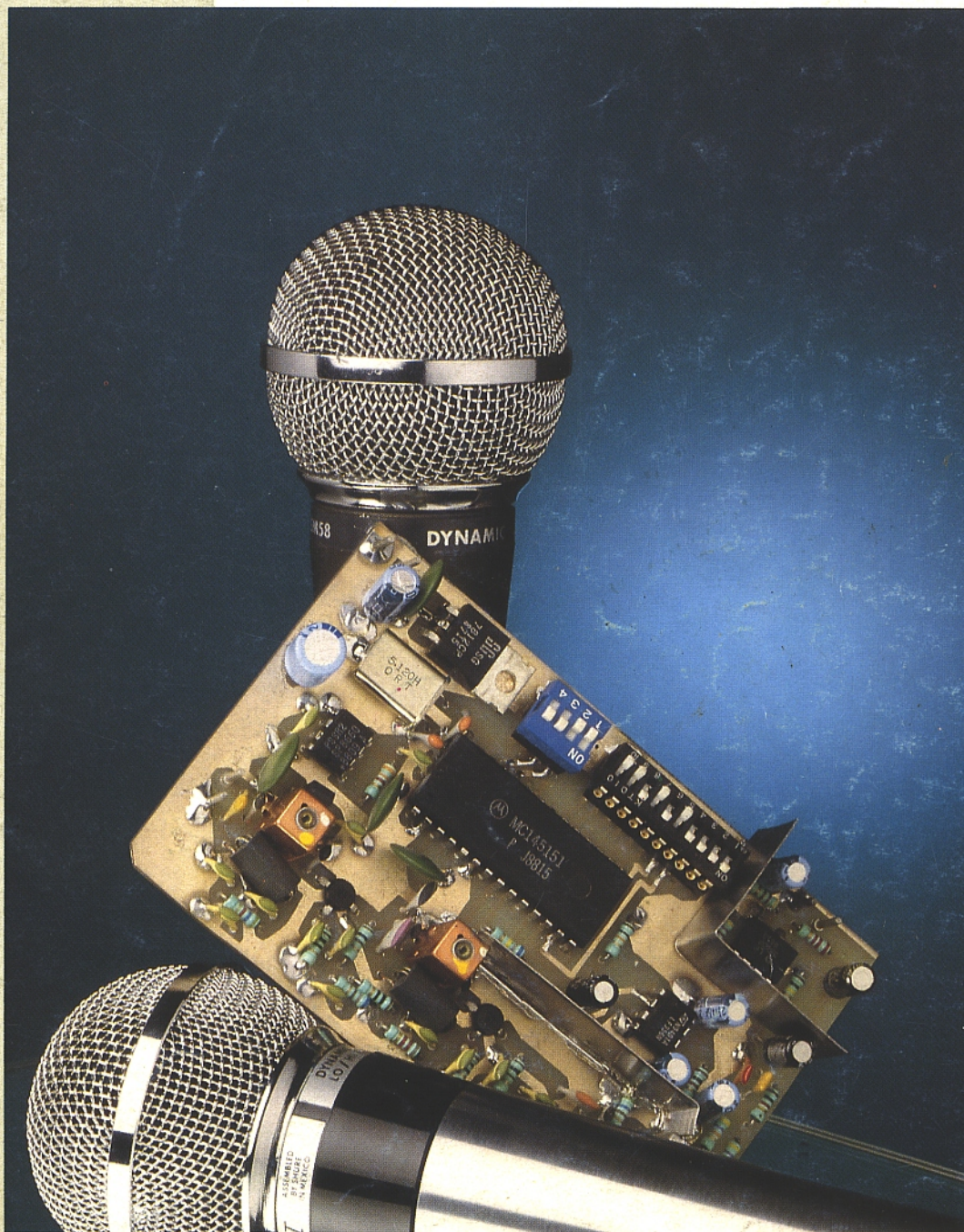


RADIO PLANS

APPLICATIONS DU CIRCUIT MM 57410 NS.
CONSTITUTION DES AFFICHEURS LCD A SEGMENTS.
UN EMETTEUR FM A SYNTHESE DE FREQUENCE.
LES CAPTEURS DE PRESSION : STRUCTURE ET APPLICATIONS.
MARC : LES CARTES VU-MÈTRE, dB-MÈTRE ET FRÉQUENCEMÈTRE.
MESURE : DU BON EMPLOI DES SONDÉS.
APPLICATIONS DES SYNTHETISEURS PLESSEY SP 5050.



T 2438 - 507 - 20,00 F



3792438020008 05070

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la SPE
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05
Télex : PGV 230472 F - Télécopie : 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en chef adjoint :
Claude DUCROS
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue de Compans, 75019 Paris
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris
Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER
Directeur des ventes : Joël PETAUTON
Abonnements : Odette LESAUVAUGE
Service des abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif

« spécial abonnement » page 60.

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,20 F en timbres.

IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal ».

Ce numéro a été tiré à 68 200 exemplaires

Dépot légal février 90 - Éditeur 1602 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse.

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

Imprimerie SNIL Aulnay-sous-bois et REG Torcy.

Photo de couverture : E. Malemanche.

Ce numéro comporte un encart broché Educatel folioté 51 à 54. et un encart jeté des éditions Weka.

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

21 Un émetteur FM à synthèse 88-108 MHz

35 MARC : les cartes dB mètre, fréquencemètre et vu-mètre

MONTAGES

13 Un récepteur 950-1750 Mhz

48 Un micro FM en CMS

CIRCUITS D'APPLICATIONS

67 Les synthétiseurs de fréquence Plessey, série SP 5050

73 Applications du MM 57410 NS

MESURE ET INSTRUMENTATION

8 Le bon emploi des sondes passives

79 Les multimètres Beckman DM 95 et DM 97

TECHNIQUE

50 Les capteurs de pression

COMMUNICATIONS

27 MODTEL : mise en œuvre et logiciels

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

61 Les afficheurs à cristaux liquides

INFOS

84 Les câbles 3M - TLA

85 Un logiciel pour les prédifusés CMOS TI

86 Nouveaux MOSFETS et AOP HARRIS

87 Adaptateurs RS 232 3M

Un commutateur monolithique AsGa

L'"Euro Solder Fix-120" de WELLER

88 Le coffret MODEM XMOD 23 MATRA

89 LE D2 MAC chez MATRA communication

Rendez-vous MEDIAVEC 90

90 Programme formation continue AFPA

La station de dessoudage EXPRESS

Des EEPROM CMOS rapides chez EXEL

91 Le PC interlink Softworx

La centrale d'acquisition de données ADA C.XT

Potentiomètres de position Beckman

Ont participé à ce numéro :

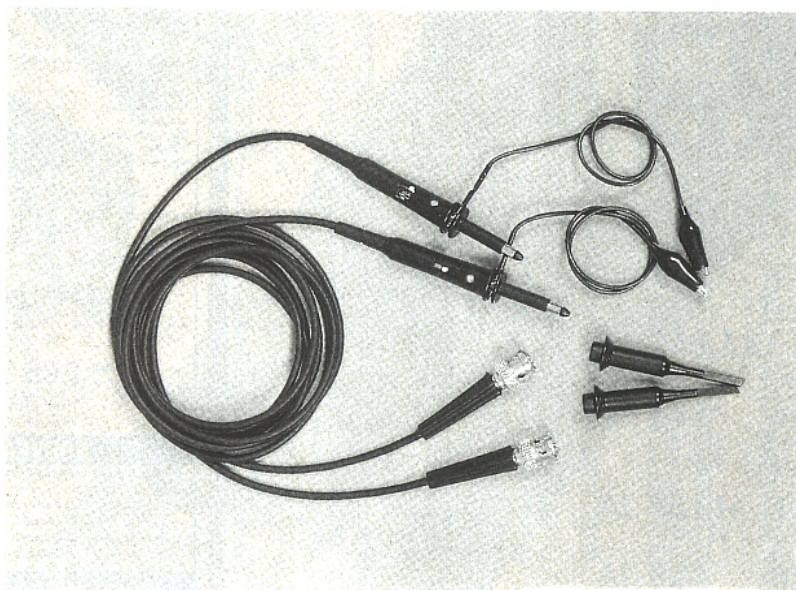
J. Alary, Ph. Bajcik, A. Garrigou, G. Genoux, P. Gueulle, R. Knoerr, C. Lefebvre, P. Lesne, E. Malemanche, J.-P. Morin, D. Paret, B. Schnebelen.

■ La bonne sonde pour votre application

Souvent, le signal que vous venez d'acquérir vous semble présenter une allure bizarre. Après avoir vérifié le système en test sous d'autres aspects, peut-être jetez-vous un œil suspect sur votre oscilloscope. Mais avant le suspecter, avez-vous considéré la connexion du système en test comme une source possible d'erreur ?

Par exemple, un câble coaxial non terminé en 50 ohms est-il vraiment utile pour travailler avec une sonde haute impédance ?

Ou bien, si l'on utilise une sonde, est-elle correctement compensée pour l'impédance d'entrée de l'oscilloscope ?



En un mot, utilisez-vous la bonne sonde pour une application spécifique ?

La fonction d'une sonde idéale est de coupler le signal auquel on s'intéresse à l'oscilloscope sans affecter la source du signal, ni sa forme. Mais la sonde idéale n'existe pas. C'est pourquoi les constructeurs d'oscilloscopes fournissent une sélection de sondes. La plupart sont des sondes de tension soit passives, soit actives. Mais il existe également une classe supplémentaire : les sondes de courant. Comprendre comment chaque type de sonde effectue votre mesure vous aidera à déterminer la meilleure sonde pour votre application. D'ailleurs, une compréhension du fonctionnement des sondes est importante dans d'autres secteurs des connexions. Les mêmes propriétés des sondes et considérations de charge de circuit s'appliquent aussi à la commutation des signaux ainsi qu'à tout ce qui touche la connexion au système en test. Le but est toujours le même : faire en sorte de diminuer les perturbations dues à la connectique sur les mesures à réaliser.

