 12 V	+ 24 V	4049	2 x IRF 530 2 x BY 127	-
68	+ 12 V	+ 24 V	TL 497	BAX 16 PIC 635	-
69, 70, 71 72	+ 12 V	+ 24 V - 24 V	4049	2 x BC 184 2 x BAX 13 2 x BZX29 C 24	x
73	+ 12 V	+ 100 V	555	BDX 35 2 x BAX 16 2 x BYX 10 BZX29 C 24	-
74	+ 12 V	100 V ~	-	2 x 2 N 3771	-
75, 76, 77, 78, 79	+ 12 V	150 V ~	-	2 x BSX 61E 2 x BD 237 2 33 BAX 16	x
80	+ 12 V	220 V ~	ICM 7038 4049	BC 107 2 x 2N 1711 2 x TIP 2955 2 x TIP 3055 4 x 1N 4002 BZX 75 C 3 V6	-
81	+ 12 V	220 V ~	-	2 x BD 683 2 x BZY 88 C24	-
82	+ 12 V	220 V ~	555 78L05 79L05 µA 741 2 x TDA 2003	2 x BAX 16 BAX 13	-
83	+ 12 V	220 V ~	-	2 x MJ 15004	-
84	+ 12 V	220 V ~	-	2 x 2N 3773 1N 4002 32 R 2	-
85	+ 12 V	220 V ~	-	2 x BC 548 2N 4036 2N 3054 2 x 2N 3442	-
86	+ 12 V	220 V ~	-	2 x BD 237	-
87	+ 12 V	220 V ~	-	2 x 2N 2646 2 x BTY91/400	-
88	+ 12 V	+ 300 V ~	-	2 x TIP 33 A 2 x BY 126 4 x BY 255 2 x BZY 95 C 43	-
89	+ 12 V	110 V ~ 220 V ~	BCY 88	2 x BD 684 2 x 40411	-
90	+ 12 V	+ 375 V	-	2 x MJ 15001 KBL06	-
91, 92, 93, 94	+ 12 V	+ 380 V	555	BD 139 2 N 3442 4 x 1N 40077	x
95	+ 12 V	400 V ~	555	2 x BD 441 2 x BZY 88 C27	-
96	+ 12 V	+ 440 V	-	2 x 2N 3771 2 x BZY 88 C27 4 x BYX10	-
97	+ 15 V	+ 3000 V	4049	BF 259 BU 208 1N 3286	-
98	+ 18 V	+ 9 V - 9 V	µA 741	BD 139 BD 140	-
99	+ 24 V	+ 12 V - 12 V	LM 101	BD 137 BD 138	-

Les convertisseurs décrits dépendent en fait de deux principes types. En premier lieu, nous trouvons les alimentations à découpage et en second les multiplicateurs de tension. A l'aide de ces deux montages qui pourront être connectés l'un à l'autre et de divers éléments extérieurs, tels selfs et transformateurs, il va être possible de générer toutes sortes de tensions positives, négatives ou alternatives et ce, avec des tensions d'alimentation pouvant s'échelonner de quelques volts seulement jusqu'à 220 V. A ce moment, les valeurs en sortie pourront atteindre des niveaux fort divers permettant, outre l'inversion et la symétrisation, la possibilité d'obtenir de hautes tensions continues ou alternatives voire même de générer des très hautes tensions, 1 kV à quelques 50 kV comme nous le montre le tableau précédent.

Les alimentations à découpage

En fait, on en distingue principalement trois sortes. En premier celles que nous allons utiliser tout au long de cet article et qui, sans transformateur, ont leur fonctionnement basé sur l'accumulation d'énergie dans une inductance, puis par répétitivité, la restitution de celle-ci. En second, les modèles simples à transformateur, types « Flyback » ou « Forward » et en troisième les modèles plus élaborés, généralement de forte puissance de types Push-Pull ou en pont.

Bien que le fonctionnement de tels circuits soit désormais connu, il convient de rappeler au lecteur les principes généraux qui régissent ce genre d'alimentation. Selon la configuration de branchement des différents composants constitutifs, qu'ils soient intégrés ou non, il est possible d'établir trois schémas distincts permettant d'obtenir trois sortes de régulateurs à découpage. A la figure 1 est représenté le principe d'une alimentation de type « STEP DOWN » qui fournit en sortie sur la charge R, une tension U_s inférieure

Figure(s)	Tension d'entrée (volts)	Tension(s) de sortie (volts)	Composants		Réalisations
			intégrés	discrets	
100	110/220 V~	+ 1000 V	—	BU 108 BZX 29 C16 11 x BAY 24	—
101	220 V~	+ 1150 V	—	BU 208 6 x 1N 5182 BZX75 C2V1	—
102	220 V~	+ 600 V + 1200 V	—	4 x 1N 4007	—
103	220 V~	+ 1500 V	µA 723	3 x MJE 340 2N 2907 2 x 1N 3285 BZY29 C15 BZY 88 C5V1 5 x 1N 4586	—
104 105	220 V~ 220 V~	+ 4000 V 10 000 V~	— —	4 x 1N 3284 2 x BSX 61 E 2N 3731 BY 255 BZX 29 C20 1N 4785	— —
106	220 V~	50 000 V~	—	TRAL 1225 D BR 100	—

mais de même polarité que la tension d'entrée U_E . Nous n'explicitons pas ce type de circuit puisque nous avons limité l'étude de nos convertisseurs, déjà fort importante par ailleurs, aux seuls cas inverseurs et élévateurs.

En modifiant maintenant quelque peu la configuration du circuit précédent, nous obtenons le schéma de la **figure 2** qui est une alimentation à découpage de type « STEP UP » et permet d'obtenir en sortie aux bornes de la charge R, une tension U_S supérieure et de même polarité que la tension d'entrée U_E . Nous avons donc là l'équivalent d'un montage convertisseur continu-continu élé-

vateur de tension, et nous allons l'employer fréquemment dans notre schémathèque.

Voyons succinctement le fonctionnement d'un tel circuit. De prime abord, partons du principe que le commutateur k est fermé. La tension appliquée chute jusqu'à atteindre le potentiel de la masse et la résultante des tensions d'entrée et de sortie est alors transmise à l'inductance L dans laquelle le courant suit une loi linéaire. Une certaine énergie, se trouve donc être emmagasinée dans cette self L, la diode D étant à ce moment polarisée en inverse, aucun courant ne circule vers la sortie. Le seul courant qui traverse la charge R provient de la charge du condensateur C.