SONDES DE TENSION PASSIVES

Dans toutes la suite du texte, nous nous référerons à des sondes et des oscilloscopes **Tektro-nix**, mais les explications sont évidemment valables quelle que soit la marque.

Les sondes de tension passives se présentent sous une variété de tailles et de formes avec des différences de caractéristiques électriques. Une sonde typique se présente avec :

- un connecteur côté oscilloscope,
- un câble blindé,
- un fil de masse,
- un embout approprié.

Le circuit d'entrée de l'oscilloscope

Les amplificateurs de la série 7000, ceux dont la bande passante n'excède pas 200 MHz, ont des entrées $1\text{ M}\Omega$ shuntées par des capacités de 15 à 50 pF. Ceux à partir de 400 MHz ont une entrée $50\ \Omega$. Certains ont une entrée commutable $50\ \Omega/1\text{ M}\Omega$.

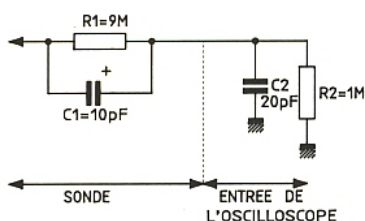


Figure 1 : Sonde de tension-atténuation par 10.

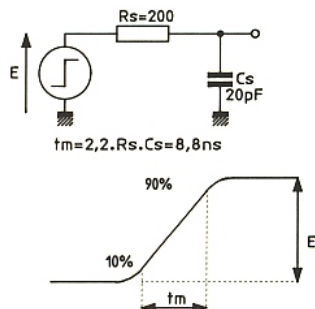


Figure 2 a : Source de signal.

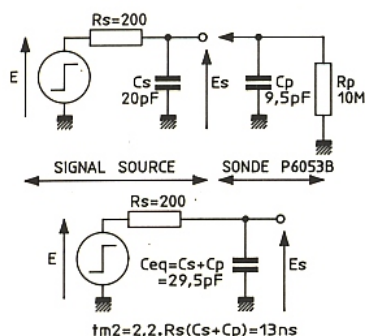


Figure 2 b : Effet d'une sonde P6053B.

Dans la plupart des cas, le connecteur d'entrée est un BNC, ce qui est une facilité lorsque le système en test possède également un connecteur 50 Ω . Ceci est une pratique acceptable, lorsque l'on travaille dans un système 50 Ω . Dans les situations les plus communes, les mesures désirées seront celles faites dans des conditions de charge minimum de circuit. Pour cela il faudra un oscilloscope à haute impédance d'entrée et une sonde haute impédance. Le choix d'une sonde dépendra aussi du type de mesure à effectuer et du degré de charge du circuit tolérable.

Les sondes chargent le circuit

Lorsqu'un instrument est relié à un système en test, capacitance et résistance d'entrée chargent le circuit, ce qui peut altérer le signal. Utiliser la sonde appropriée, c'est minimiser ces effets de charge.

Si l'amplitude du signal le permet, une sonde atténuatrice peut réduire cet effet. Pour prendre en compte le facteur d'atténuation, certaines sondes le renvoient dans l'écran de l'oscilloscope. Dans le cas contraire, l'opérateur se doit d'en tenir compte.

La figure 1 schématise l'ensemble entrée scope/sonde. Ils forment un diviseur RC. Comme $R_1 C_1 = R_2 C_2$ pour une atténuation seule égale à toutes les fréquences, C_1 doit diminuer lorsque R_1 augmente. Ainsi on peut avoir de plus faibles valeurs de capacité en bout de sonde en utilisant de plus hautes valeurs d'atténuation. Les atténuations standard sont 10X et 100X, certaines sondes ayant la possibilité de commuter entre les deux positions 10X et 100X. Les capacités typiques sont de 10 pF pour des sondes 10X et 3 pF pour des sondes 100X. L'impédance du point de test sur le système en test est une considération importante. Dans les circuits modernes, la résistance de la source de signal varie de 1 Ω à plusieurs centaines d'ohms, voire plus. La capacité source peut varier de 1 pF à plus de 100 pF. Pour réduire l'effet de charge, il faut choisir le point de plus faible impédance. Un autre facteur à considérer dans cet effet de charge est le type de signal à acquérir.

Ils sont de deux types :

– impulsionnel ou échelon, lorsque l'amplitude, le temps de

montée (ou la réponse impulsionnelle) sont des paramètres importants à considérer, – sinusoïdaux lorsque l'amplitude et la distorsion de phase sont importants. Il est souvent nécessaire de traiter les 2 cas différemment.

Compensation

Pour l'acquisition de signaux impulsionnels avec des sondes passives à haute impédance, la sonde doit être correctement compensée. Ceci consiste en un ajustement de la capacité de compensation de la sonde afin de fournir une atténuation identique sur toute une gamme de fréquences, à une bande passante donnée.

Cette compensation peut être vérifiée sur une large bande de fréquence en acquérant un signal carré de calibration tel que celui fourni sur le connecteur face avant des instruments, avec l'alternative d'utiliser un générateur de signaux carrés 1 kHz de bonne qualité. Si le signal acquis présente une suroscillation ou un arrondi, ceci indique qu'il faut compenser la sonde ; ce qui est réalisé typiquement sur les sondes haute impédance passives par ajustement d'une vis à l'aide d'un tournevis.

Mesure sur des signaux impulsionnels

Pour comprendre les effets dus à une liaison sonde/système en test, considérons la source de signaux impulsionnels (figure 2 a). Si le générateur a un temps de montée t_m de 0 ns, la sortie aura un temps de montée t_{m1} limité par le réseau intégrateur $R_s C_s$. Le temps de montée vaut $2,2 R_s C_s$, c'est-à-dire 8,8 ns dans le cas de la figure 2 a.

Lorsqu'une sonde est utilisée dans un circuit de type impulsionnel, résistance et capacité d'entrée de la sonde sont ajoutées au circuit. Ceci est démontré figure 2 b où une sonde passive atténuatrice (P6053B, 10X, 9,5 pF, 10 M Ω) est utilisée. Puisque la résistance R_p de la sonde est bien plus grande que la résistance source R_s , R_p a un effet négligeable. C_p par contre est importante et, en utilisant la formule $2,2 R_s (C_s + C_p)$, le temps de montée du circuit devient égal à 13 ns.

L'effet de charge sur la source de signal, dans ce cas, est le

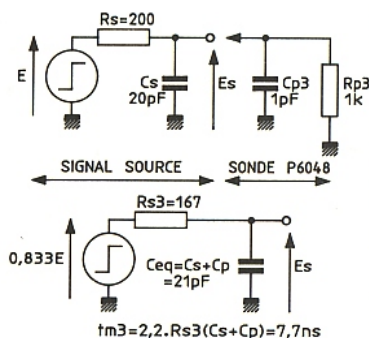


Figure 2 c : Effet d'une sonde P6048.

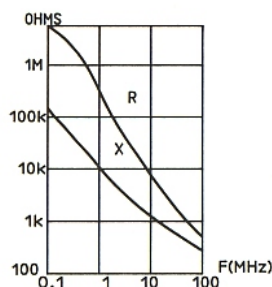
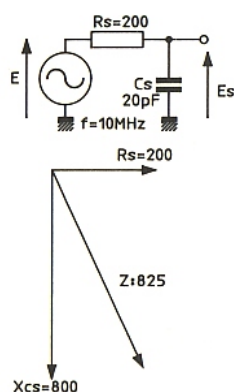


Figure 3 : L'impédance de la sonde est fonction de la fréquence. Les courbes représentent la résistance (R) et la réactance (X) exprimées en Ω par rapport à la fréquence en MHz. Il s'agit de la sonde P6122 Tektronix d'un mètre de long.



$$Z = \sqrt{R_s^2 + X_{cs}^2} = 825 \Omega$$

$$E_s \% = \frac{E}{Z} X_{cs} \times 100$$

$$E_s \% = 97 \%$$

Figure 4 a : Signal source sinusoïdal.

pourcentage de variation du temps de montée.

$$\frac{tm_2 - tm_1}{tm_1} \times 100 = \frac{13 \text{ ns} - 8,8 \text{ ns}}{8,8 \text{ ns}} \times 100 = 48 \%$$

Lorsque la résistance de la sonde est grande comparée à la résistance source, le pourcentage de variation dépend directement de la capacité ajoutée.

$$\frac{C_p}{C_s} \times 100 = \frac{9,5 \text{ pF}}{20 \text{ pF}} \times 100 = 48 \%$$

Maintenant, considérons l'effet d'une sonde différente sur la même source de signal. Une sonde P6048 (10X, 1 pF, 1 k Ω) est utilisée (figure 2 c). Dans ce cas, Rp n'est pas 10X plus grande que Rs et doit être considérée. Rp et Rs forment un diviseur en tension et modifient l'impédance source. En utilisant le théorème de Thevenin, de nouvelles tension et résistance du générateur peuvent être calculées. Le temps de montée devient tm3 = 2,2 R2 (Cs + Cp) soit 7,7 ns, et en pourcentage

$$\frac{7,7 \text{ ns} - 8,8 \text{ ns}}{0,8 \text{ ns}} \times 100 = -12 \%$$

ce qui est sensiblement moins que dans le cas de la sonde précédente. Il est aussi intéressant de noter que plutôt que de ralentir le temps de montée, la sonde (en figure 2 c) a modifié la résistance source et diminué le temps de montée. Pour ce qui est de l'amplitude de sortie, elle est 83,3 % de sa valeur non chargée. Ceci étant dû au diviseur que forment Rp et Rs.

En comparant les deux exemples 2b et 2c, on peut voir que le choix des sondes dépend, en premier lieu, des paramètres du signal à visualiser. Généralement, une mesure de temps de montée nécessite une faible capacité, mais une grande résistance est importante pour des mesures d'amplitude.

Choisir un point test d'impédance faible est une nécessité dans les deux cas pour minimiser l'effet de charge.

Mesures sur des signaux sinusoïdaux

Considérons les effets d'utilisation des mêmes sondes et impédance source alors que le générateur fournit une sinusoïde au lieu d'une impulsion. Les paramètres observés sont :

- les modifications d'amplitude,
- les relations de phase.

En étudiant ces effets, il faut garder en tête que les résistances et capacités d'entrée de ces sondes sont des valeurs de charge. En étudiant ces effets, il faut garder en tête que les résistances et capacités d'entrée de ces sondes sont des valeurs basse fréquence, au-dessous du MHz. Lorsque la fréquence du signal augmente, l'impédance d'entrée équivalente de la sonde change (figure 3).

La figure 4 a montre E, d'une source 10 MHz avant attachement à une sonde à 97 % de la tension du générateur.

La figure 4 b montre l'effet dû à l'attachement d'une sonde P6053B (10X, 9,5 pF, 10 M Ω). L'impédance réelle de la sonde à 10 MHz peut être trouvée : elle se compose des 35 k Ω de la résistance de la sonde et 1,7 k Ω de réactance. La réactance capacitive est prédominante et, en parallèle, avec la réactance capacitive de la source, elle est égale à 545 Ω . L'influence de cette impédance sur l'amplitude du signal est de la diminuer à 94 %, une variation de 3 % à partir d'un niveau non chargé.

En appliquant une sonde différente P6048 (10X, 1 pF, 1 k Ω) on a un effet plus important en amplitude. Ceci est montré sur la figure 4 c où une chute de tension de 19 % est notée.

Plusieurs conclusions peuvent être tirées en comparant ces exemples de sinusoïdes avec l'exemple de signaux impulsionnels précédent (figure 2 b, 2 c, et figure 4 b, 4 c).

Pour des mesures de temps de montée la P6048, à capacité faible, fournit de meilleurs résultats que la P6053B. Mais pour des mesures d'amplitudes sinusoïdales, la charge de la P6048B constitue une erreur plus importante que la charge capacitive de la P6048B. Dans les deux cas, une charge minimum du circuit est nécessaire car une charge excessive peut modifier les performances d'un circuit en affectant son temps de montée et son amplitude.

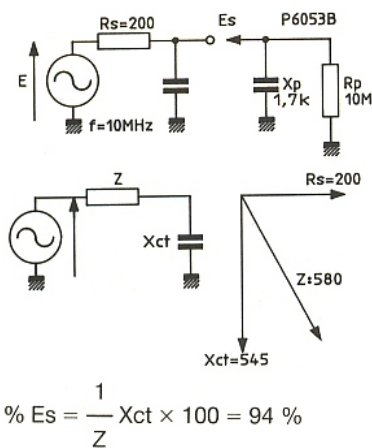


Figure 4 b : Effet d'une sonde P6053B.

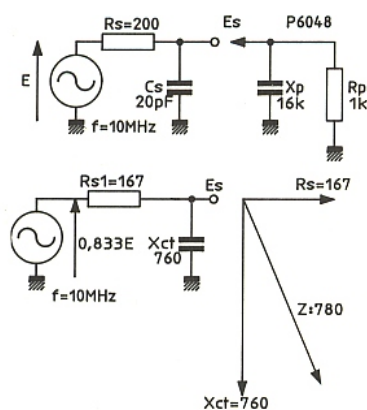


Figure 4 c : Effet d'une sonde P6048.

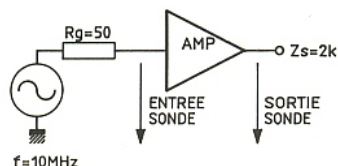


Figure 5 a : Amplificateur présentant des impédances d'entrée/sortie différentes.

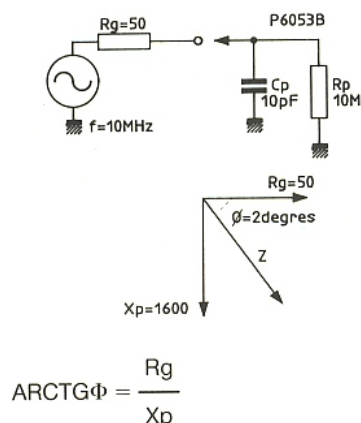


Figure 5 b : Déphasage dû à la sonde P6053B.

Relation de phase

La plupart des sondes atténuatrices ayant un élément capacitif, un déphasage du signal va être introduit par les sondes. L'impédance au point de sonde est un facteur important dans l'évaluation du déphasage. Par exemple, considérons un amplificateur chargé par une source 10 MHz - 50 Ω (figure 5 a). Les figure 5 b et 5 c montrent ce qui arrive lorsque 2 sondes 10 M Ω , 10 pF sont reliées l'une à l'entrée, l'autre à la sortie. Il y a un déphasage de 49° dû à la différence d'impédance sur les 2 points testés. Les figures 5 d et e montrent un déphasage négatif de 2° en utilisant 2 sondes (1 k Ω , 1 pF). Mais il y a aussi une perte d'amplitude de 67 % due à une charge résistive.

De votre application dépend votre choix

Il peut être souhaitable de sélectionner une sonde offrant un meilleur compromis entre les 2 extrêmes cités plus haut. Ceci sera généralement le cas lorsque les conditions requièrent la capture de plusieurs signaux avec une même sonde, ou lorsque plusieurs paramètres doivent être acquis en une seule fois. Dans d'autres cas il peut être souhaitable, pour une acquisition unique ou une mesure : particulière, de sélectionner différentes sondes optimisées chacune pour une mesure, temps de montée, amplitude, phase...

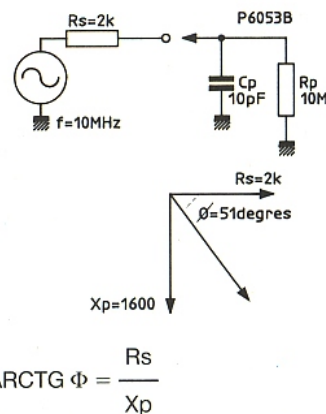
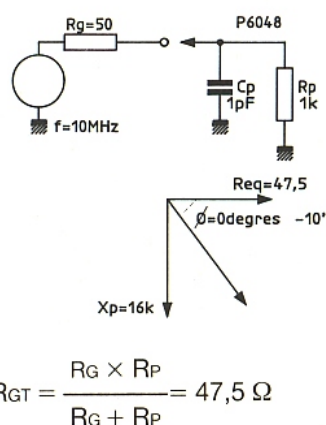


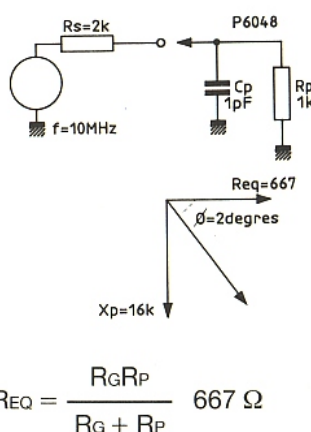
Figure 5 c : Déphasage de la sonde P6053B.



$$\text{ARCTG } \Phi = \frac{R_{GT}}{X_P} = 0,00297$$

$$\Phi = 0^\circ - 10'$$

Figure 5 d : Déphasage dû à la sonde P6048.