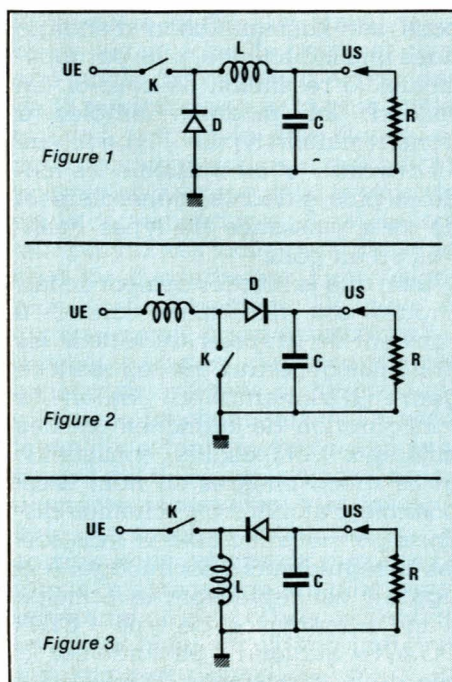
Lorsque l'interrupteur k s'ouvre, le courant dans la bobine ne peut pas varier instantanément, mais le potentiel augmente aux bornes de la diode D jusqu'à rendre celle-ci conductrice. A ce moment le courant circule à travers la diode vers la charge de sortie R. Le courant de self diminue, le condensateur C se recharge. Le courant de diode ne pouvant circuler que pendant le temps de blocage un tel montage est tributaire naturellement de la fréquence de fonctionnement régissant l'ouverture/fermeture de l'interrupteur k et il est bien évident que ce composant sera toujours un dispositif à semi-conducteur.

Une dernière configuration de figure nous permet d'élaborer une alimentation inverseuse dont le schéma type de principe est celui de la **figure 3**. Encore une fois dans ce modèle de régulateur à découpage,

type « voltage inverter regulator » on exploite les mêmes éléments que pour les deux circuits précédents avec toutefois des variantes d'interconnexions permettant d'obtenir à la sortie aux bornes de la charge R une tension U_S de polarité opposée à celle de l'entrée U_E . Le montage étant naturellement alimenté par une tension positive, il fournit donc en sortie une tension négative. Le principe de fonctionnement du régulateur inverseur est le suivant :

Lorsque k est fermé, la tension aux bornes de l'inductance L augmente pour tendre vers la valeur $U_E - U_S$. Le courant dans cette bobine croît donc linéairement et à l'ouverture de l'interrupteur k, le courant dans la self ne pouvant pas se modifier instantanément, il s'ensuit qu'il conserve le même sens. Par conséquent, la différence de potentiel à ses bornes devient égale à la tension de sortie moins la chute de tension dans la diode D et cette dernière étant polarisée en direct, est maintenant conductrice. Le courant dans l'inductance L décroît linéairement et le courant de diode circule dans le condensateur C et dans la charge R. Dans ce montage, le courant d'entrée ne circule que lorsque k est fermé et identiquement au schéma précédent, cet élément sera uniquement constitué par une électronique adéquate.

Afin de fixer au mieux les esprits sur ce qui précède, nous donnons respectivement aux **figures 4 et 5** les organigrammes de fonctionnement des alimentations à découpage de type élévateur et inverseur à transistor ballast. Celui-ci travaille exclusivement en régime bloqué saturé avec une dissipation des plus faibles. On peut donc aisément l'apparenter au rôle joué par l'interrupteur k vu précédemment. L'arrêt de la commutation intervient à partir du moment où l'oscillateur est inhibé, mais lorsqu'il fonctionne, le transistor ballast permet à la self L d'emmagasiner et de restituer de l'énergie. L'oscillateur à fréquence variable peut naturellement stopper par l'ordre envoyé par le comparateur-régulateur et à ce moment, pour le cas du convertisseur de type élévateur, l'inductance L se décharge par l'intermédiaire de la diode D dans le condensateur de forte capacité C. Le rôle de ce dernier est donc de filtrer la tension de sortie. Comme nous l'avons vu, les commutations devant avoir lieu rapidement, la fréquence de découpage est donc généralement de l'ordre de quelques



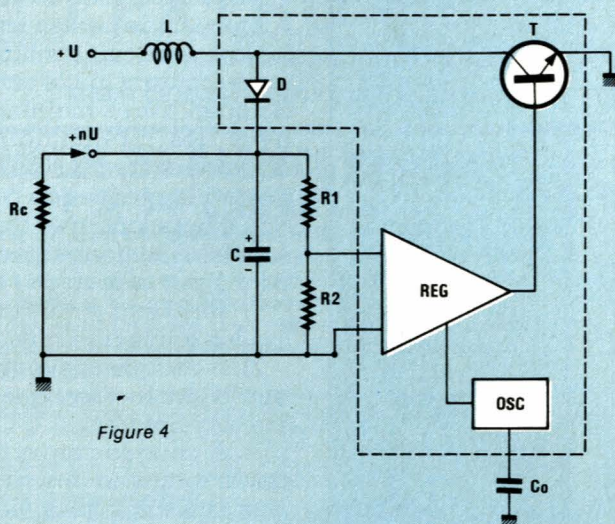


Figure 4

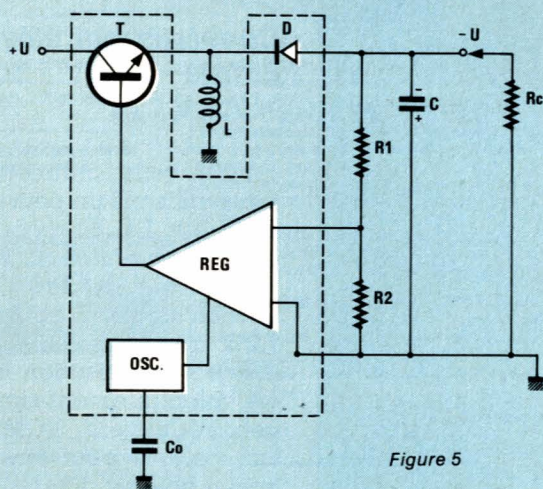


Figure 5

dizaines à quelques centaines de kHz et ce filtrage s'effectue donc très aisément.

Dans la plupart de ces régulateurs, qu'ils soient de type discrets ou intégrés, la valeur d'un petit condensateur C_0 fixe la durée totale d'un cycle complet charge/décharge. Celle-ci est égale à la fréquence maximale de fonctionnement du découpage.

Par ailleurs, le rapport du temps de conduction du transistor ballast à la période de découpage peut atteindre à ce moment 80 à 85 %. Pour la plupart des régulateurs intégrés élévateurs ou inverseurs, il ne suffit alors plus que de jouer sur le rapport R_1/R_2 d'un pont diviseur à résistances, connecté en sortie ; pour fixer la tension U_s désirée.

Les multiplicateurs de tension

Dans bien des cas, nous aurons affaire aussi à des circuits simples afin de produire des tensions rela-

vement élevées. Il s'agit de doubleurs, tripleurs ou autres multiplicateurs de tension qui seront utilisés couramment pour ce genre d'opération. Le lecteur trouvera à la figure 6 un circuit des plus simples qui soit, en l'occurrence le doubleur de tension de type Schenkel. Ce circuit ne requiert que peu de composants et est alimenté à l'entrée par une tension alternative U_{eff} . La tension recueillie à la sortie est continue et égale à $2 U_{max}$ soit encore $2 U_{eff} \sqrt{2}$. Ainsi, avec une tension d'entrée de 220 V - 50 Hz, il va être possible d'obtenir en sortie :

$$U_s = 2 U_{eff} \sqrt{2} = 2 \times 220 \times 1,414 = 622 \text{ V}$$

Le fonctionnement d'un tel montage est des plus simples, et il faut considérer en premier lieu la pre-

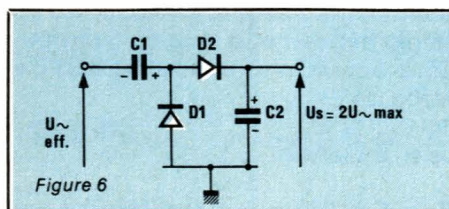


Figure 6

mière alternance d'une période de courant sinusoïdal permettant le passage du courant dans D_1 et le blocage de D_2 . Le condensateur C_1 se charge par D_1 à la tension maximale de cette alternance. Puis, à la deuxième alternance cette fois-ci les polarités étant inversées, D_1 se trouve bloquée et D_2 passante. Dès lors, c'est maintenant le condensateur C_2 qui se charge à la valeur de crête par l'intermédiaire de la diode D_2 , mais le condensateur C_1 initialement chargé à la valeur maximale se trouve en série avec l'alternance en cours et il apparaît aux bornes de C_2 une tension égale à deux fois la tension maximale d'une alternance.

Durant la charge de ce condensateur, C_1 se décharge légèrement mais se recharge de suite lors de l'arrivée de la nouvelle alternance négative. De même, la tension aux bornes de C_2 ne reste pas constante car ce condensateur se décharge dans le circuit de sortie, mais en choisissant convenablement la valeur et la qualité des composants et en minimisant les pertes, ce montage simple rendra de grands services pour l'obtention de tensions de sortie doubles de celles d'entrée.

À la figure 7 nous trouvons le schéma d'un quadrupleur de tension basé sur le même principe que le doubleur Schenkel puisqu'en fait il s'agit de deux doubleurs connectés ensemble. Avec ce montage il sera donc tout à fait possible d'obtenir une tension de sortie continue quadruple de celle d'entrée ainsi qu'une valeur moitiée. Si nous reprenons l'exemple précédent où la tension d'entrée est celle du secteur 220 V - 50 Hz, nous obtiendrons en sortie.

$$1^\circ) U_1 = 2 U_{eff} \sqrt{2} = 2 \times 220 \times 1,414 = 622 \text{ V}$$

$$2^\circ) U_2 = 2 U_1 = 2 \times 622 \text{ V} = 1244 \text{ V}$$

Naturellement, ces valeurs sont des données théoriques, pour un montage à vide, sans aucune perte, cependant, pour de faibles courants et avec des pertes réduites au minimum, ces valeurs se maintiendront correctement à + 600 v et + 1 200 v.

Un autre doubleur de tension utilisé dans les convertisseurs de notre schémathèque est celui de la figure 8. Il s'agit d'un montage en pont ou doubleur de Latour. Comme on le voit sur le schéma, il ne requiert pas plus de composants que le doubleur Schenkel mais son fonctionnement est quelque peu différent. Pendant la première alternance, le condensateur C_1 se charge à la valeur maximale par l'intermédiaire de la diode D_1 qui est passante, D_2 étant blo-