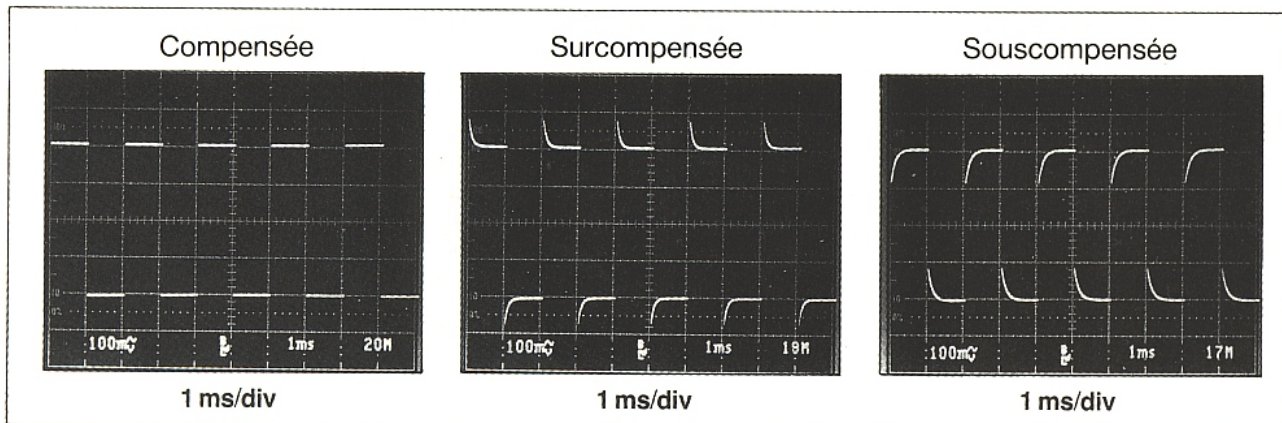


$$\text{ARCTG } \Phi = \frac{R_{GT}}{X_P} = 0,00417$$

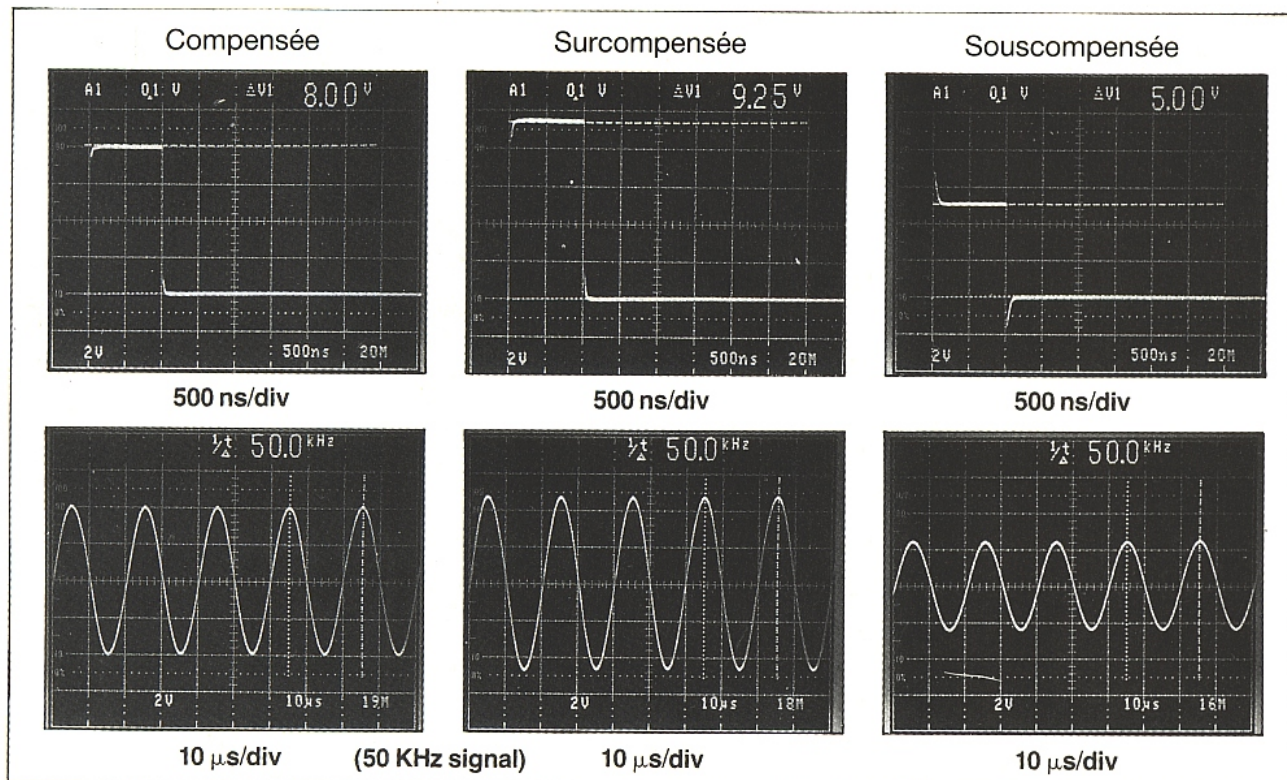
$$\Phi = 2^\circ - 23'$$

Figure 5 e : Déphasage de la sonde P6048.

Les effets de la compensation de la sonde



Oscillogrammes montrant les effets de la compensation de la sonde sur un signal carré.



Mêmes problèmes sur les signaux impulsionnels et sur des signaux sinusoïdaux à des vitesses de balayages supérieures.

Idées directrices pour le choix d'une sonde passive

- 1) Vérifier toujours la compensation de la sonde par ajustement sur le signal carré de calibration.
- 2) Acquérir les signaux à partir de points d'impédance la plus faible.
- 3) Pour des mesures de temps de montée.
 - utiliser une sonde à faible capacité et d'impédance compatible avec celle apparaissant au point de test ;
 - les temps de montée des sondes et de l'instrument doivent rester courts par rapport à celui à mesurer ;
 - le temps de montée mesuré sera approximativement la racine carrée de la somme des carrés

des temps de montée du système. Ceci inclut le temps de montée de la source de signal, les temps de montée spécifiés de la sonde et de l'instrument, ainsi que le temps de montée de la combinaison instrument-sonde, calculé avec les effets de l'impédance source.

4) Pour les mesures d'amplitude – avec des signaux sinusoïdaux, se rappeler que l'erreur de charge varie avec la fréquence. Il faut donc utiliser la sonde d'impédance d'entrée la plus haute à la fréquence voulue.

– avec des signaux impulsionnels, utiliser une sonde possédant une grande résistance d'entrée par rapport à l'impédance source ; la capacité d'entrée de la sonde étant négligeable au cas où la durée de l'impulsion est

cinq fois plus grande que la constante RC d'entrée.

En résumé, pour des mesures d'amplitudes, la capacitance et la résistance de la sonde, forment un diviseur de tension avec le système en test. Pour des basses fréquences (5 MHz et en deçà), la composante résistive est importante dans la plupart des sondes et doit être au moins deux fois plus grande que l'impédance source du circuit.

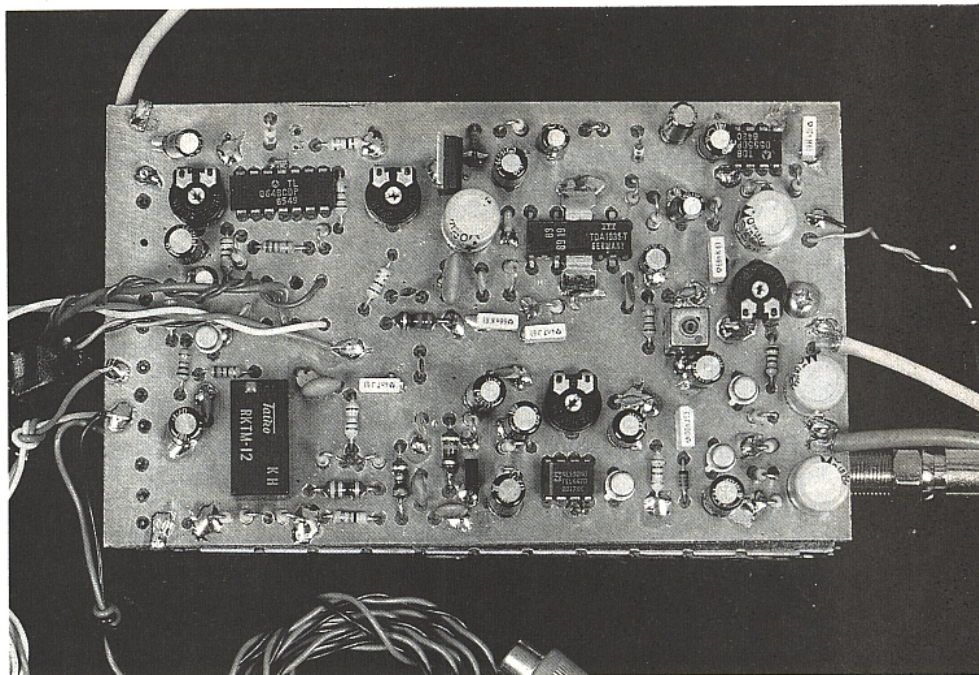
Pour de plus hautes fréquences (> 30 MHz), la composante capacitive devient très importante.

Pour une application générale, ce type de sonde offre une sélection très large en entrée 1 MΩ.

P. Lesne

Module de réception TV 950 — 1 750 MHz

Le module de réception que nous vous proposons d'étudier dans les lignes qui suivent couvre la bande BIS (bande intermédiaire satellite) qui inclut, sans transposition, une bande réservée aux radioamateurs (1 255 MHz) pour la transmission d'images. Il pourra donc convenir soit à des applications TVA, OM, soit à la réception TV satellite moyennant adaptation des circuits de réception audio, soit encore, et c'est peut-être là sa principale application, à la télésurveillance conjointement à l'émetteur 1,024 GHz que nous avons décrit dans notre numéro de juin 89 (499).



L'ensemble se compose d'un tuner HWA (origine taiwanaise), équivalent au tuner SHARP dont nous avons parlé lors de la description d'un récepteur TV SAT (n° 490), et d'une platine traitant après démodulation les signaux en bande de base afin d'attaquer un téléviseur en vidéocomposite + son. Toutefois, l'ensemble ayant été conçu pour la TVA, la partie démodulation son s'effectue sur 5,5 MHz, sous-porteuse utilisée en TVA, et demandera donc certaines modifications si l'on désire travailler en réception TVSAT. Pour les applications de télésurveillance, cela ne présente guère d'importance.

Le tuner HWA, référencé ECS 479 DF, est importé et distribué par BERIC à Malakoff, qui propose également la carte de traitement en bande de base, en kit. Le synoptique de fonctionnement du tuner est fourni en **figure 1** et le tableau 1 présente ses caractéristiques principales. Il couvre donc en entrée la bande 950 à 1 750 MHz (BIS) et contient tous les éléments indispensables au traitement du signal HF jusqu'au démodulateur FM cohérent, "à seuil amélioré", à PLL.