Figure 7

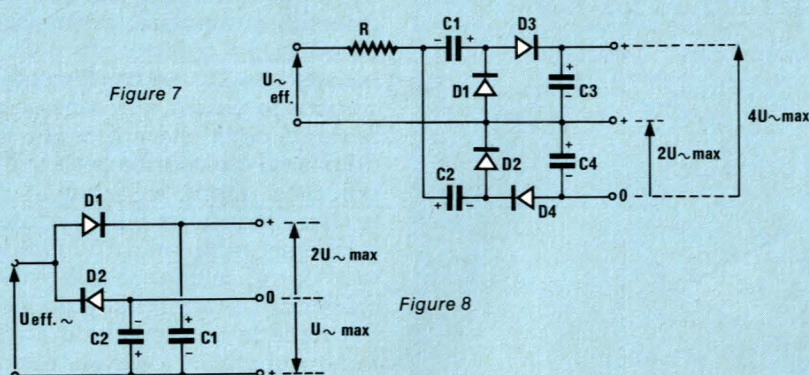


Figure 8

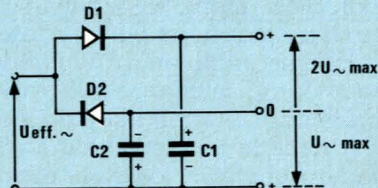


Figure 9

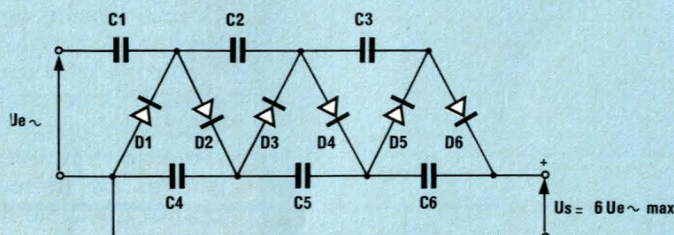
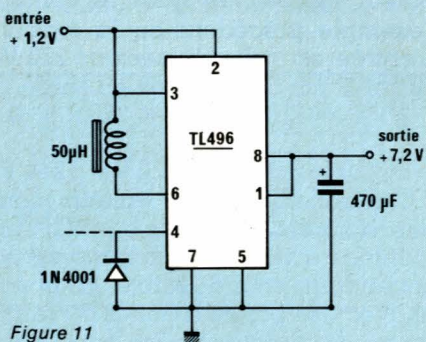
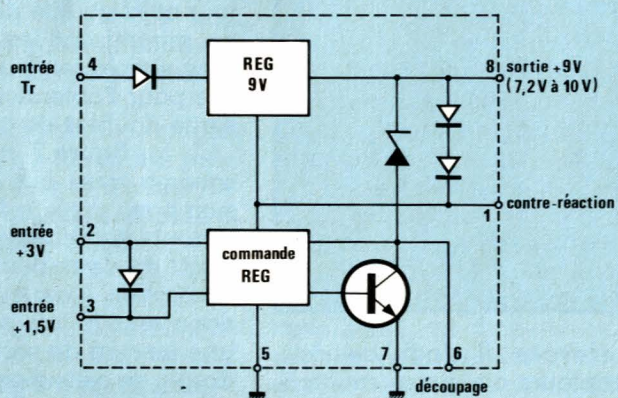


Figure 10



quée. A la seconde alternance, les polarités changeant de sens, c'est maintenant le condensateur C_2 qui se charge à la valeur de crête par D_2 , D_1 étant bloquée. Vu de la sortie, les deux condensateurs C_1 et C_2 sont en série, et nous obtenons à leurs bornes une tension continue double de celle de l'entrée. Naturellement, aux bornes de chaque condensateur, on obtient une tension égale à $U_{eff} \sqrt{2}$, soit pour l'exemple précédent :

$$U_c = 220 \times 1,414 = 311 \text{ V}$$

Enfin, pour en terminer avec les multiplicateurs de tension, le lecteur trouvera à la figure 9 le schéma d'un montage de type Greinacher encore appelé multiplicateur en échelle. Il suffit d'examiner de près le schéma pour s'apercevoir que celui-ci est en fait constitué d'une suite de doubleurs Schenkel. Le fonctionnement du circuit est donc identique à une cellule, la tension de sortie étant quant à elle fonction de la tension d'entrée et du nombre de cellules.

Le montage de la figure 9 constitue un multiplicateur par 6, et, reprenant les données précédentes en ce qui concerne la tension d'entrée, nous en déduisons une tension de sortie de :

$$U_s = 6 U_{eff} \sqrt{2}$$

$$U_s = 6 \times 220 \times 1,414 = 1866 \text{ V}$$

Nous utiliserons un tel circuit pour l'obtention de hautes tensions et très hautes tensions continues dès lors qu'un courant faible sera demandé. Nous en avons maintenant terminé avec les préliminaires sur les convertisseurs de tensions et allons décrire le premier de ces appareils. Nous rappelons que l'ordre suivant a été établi conformément au tableau donné par ailleurs :

- 1) Tension d'entrée croissante, de la plus faible à la plus élevée.
- 2) A chaque convertisseur de tension d'entrée identique, tension de sortie croissante.
- 3) A chaque convertisseur à plusieurs sorties, la description va de la plus faible à la plus élevée.

Convertisseur élévateur - Entrée + 1,2 V - Sortie + 7,2 V

Pour cette première réalisation, nous utilisons un petit circuit intégré en boîtier DIL 8 broches qui est spécialisé pour obtenir en sortie une tension de sortie de 9 V à partir d'une tension d'entrée pouvant varier de 1,2 V à quelques 3 V. La figure 10 donne l'organisation interne, qui a été volontairement simplifiée, de ce petit régulateur à découpage. En fait, celui-ci peut être alimenté de trois manières différentes.

- 1) Par un unique accumulateur au Cd-Ni.
- 2) Par deux accumulateurs Cd-Ni connectés en série.
- 3) Par un transformateur.

Eu égard au mode d'alimentation, la tension de sortie varie quelque peu et s'il est en fait donné pour 9 V, elle s'échelonne de 7,2 V minimum à 10 V.

Notre convertisseur est donc le cas de figure le plus élémentaire sans transformateur, avec un seul accumulateur d'alimentation et le schéma de cet appareil, extrêmement simple est donné à la figure 11. Trois composants périphériques régissent son fonctionnement, et encore, la diode 1N 4001 peut être normalement supprimée, si l'alimentation externe (transformateur uniquement) de recharge/entretien d'accumulateur n'est pas connectée. Avec une tension d'entrée de + 1,2 V à + 1,3 V il est possible d'obtenir une tension de sortie de + 7,2 V pour un courant de 40 mA. Pour un montage si simple le rendement est excellent puisqu'il avoisine les 66 %, on ne perdra pas de vue cependant que le courant



LEXTRONIC

33-39, avenue des Pinsons, 93370 MONTFERMEIL

Tél.: 388.11.00 (lignes groupées) C.C.P. La Source 30.576.22 T

S.a.r.l. Ouvert du mardi au samedi de 9 h à 12 h et de 13 h 45 à 18 h 30. Fermé dimanche et lundi

CRÉDIT CETELEM • EXPORTATION : DÉTAXE SUR LES PRIX INDICQUÉS

OUVERT TOUT L'ÉTÉ

ENSEMBLES DE RADIOCOMMANDE I A 14 CANAUX

LEXTRONIC propose une gamme étendue d'ensembles E/R de radiocommande, utilisant du matériel de haute qualité, ces appareils sont étudiés afin de permettre la commande à distance de relais avec une grande sécurité de fonctionnement, grâce à un codage à l'émission et à la réception en PCM, pratiquement imbrouillables par les CB, Talky-Walky, radiocommandes digitales, etc. Les portées de ces appareils sont données à titre indicatif, à vue et sans obstacle. Pour de plus amples renseignements, consultez notre catalogue. Prix spéciaux par quantité.

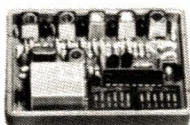
Modèle de haute fiabilité et de très belle présentation, pratiquement imbrouillable grâce à son codage PCM avec programmation du code à l'émission et à la réception par mini-interrupteurs DIL (8192 combinaisons).

EMETTEUR 8192 AT livré en boîtier luxe noir (92 x 57 x 22 mm), avec logement pour pile 9 V min, puis. HF 600 mW 9 V. Cons. 120 mA (uniquement sur ordre), test pile par LED. Existe en 3 présentations :

1) EMETTEUR 8192 AT équipé d'une antenne télescopique de 70 cm pour une portée supérieure à 1 km.
2) EMETTEUR 8192 AC équipé d'une antenne souple type «caoutchouc» de 15 cm pour une portée de l'ordre de 300 à 500 m.
3) EMETTEUR 8192 SA sans antenne extérieure (intégrée à l'intérieur du boîtier pour une portée de l'ordre de 100 à 200 m).

MEME ENSEMBLE 8192 en version 72 MHz émetteur-récepteur en ordre de marche, avec quartz 1051,40 F

ENSEMBLE MONOCANAL 8192 MINIATURE 41 MHz



EMETTEUR 8192 complet en kit (spécifier la version, AT, AC ou SA), livré avec son boîtier luxe et quartz émission 41 MHz 354,80 F
MEME EMETTEUR 8192 livré sous forme de platine complète en kit, avec quartz émission, mais sans inter, sans antenne télescopique ou caoutchouc, ni boîtier 245,65 F
PLATINE SEULE 8192 en ordre de marche 300,25 F
EMETTEUR 8192 (spécifier la version) en ordre de marche, sans pile 464,00 F

RECEPTEUR monocanal 8192 livré en boîtier plastique (72 x 50 x 24 mm). Alimentation 9 à 12 V. Très grande sensibilité (< 1 µV) CAP sur 4 étages, équipé de 9 transistors et 2 CI. Sortie sur relais 1 RT 10A. Consom. au repos de 15 mA. Réponse de l'ens. E/R 0,5 s env. RECEPTEUR 8192 complet en kit, avec quartz 391,70 F
RECEPTEUR 8192 en ordre de marche 501,15 F

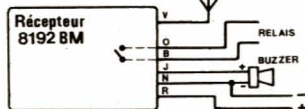
NEW !

RECEPTEUR 8192 BM. Mêmes caractéristiques et dimensions que les modèles 8192, mais équipé d'un relais bistable à mémoire. Fonctionne en version monocanal bistable avec les émetteurs 8192 AT, AC ou SA, le relais de sortie basculant alternativement sur «arrêt, marche, arrêt, marche» etc. à chaque impulsion de l'émetteur ou en version 2 canaux bistables en utilisant l'émetteur 2 canaux 8192 SP2, dans ces conditions, les fonctions «arrêt» et «marche» sont déterminées par l'un des 2 canaux de l'émetteur.

— Alim. 8 à 12 V, consom. identique de 15 mA env. avec relais de sortie en position contact «ouvert» ou «fermé», (intensité des contacts : 5 A max.).

Une sortie temporisée de 1 s. env. est prévue pour le branchement éventuel d'un buzzer piezo (intensité max: 30 mA) permettant le contrôle auditif de fonctionnement de chaque changement d'état du relais bistable.

Le récepteur 8192 BM, complet en kit, version 41 MHz avec quartz : Prix 442 F
Le récepteur 8192 BM en ordre de marche avec quartz 591 F



Emetteur 2 canaux 8192 SP2AC (version antenne caoutchouc 15 cm) ou 8192 SP2SA (version sans antenne), en ordre de marche avec quartz 529,50 F

SUPER CENTRALE D'ALARME CAP 805

Equipée de 26 CI, cette centrale d'alarme «intelligente» programmable comporte 21 leds de contrôle.

QUELQUES CARACTERISTIQUES :

- 8 zones sélectionnables indépendantes pour contacts, radar RV004, détecteur de voie d'eau ou incendie, etc.
- sélection indépendante des 8 zones «instantanées» ou «retardées»
- contrôle permanent des zones par buzzer incorporé
- contrôle permanent des 8 zones par leds avec mémorisation indépendante des alarmes de chaque zone.
- visualisation du nombre d'alarmes par afficheur 7 segments (la mémorisation par leds et afficheur est observée uniquement lorsque la centrale est à l'arrêt, afin de réduire sa consommation)
- 1 entrée «dissuasion» avec temporisation aléatoire pour radar extérieur ou barrière infrarouge
- 1 entrée pour serrure électronique autoprotégée C12L ou télécommande codée
- temporisations de sortie, d'entrée, de pré-alarme et d'alarme programmables par mini-interrupteurs avec clignotement toutes les secondes des leds durant les temps programmés
- 5 sorties indépendantes sur relais IRT 5A, comme suit :
 - 1 sortie 220 V pour éclairage extérieur temporisé durant les temps de sortie et d'entrée
 - 2 sorties sur relais pour pré-alarme (sirène intérieure et transmetteur téléphonique par exemple)
 - 1 sortie sur relais pour sirène extérieure ou autre
 - 1 sortie «dissuasion» avec temporisation aléatoire à la fermeture et à l'ouverture du relais pour radar extérieur
- alimentation 220 volts avec régulation pour radars Lextronic et chargeur pour batterie 12 V, 1,8 à 40 AH
- consommation en veille : 7 mA env.

Vendue actuellement uniquement sous forme de platine (200 x 200 mm).

Démonstration en magasin. Documentation contre enveloppe timbrée (à 3,70 F)

CAP 805, complète en kit 1398 F CAP 805, montée et testée 1626 F

NEW !

C 12 R ET C 12 L

Clavier code 12 touches (serrure électronique), livré en boîtier miniature de dimensions : 72 x 48 x 28 mm, avec électronique incorporée, (codage programmable).

Permet la mise en marche ou l'arrêt d'alarme, gâche électrique, appareil électronique, etc. Contrôle AIM par led bicolore. Très faible consommation (< 1 µA). Alimentation 6 à 12 V. En raison de leurs dimensions réduites, ces claviers sont particulièrement recommandés pour être montés sur le tableau de bord de voiture pour la mise en marche ou l'arrêt d'alarme telle que CAP12.

SERRURE ELECTRONIQUE C12R

(Modèle universel avec sortie sur relais 2RT 5A 250V max) compatible avec CAP 002, RV005, PVDA5, etc.