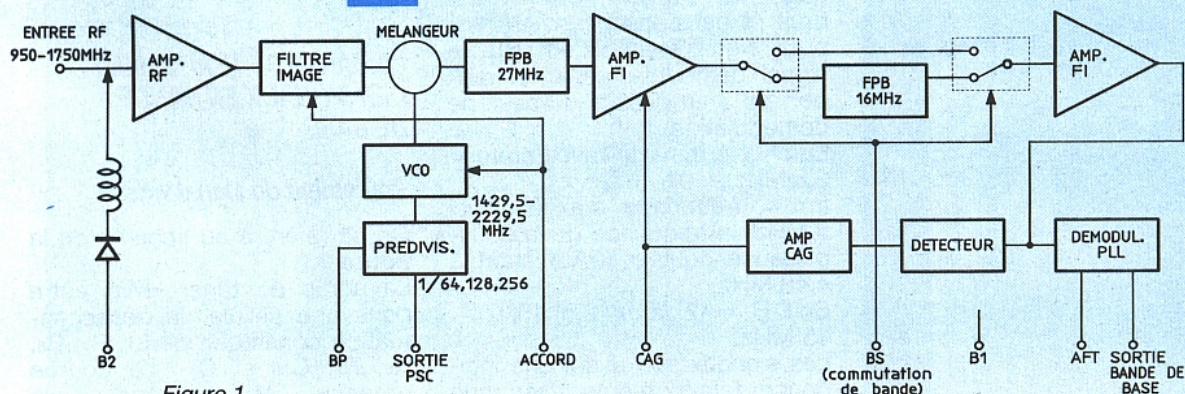


Figure 1

Fréquence d'entrée :	950 – 1 750 MHz
Fréquence intermédiaire :	479,5 MHz
Impédance d'entrée :	75 Ω
Sélection :	par accord électronique
Largeur de bande FI :	commutable 27/16 MHz (BS = 12 V $\rightarrow$ BW = 16 MHz BS ouvert $\rightarrow$ BW = 27 MHz)
Impédance de sortie :	75 Ω
Consommation sous 12 V :	300 mA
Niveaux d'entrée acceptés :	entre - 61 et - 30 dBm
Figure de bruit :	12 dB typ, 15 dB max.
Réjection de la fréquence image :	35 dB min.
Dérive de l'oscillateur :	$\pm$ 4,0 MHz entre 5 et 45 °C
Réjection de l'intermodulation : (2 signaux à - 30 dBm)	60 dB typ, 40 dB min.
Niveau de sortie pour une Déviation de 17 MHz: crête à crête	
sous 75 Ω :	0,8 Vcc
Signal/ bruit :	38 dB min.
Pour C/N = 14 dB et 17 MHz de déviation	
Seuil de démodulation :	6 dB typ, 8 dB max.

Tableau 1

Le préamplificateur d'entrée est suivi d'un filtre réjecteur de fréquence, le signal obtenu attaque ensuite directement le mélangeur qui reçoit par ailleurs le signal d'accord issu d'un VCO qui couvre la gamme 1 429,5 à 2 229,5 MHz. De la sorte, on obtient en sortie une fréquence intermédiaire (classique) à 479 MHz (d'où la référence donnée au tuner) qui est d'abord traitée par un filtre passe-bande 27 MHz et par un amplificateur FI.

En sortie de cet amplificateur le signal passe ou non, selon l'état d'un ensemble de commutation, par un filtre de bande de 16 MHz. Ouvrons une parenthèse pour signaler qu'en TV amateur, une bande passante FI de 16 MHz est suffisante car la sous-porteuse audio se situe à 5,5 MHz. Avec une déviation crête vidéo de 2,5 MHz et selon la formule de Carson :

$B = 2 (\Delta f_p + f_m)$ en MHz), une largeur de bande de 15 MHz convient et c'est autant de gagner en rapport porteuse sur bruit et par conséquent en rapport signal/bruit vidéo sur le signal démodulé (dans un rapport de 3 au-dessus du seuil de démodulation).

En effet Δf_p = déviation crête = 2,5 MHz.

f_m = fréquence maximum ici 5 MHz, la fréquence de la sous-porteuse couleur (PAL) étant à 4,43 MHz.

Soit $B = 2 (5 + 2,5)$ MHz = 15 MHz.

Les signaux son ayant une incidence faible, même avec une

déviation standard en bande large de $\pm$ 75 kHz.

La commutation de ce filtre s'effectue par le truchement de la broche BS (Band Select).

Dans le cas de l'emploi du module en réception satellite, on peut soit rester en 27 MHz, cas normal, soit, pour augmenter artificiellement le C/N, passer sur 16 MHz pour des réceptions difficiles où les clics (sparklies) commencent à apparaître. Signalons que dans ce cas, le signal est amputé d'une partie de l'information utile et que la définition de l'image s'en trouve amoindrie.

Pour une utilisation en télésurveillance, avec une transmission en général en N et B, inutile de préciser qu'on gagnera à rester en bande "étroite", soit switch positionné sur 16 MHz.

Cet ensemble est suivi d'un amplificateur-limiteur qui amène le signal à un niveau suffisant avant d'entrer dans le démodulateur PLL. A la sortie de cet ampli, l'amplitude du signal est mesurée pour intervenir sur le gain du premier bloc ampli IF. Il s'agit d'une structure de contrôle automatique de gain classique.

En sortie du démodulateur, on dispose du signal en bande de base : vidéocomposite + sous-porteuse(s) audio modulée(s) et d'une tension continue représentative du bon accord appelée AFT.

Pour clore la présentation du tuner HWA, précisons en outre qu'il dispose selon les références, de trois de prédiviseurs (ou prescalers) : 1/64, 1/128, ou 1/256 qui seront utiles dans le cas d'une syntonisation par PLL. Le signal VCO prédivisé est accessible sur la broche PSC out alors que le choix du module de division se fait par la broche BP. Enfin on peut alimenter une tête HF hyper ou un préampli d'antenne en fantôme grâce à la broche B2.

LA CARTE DE TRAITEMENT DES SIGNAUX EN BANDE DE BASE

Traitement du signal vidéo

On se référera au schéma de la figure 2.

La sortie du tuner HWA entre dans une cellule de désaccentuation constituée de L₁, R₄, R₅, R₆, R₇, C₃₀ et C₃₁. La courbe obtenue est conforme à la

recommandation CCIR 405. On trouve ensuite un atténuateur 2 dB (R₁, R₂, R₃). De la sorte on peut par RL₁ utiliser ou non la désaccentuation.

Beaucoup de radioamateurs s'en passent.

Viennent ensuite classiquement un filtre passe-bas réjecteur suivi d'un autre passe-bas destinés à diminuer les fréquences supérieures à 5 MHz.

Le signal filtré est alors amplifié par un désormais classique NE 592 et réaligné (clamp) par T₁, C₁₁, D₁.

Deux sorties vidéo sur des étages collecteur commun ont été prévues pour plus de commodité. Le seul réglage de cette partie vidéo consiste à calibrer le signal de sortie à la valeur standard 1 Vcc (fond du top des synchro au blanc) sur 75 Ω. Ceci s'effectue en agissant sur P₁.

Traitement audio

Toujours sur la **figure 2** on constate qu'avant le filtre vidéo, le signal est aussi dirigé directement sur un filtre SFE 5,5 MB (F₁) précédé d'un filtre passe-haut (C₂₇, C₂₈, L₅).

Comme nous l'avons expliqué auparavant, les circuits son sont prévus pour la télévision d'amateur avec sous-porteuse à 5,5 MHz.

Pour une exploitation en TV sat on se référera aux circuits son maintes fois publiés dans la revue.

Après le filtrage sur 5,5 MHz, le récepteur son est bâti autour

d'un seul circuit intégré (IC₂ de type TDA 1035 T). On ne peut faire plus simple.

Les réglages sont limités à l'accord de L₄ et au niveau de sortie par le truchement de P₂.

La sortie HP est doublée d'une sortie bas niveau pour casque sur option.