En kit 318 F Montée 447 F

SERRURE ELECTRONIQUE C12L

(Sortie logique, pour CAP 805 ou CAP 12)

En kit 228 F Montée 327 F

CLAVIER 12 touches SEUL

sans électronique très belle présentation 120 F

ENSEMBLE E/R A BARRIERE INFRAROUGE INVISIBLE

Actionne un relais temporisé (redéclenchable) dès la coupure du rayon invisible. Portée maximum 35 m en intérieur. Emetteur infrarouge BE05 piloté par quartz. Alimentation 12 V livré avec boîtier. Dimensions : 57 x 36 x 20 mm.

En kit 99 F Monté 155,40 F

RECEPTEUR INFRAROUGE BRO5

Alimentation 12 V. Sortie sur relais temporisé 1RT5A (90s). Livré avec boîtier. Dimensions : 70 x 50 x 23 mm.

Complet en kit 169 F Monté 269,85 F

NEW !

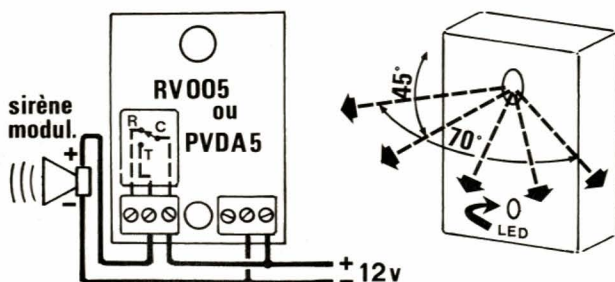
INCROYABLE LE PVDA-5 !

SYSTEME D'ALARME SANS FIL (protection volumétrique à dépression atmosphérique)

Fonctionne dès l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre donnant sur l'extérieur (aucun contact ni dispositif spécial à monter sur celles-ci). Se déclenche également en cas de bris de glaces. Entièrement autonome le PVDA-5 permet de protéger plusieurs locaux même sur plusieurs étages (jusqu'à 1500 m). L'avantage par rapport au radar est que toute personne ou animal peut se déplacer librement à l'intérieur des pièces protégées sans déclenchement du système.

MONTAGE TYPE

RV004/ RV005



NOMBREUSES APPLICATIONS : antivol, protection des personnes âgées, détecteur de présence pour magasins, etc.
Dim.: 72 x 50 x 24 mm. Alim.: 8 à 12 V, 4 mA en veille. Sortie sur relais IRT 5 A incorporé. Temporisations : sorties : 1 mn, entrée : 10 s, alarme autoréclenchable : 1 mn. Contrôle des différentes fonctions par Led 3 couleurs. Réglage de sensibilité. Le PVDA-5A est vivement conseillé comme antivol voiture.

PRIX EN DIRECT DU FABRICANT, MONTE : **509,20 F**

Démonstration dans notre magasin

Documentation contre enveloppe timbrée à 3,70 F + port 34 F ou contre-remboursement 40 F

NEW !

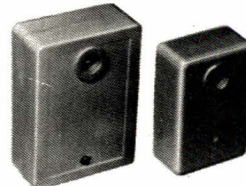
A NOTRE RAYON ALARME

LES RADARS VOLUMETRIQUES «LEXTRONIC» RV004 et RV005
A INFRAROUGE PASSIF

POUR CINQ RADARS PRIS EN UNE SEULE FOIS REMISE DE 10%

Se caractérisent par leurs dimensions réduites ainsi que par une très faible consommation de veille (3 mA environ). Les portées opérationnelles (régulables) sont de 6 à 12 m maxi avec un angle de couverture de 70° environ. Le déclenchement de ces radars se fait par détection de variation de température causée par la radiation du corps humain (infrarouge passif). Ils utilisent un détecteur spécial muni d'un filtre sélectif de longueur d'ondes bien spécifique de la température du corps humain évitant ainsi tous les déclenchements intempestifs. De plus, ces radars ne traversent pas les cloisons ni les vitres. Ils possèdent également une très grande immunité contre la lumière, les bruits, etc. Ils sont équipés d'un contrôleur visuel par Led réagissant dès le passage d'une personne (ou d'un animal dans la zone couverte par le radar).

Nombreuses applications : Antivol, déclenchement automatique d'éclairages, d'appareil photo ou caméra, magnétophone, vidéo de surveillance, objet animé, guirlandes, spots, système de sécurité, etc.



RADAR RV004 : Dim.: 57 x 37 x 20 mm. Modèle spécialement étudié pour fonctionner avec la centrale d'alarme CAP 002. Alim. 12 V. Consom. en veille 3 mA.

En kit 350 F Monté 426,15 F

RADAR RV005 : mêmes caractéristiques que le RV004, mais dim.: 72 x 50 x 24 mm, il comporte également les temporisations d'entrées (10 s) de sortie (90 s) et de durée d'alarme (redéclenchable) de 80 s. Les sorties se font sur relais incorporé 1 RT 3A pouvant actionner directement une sirène ou tout autre appareil.

En kit 412,30 F Monté 509,20 F

Documentation
contre enveloppe timbrée*

*Egalement en stock, centrales d'alarme, barrières infrarouges, alimentations secteur, sirènes, etc.

Veillez m'adresser VOTRE DERNIER CATALOGUE + LES NOUVEAUTES
(ci-joint 30 F en chèques) ou seulement vos NOUVEAUTES
(ci-joint 10 F en chèque)

Nom Prénom

Adresse

RP 07/85

Technique

maximum de sortie, donné par le constructeur est de 100 mA.

Pour en terminer, précisons que le circuit TL 496 est un produit de chez TEXAS INSTRUMENTS et qu'il a plus particulièrement été développé pour les petites calculatrices de poche et les μP de la série TMS 1000.

Convertisseur inverseur - Entrée + 1,5 V - Sortie - 9 V

Avec ce deuxième montage nous abordons là le type de convertisseur délivrant en sortie une tension de polarité opposée à celle de l'entrée. Le schéma de cet appareil est donné à la figure 12. Le système oscillateur à découpage est organisé autour d'un transistor NPN de puissance de type BD 433 ou équivalent, l'entretien des oscillations étant effectué par un couplage collecteur-base à l'aide d'un transformateur à noyau ferrite. Le rapport de transformation est de 1/2 et l'on bobinera environ 10 spires pour L_1 et 5 spires pour L_2 . Le système à découpage proprement dit comprend une inductance L_3 , un condensateur de 1 nF ainsi qu'une diode faible seuil de type BAV 10. Le lissage de la tension négative de sortie est obtenu au moyen du condensateur chimique de 220 μF /16 V. Avec les valeurs du schéma et en prévoyant pour L_3 une centaine de spires 2/10^e sur noyau ferrite, la tension de sortie est de - 9 V pour une tension d'entrée de + 1,5 V. En fait, celle-ci pourra varier jusqu'à 3 V et il sera donc possi-

ble d'obtenir en sortie une tension supérieure de - 10 V à - 12 V. Signalons en outre à nos lecteurs qu'au vu de la très faible tension d'alimentation pour un montage réalisé en « discret » le choix du transistor du montage oscillateur est des plus important. Nous avons retenu un modèle de chez RTC de type BD 433 qui admet un courant collecteur de 4 A, une tension de saturation $V_{CE sat}$ inférieure à 500 mV pour un courant I_c de 2 A, ainsi qu'une tension $V_{be sat}$ inférieure à 1 V pour $I_c = 1$ A. Bien que la donnée constructeur concernant la puissance soit de 36 W, on n'oubliera pas de monter le transistor sur un petit dissipateur.

Convertisseur élévateur haute tension. Entrée + 2 V. Sortie de + 70 V - + 100 V

Le schéma de ce convertisseur continu-continu à fort rapport d'élévation se trouve à la figure 13. L'intérêt d'un tel montage réside principalement dans le fait que la tension d'entrée est très faible puisqu'elle peut descendre jusqu'à + 1,2 V, et que pour obtenir notre haute tension de sortie, il n'est nul besoin de transformateurs, ni même de multiplicateurs de tension. L'encombrement d'un convertisseur de cette sorte est donc des plus réduit et le prix de revient très abordable. En fait, le cœur du montage est constitué d'un petit circuit intégré à 8 broches en boîtier DIL, le LM 3909 de

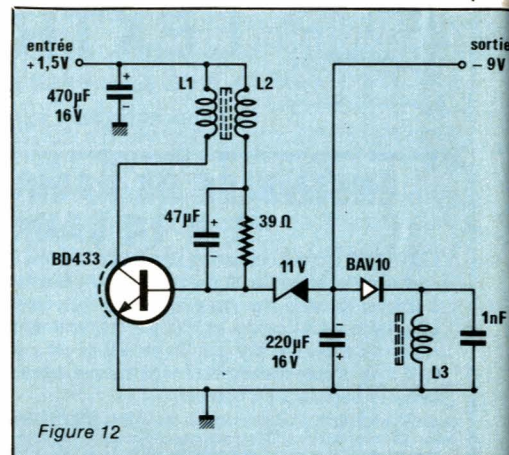
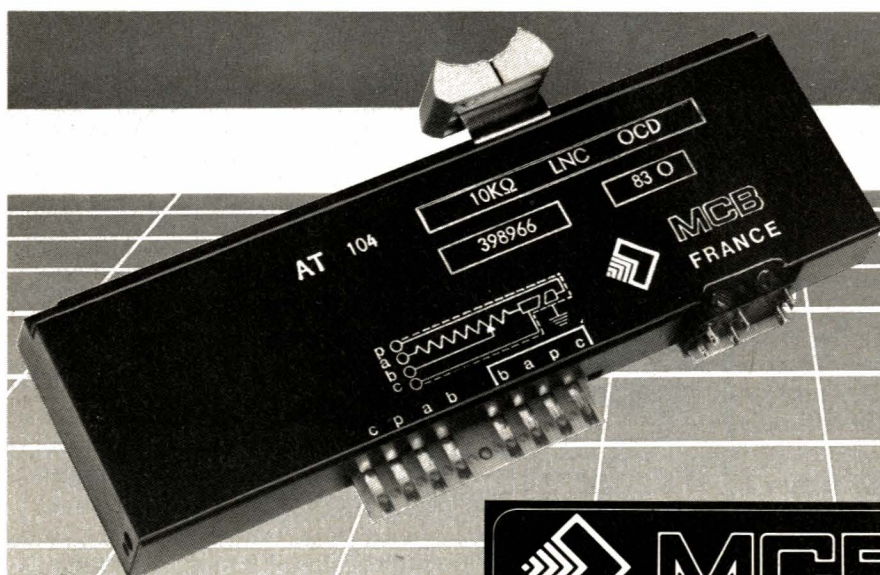


Figure 12

chez National Semiconducteurs. Celui-ci est un clignoteur réglable à 1 seule sortie pour LED, mode séquentiel, dont la tension d'alimentation va de + 1 V à + 6 V. Grâce à ce circuit, il est donc tout à fait possible d'élaborer un circuit convertisseur à très faible tension d'alimentation.

Le LM 3909 étant alimenté, les impulsions de sortie émises par la broche 8 sont transmises à la base d'un transistor NPN petit signal de type BSX 21. Le choix d'un tel composant ne résulte pas du hasard, puisqu'en fait, ce petit transistor en boîtier TO 18 admet 120 V en V_{CB} et 80 V de V_{CE} . De plus, le courant I_{CM} peut avoisiner les quelques 250 mA et il se trouve donc tout indiqué pour notre convertisseur haute tension.

La fréquence d'oscillation du LM 3909 est déterminée par le condensateur de 0,1 μF et à chaque fois que le BSX 21 passe de l'état bloqué à l'état saturé, il y a commuta-



pour votre console

"Haut de gamme"

l'atténuateur rectiligne
de précision (mono-stéréo)

- piste plastique conducteur
- courbe d'atténuation très précise
- très grande douceur de manœuvre
- niveau de bruit excessivement faible
- longue durée de vie



11, rue Pierre Lhomme - B.P. 65 - 92404 Courbevoie -
Cédex - France
Téléphone : (1) 788.51.20 - Télex : 620284 MCB