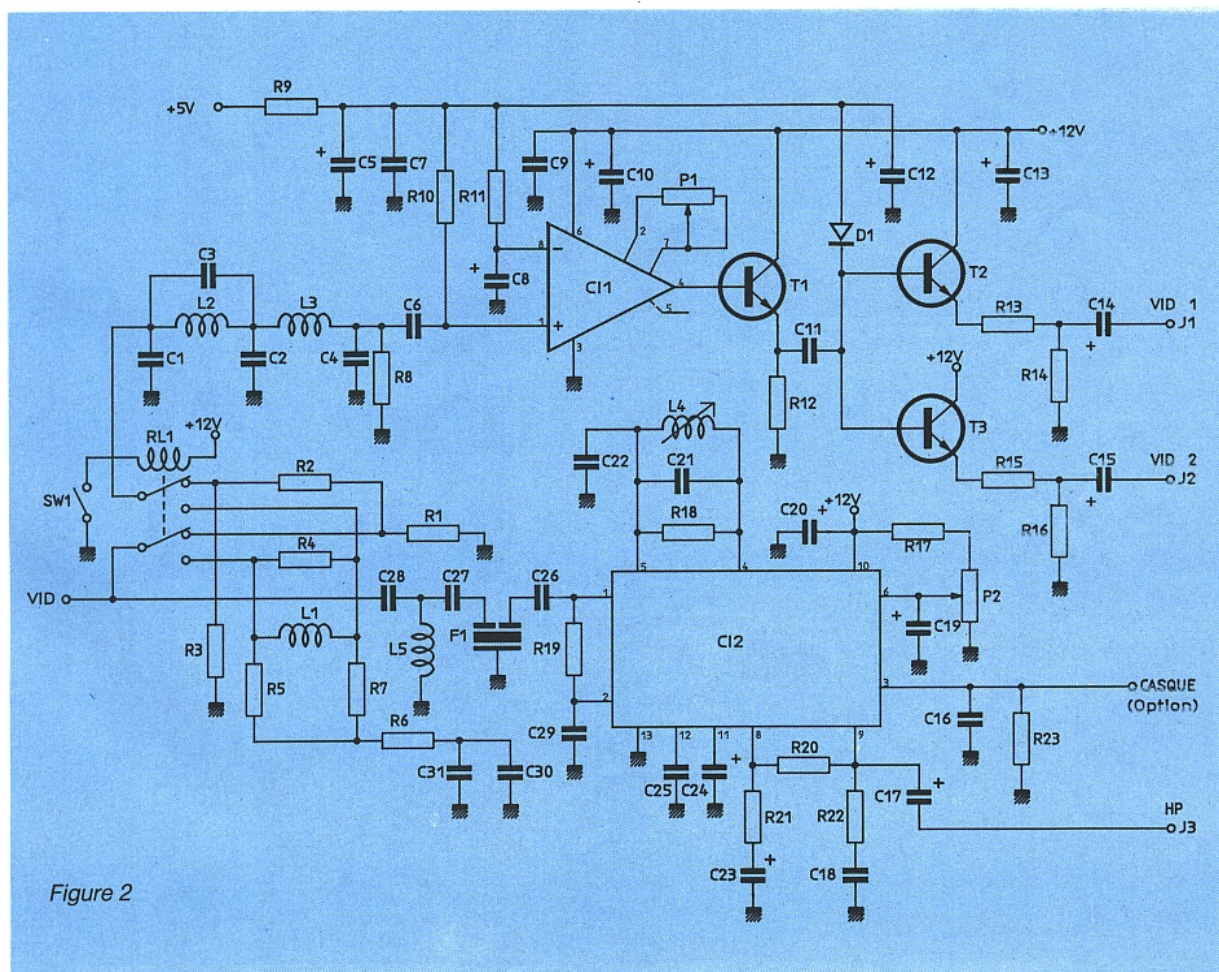
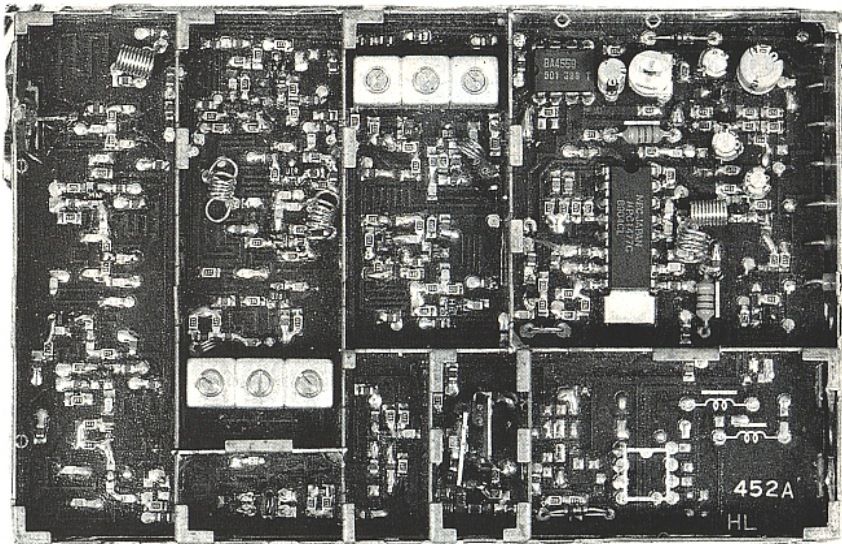


Figure 2

Alimentations et CAF

L'alimentation de l'ensemble, donnée en **figure 3**, est assurée par une source extérieure de 12 à 13 V. Le régulateur IC₃ fournit le 5 V au prédiviseur du HWA (sur option) et une tension de référence à IC₁, IC₅ et au circuit de réaligement.

De façon à pouvoir couvrir l'intégralité de la bande 900 à 1 750 MHz on a eu recours à un doubleur de tension réalisé autour d'un 555 (IC₄). Celui-ci délivre donc 24 V, réglés par une diode Zener de 20 V (Z₁).

Cette tension alimente donc le potentiomètre de recherche des stations, P₃, et le circuit de contrôle automatique de fréquence IC₅.

Un réglage plus fin, si l'on se limite aux seuls emplois TVA ou télésurveillance, peut-être obtenu en supprimant le doubleur et en connectant le 12 V sur C₃₇ sans oublier de modifier dans ce cas la valeur de Z₁ (10 V). Dans ces conditions la fréquence maximum reçue sera comprise entre 1 300 et 1 400 MHz.

Le changement de largeur de bande FI (16 ou 27 MHz) s'effectue par SW₂. Le transistor T₄ désature le module (minimum de gain) dans le cas de réception d'impulsions de forte amplitude (signaux radar).

Le contrôle automatique de fréquence est réalisé autour d'un quadruple ampli op (IC₅) du type BIFET, TL 064.

L'ampli 1 sert de référence de continu ajustable par P₄. La mise en œuvre de la CAF se fait par SW₃.

En l'absence de signal, la valeur moyenne de l'AFT est légèrement supérieure à 5 V continus.

Le câblage du CAF se fait en ajustant P₄ et en commutant SW₃ de façon à n'observer aucune variation sur l'entrée "tune" du HWA. A ce moment "l'offset" est compensé.

Un indicateur d'accord à zéro central (sur option) pourra être inséré entre les sorties de l'ampli 1 et de l'ampli de sommation.

A l'aide du troisième ampli, on procède à la sommation (algébrique) entre le signal issu de l'AFT et le potentiel continu délivré par le potentiomètre de recherche P₃.

L'ampli 4 pourrait paraître mal connecté. En fait, il n'en est rien. Avec son entrée (+) en l'air, il est saturé à l'état bas et attaque donc le point froid de P₃. De la sorte on effectue une compensation thermique rudimentaire.

RÉALISATION

Le circuit imprimé de la carte de traitement correspondant aux schémas fonctionnels des **figures 2 et 3**, est réalisé en double face dont une ne sert que de plan de masse.

Les **figure 4 et 5** proposent le tracé et l'implantation afférente. Une fois câblée cette carte sera

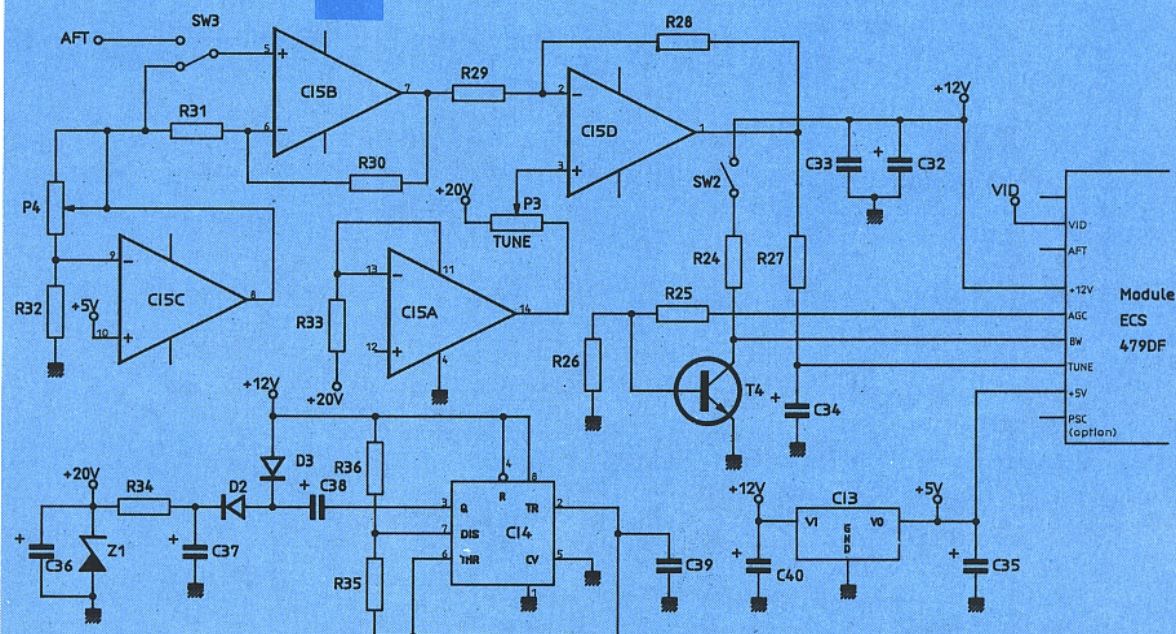


Figure 3

Figure 4 a 4 b

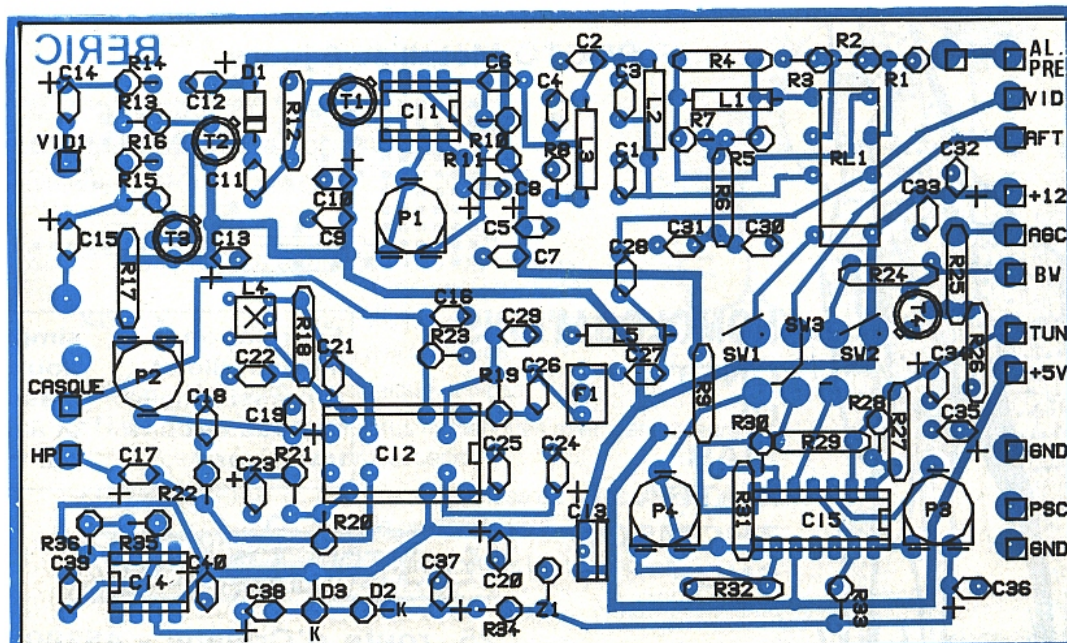
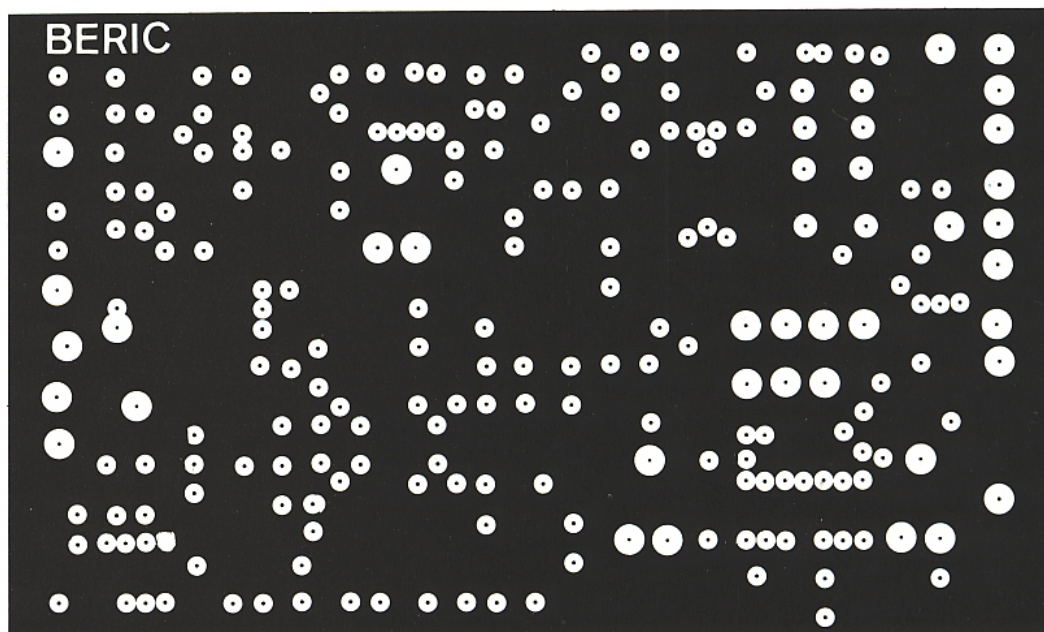
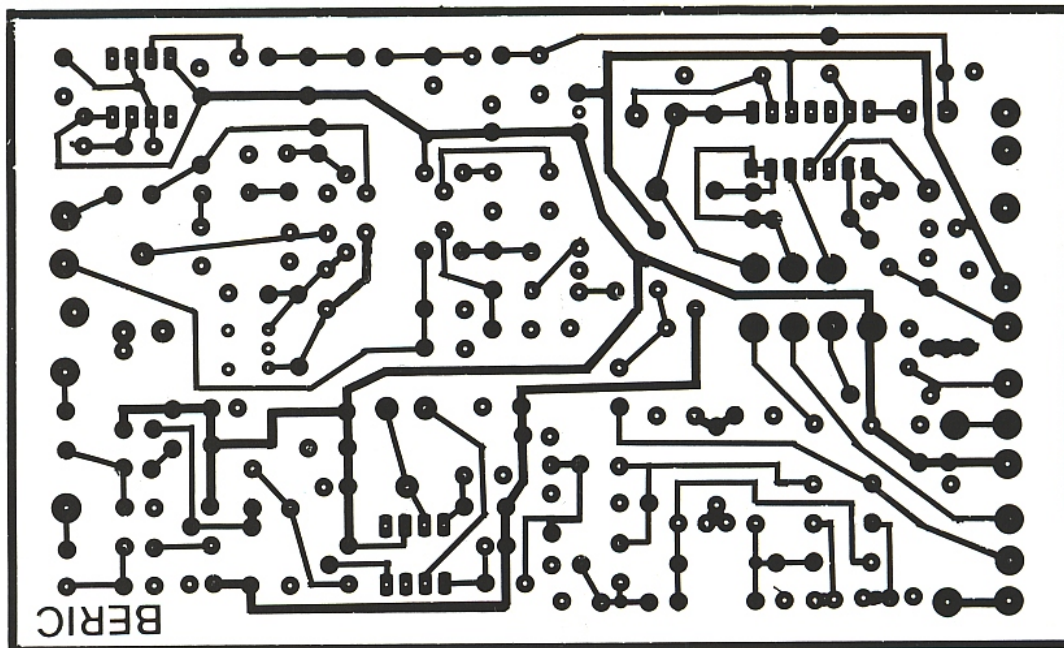


Figure 5

superposée au tuner HWA comme le montrent les photographies. Il ne restera plus alors qu'à effectuer l'interconnexion correctement. Pour plus de sûreté, on veillera à respecter les points de fabrication suivants :

— Agrandir les trous pour les potentiomètres à 1 mm de Ø. Dans le cas d'une mise en coffret, P₂ et P₃ seront placés en face avant.

— Un trou est prévu sur le circuit pour assurer une fixation mécanique au tuner.

— Avant de câbler IC₂, veiller à couper les lamelles servant de radiateur à 3 mm pour faciliter l'insertion.

— Le module est connecté à la masse par l'intermédiaire de tresses métalliques sur les côtés. Cet ensemble très simple ne pose pas d'autres difficultés. On pourrait lui adjoindre un préamplificateur pour augmenter la sensibilité dans une exploitation TV amateur ; un tel ensemble est actuellement à l'étude chez BERIC qui, comme nous l'avons signalé en début de texte, dispose de tous les composants et sous-ensembles entrant dans la construction de ce récepteur.

Nomenclature carte vidéo + son

Résistances 1/4 W

R₁, R₂ : 330 Ω
R₄ : 300 Ω
R₅, R₇, R₈, R₁₃ et R₁₅ : 75 Ω
R₆ : 18 Ω
R₉ et R₃₃ : 2,2 Ω
R₁₀, R₁₁, R₂₄ et R₂₇ : 1 kΩ
R₁₂, R₁₄, R₁₆ : 560 Ω
R₁₇ : 15 kΩ
R₁₈, R₂₀, R₂₃, R₂₈, R₃₀, R₃₁, R₃₂ : 10 kΩ
R₁₉ : 680 Ω
R₂₁ : 100 Ω
R₂₂ : 1,5 Ω
R₂₅ et R₂₉ : 22 kΩ
R₂₆ : 4,7 kΩ
R₃₄ : 220 Ω
R₃₅ : 3,3 kΩ
R₃₆ : 470 Ω

Condensateurs

C₁ : 220 pF
C₂ et C₃ : 560 pF
C₄ : 470 pF
C₅, C₆, C₈, C₁₀, C₁₂, C₁₃, C₂₀, C₃₂, C₃₅ et C₄₀ : 22 µF/16 V

C₇, C₉, C₃₃ : 10 nF
C₁₁ : 100 nF
C₁₄, C₁₅, C₁₇ et C₂₄ : 100 µF/25 V
C₁₆, C₂₅, C₂₉ et C₃₁ : 4,7 nF
C₁₈ : 68 nF
C₁₉, C₂₃, C₃₄, C₃₆, C₃₇ et C₃₈ : 10 µF/40 V
C₂₁ : 120 pF
C₂₂ : 5,6 pF
C₂₆ : 47 pF
C₃₀ : 680 pF
C₃₉ : 4,7 nF

Circuits intégrés

IC₁ : NE 592 N
IC₂ : TDA 1035 T
IC₃ : 7805
IC₄ : NE 555 (option)
IC₅ : TL 064

Semiconducteurs

T₁, T₂, T₃ et T₄ : 2N 2369/2N 2222
D₁ : 1N 4148
D₂, D₃ : 1N 4148 (option)
Z₁ : Zener 20 V ou 10 V (option)