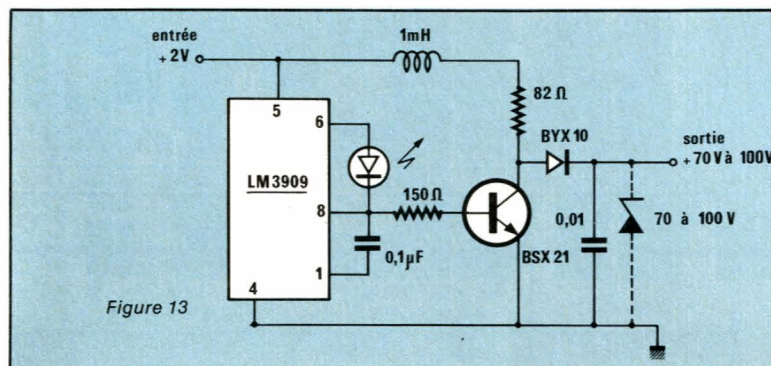


Figure 13

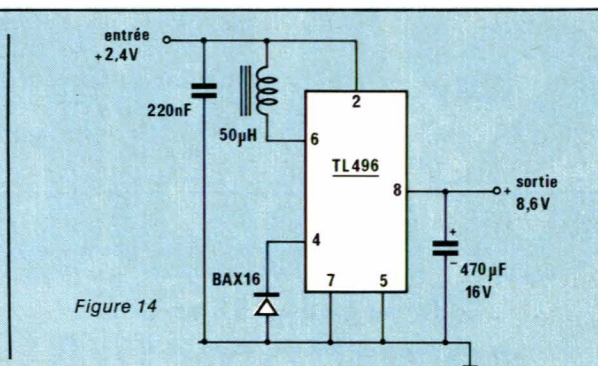


Figure 14

tion, et le courant passant dans la self de 1mH produit une surtension à ses bornes. La résistance de 82 Ω constitue la charge de collecteur du transistor, et il est clair que l'énergie emmagasinée par le condensateur de sortie de 10 nF n'est autre que la haute tension générée par le découpage. Naturellement, la tension de sortie étant continue comme nous l'avons dit, un redressement est nécessaire, rôle joué par la diode BYX10. Enfin, si on le désire il sera possible de stabiliser la tension de sortie à une valeur de + 70 V ou + 100 V par l'emploi direct d'une diode de zener, le montage quant à lui pouvant délivrer jusqu'à + 150 V environ, mais ce sera évidemment au détriment du courant de sortie, qui est dans tous les cas, au vu d'une si simple réalisation, nécessairement de faible valeur.

Convertisseur élévateur. Entrée + 2,4 V. Sortie + 8,6 V

Nous retrouvons là le circuit intégré TL 496 vu précédemment, mais dans une configuration quelque peu différente. Alors que sur le schéma de la figure 11 la broche 1 était reliée à la sortie 8 pour ce montage elle ne se trouve pas utilisée. Par ailleurs, l'inductance, au lieu d'être connectée entre les broches 3 et 6 l'est entre 2 et 6, le reste du montage restant inchangé et le schéma de ce convertisseur se trouve à la figure 14. Le fonctionnement est identique au montage précédent. La tension d'entrée peut être constituée de deux accumulateurs Cadmium-Nickel montés en série alliés ou non à un transformateur d'alimentation pour entretien/recharge. Dans le premier cas, la tension de sortie est de + 8,6 V ce qui correspond à notre montage et avoisine 10 V si le transformateur est utilisé.

Le convertisseur peut délivrer en sortie un courant de 80 mA ce qui est

fort correct pour le peu de composants mis en jeu, d'autant plus que le rendement reste constant et encore égal à 66 %.

Convertisseur élévateur - Entrée + 2,5 V - Sortie + 9 V

Une nouvelle fois, nous utilisons un petit circuit intégré spécialisé livré en boîtier DIL 8 broches, mais contrairement aux autres montages, la tension de sortie de cette réalisation reste constante et égale à + 9 V tant que l'alimentation d'entrée ne voit pas sa tension chuter en deçà de + 2,4 V. Celle-ci peut donc varier relativement dans de larges proportions, soit de + 2,4 V à + 9 V. Tant que cette fourchette est maintenue, le circuit délivre + 9 V en sortie.

Pour se faire, un seul circuit est nécessaire. Il s'agit du RC 4193 de chez Raytheon qui, allié à une poignée de composants alentours et à une self de 1 mH permet l'élaboration d'un convertisseur élévateur continu-continu fort honnête. Le régulateur à découpage possède un circuit de référence interne dont le courant de commande est déterminé par la valeur de la résistance connectée sur la broche 6 du circuit intégré. Cette tension de référence fixe le seuil d'entrée de la boucle de régulation intégrée qui comporte un oscillateur interne dont la fréquence dépend de la valeur du condensateur connecté entre la broche 2 du circuit et la masse.

Cette tension de référence est aussi utilisée pour fixer les courants de polarisation des étages internes et pour le circuit détecteur de tension de pile. Le schéma du montage complet est donné à la figure 15. La tension de sortie est donnée par la relation :

$$U_s = \frac{1,3 (R + R')}{R'} \quad (V)$$

Ce qui, pour notre application avec $R = 82 \text{ k}\Omega$ 5 % et $R' = 13,7 \text{ k}\Omega$ 1 % nous donne :

$$U_s = 1,3 \frac{(82 + 13,7)}{13,7} = \frac{1,3 \times 95,7}{13,7} = \frac{124,41}{13,7}$$

$$U_s = 9,08 \text{ V}$$

Pour en terminer avec ce circuit, il convient de noter que si la précision de la tension de sortie est excellente eu égard à la fourchette d'alimentation, le courant de sortie du montage décrit est relativement faible, bien que pouvant avoisiner les 30 mA, ce qui dans la plupart des cas sera largement suffisant pour remplacer une pile miniature 9 V type 6 F 22. Pour les lecteurs intéressés par un courant plus important nous les convions au chapitre suivant.

à suivre...

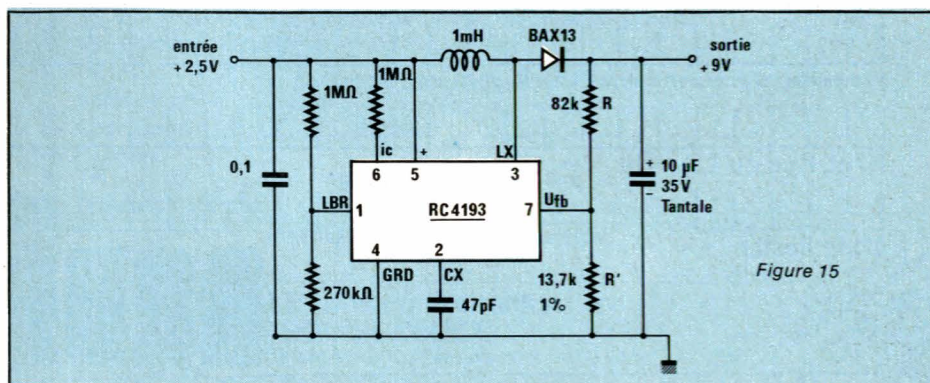


Figure 15