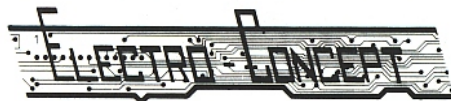
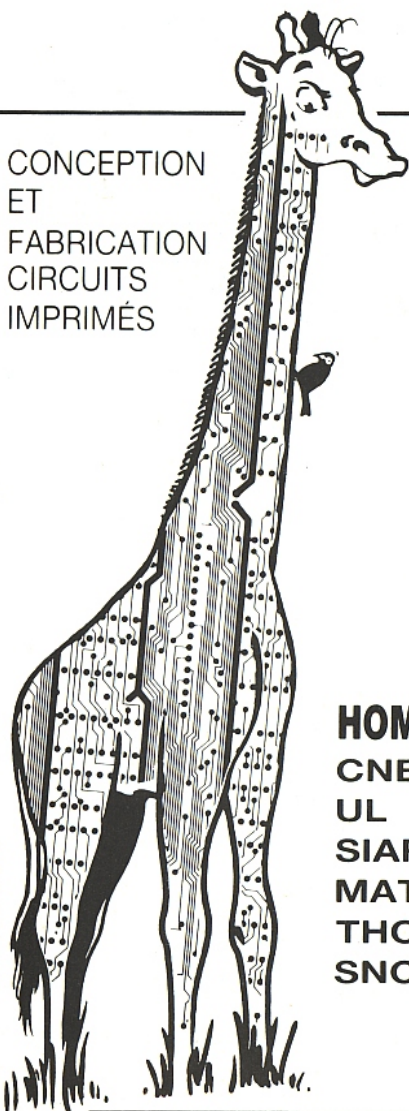
Ajustables

P₁ : 1 kΩ horizontale
P₂ et P₃ : 10 kΩ
P₄ : 4,7 kΩ

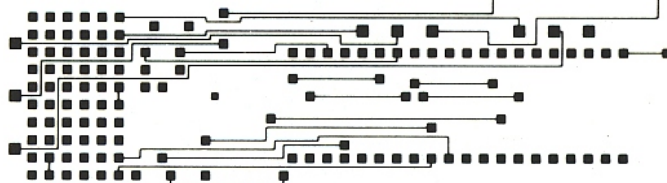
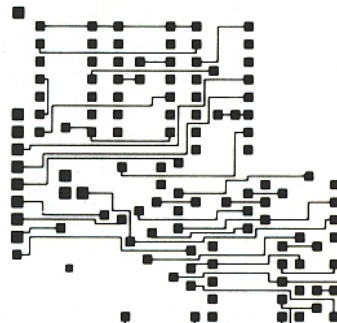
Divers

Poussoirs bistables
Inverseurs

CONCEPTION
ET
FABRICATION
CIRCUITS
IMPRIMÉS



50 personnes
sur
2 000 m² couverts
en 2 usines
à 60 mn de Paris
PROTO Métallisé 6 jours

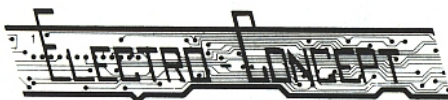


HOMOLOGATIONS

CNET
UL
SIAR
MATRA
THOMSON
SNCF

Fabrication
industrielle et
professionnelle
de tous circuits
imprimés

simple face,
double face,
classique
et à liaisons
par trous métallisés



25, route d'Orléans - 45380 CHAINGY

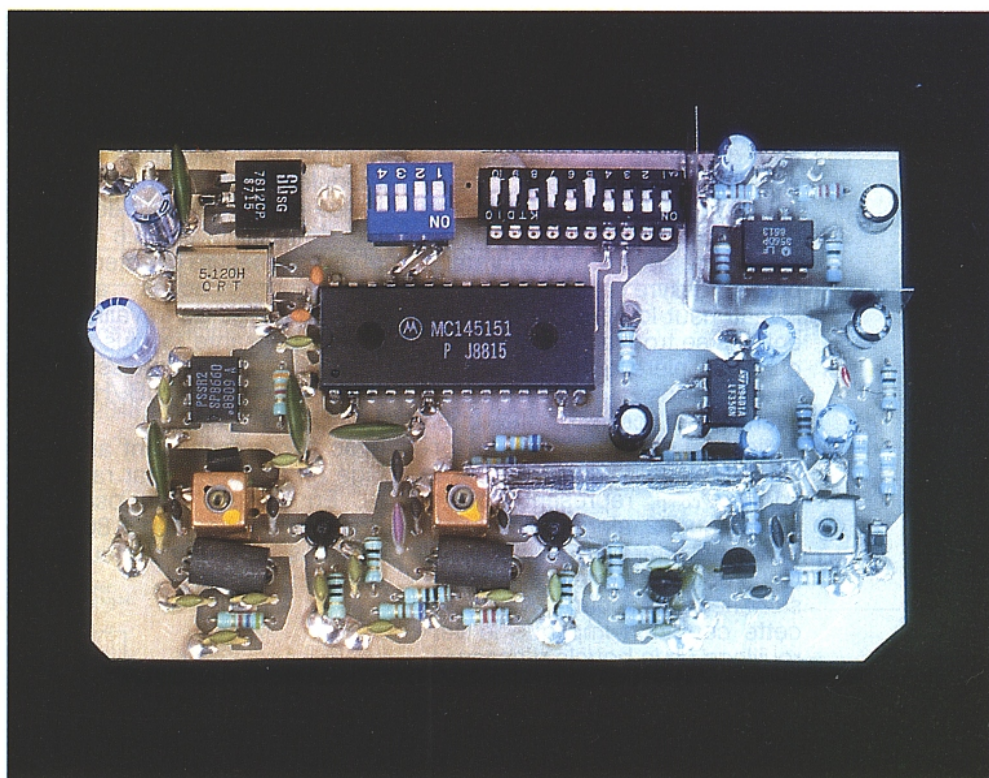
Tél. 38 80 64 64 - Fax : 38 80 62 69 - Télex : 782 207

Emetteur FM 88-108 MHz

Dans beaucoup d'applications, notamment l'animation, il peut s'avérer utile de remplacer une liaison filaire par une transmission HF. Nous ne vous proposons pas dans ces lignes une réalisation professionnelle, dûment homologuée (homologable)

PTT sur les fréquences spécialement allouées à ce type de transmissions (bandes des 36, 200 et 450 MHz) mais un compromis adoptant la gamme 88 à 108 MHz. On peut de la sorte espérer une portée en vue directe d'une centaine de mètres en se plaçant sur un canal resté libre (!) sans perturber les émissions radiophoniques.

Moyennant quelques modifications, il permettra aux fervents du "packet radio" de réaliser un émetteur auxiliaire sur 144,675 MHz ou bien encore une balise 144.

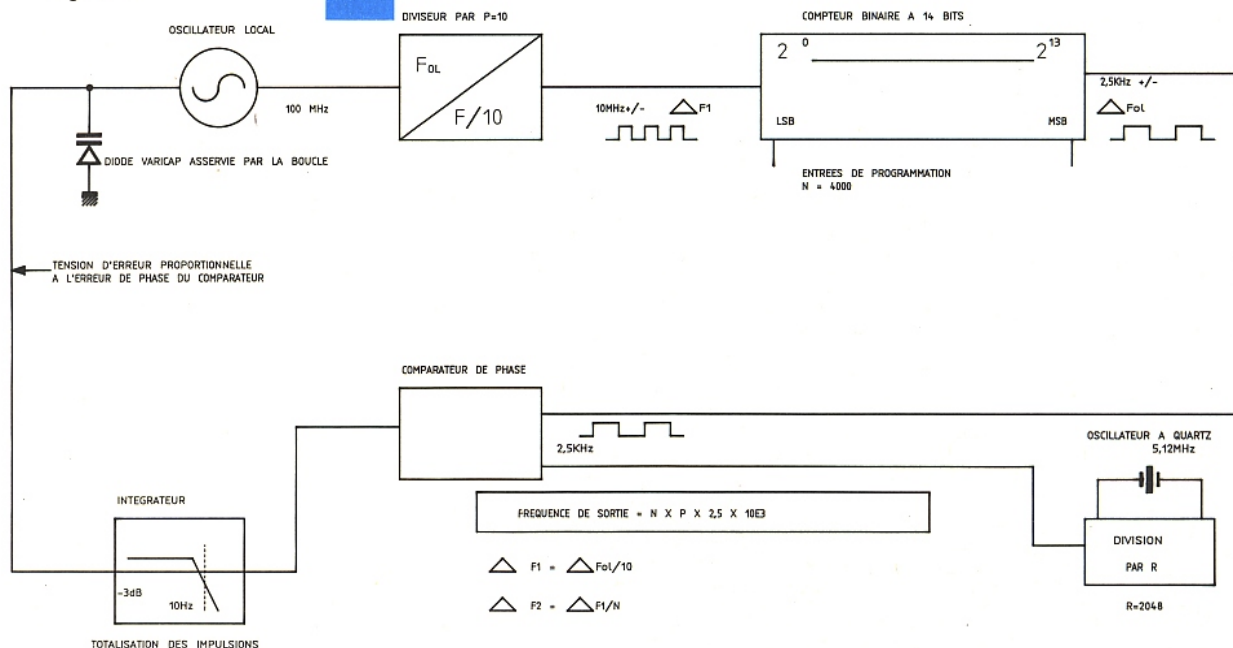


PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le synthétiseur qui équipe notre émetteur, fonctionne selon le principe exposé **figure 1** ; La fréquence de l'oscillateur local

commandée en tension par une diode à capacité variable traverse un diviseur par 10, et ensuite divisée dans un compteur-décompteur de 14 bits, de 2^0 à 2^{13} , se retrouve à l'entrée 1 d'un comparateur de phase. Sur l'entrée 2 de ce même compara-

Figure 1



teur arrive un signal de référence engendré par un quartz dont la fréquence divisée par "R" permet d'obtenir en sortie du comparateur des impulsions dont la largeur et la polarité dépendent de l'écart de phase.

La sortie du comparateur, après intégration se retrouve appliquée à la diode de l'oscillateur, et ainsi celui-ci se verrouille sur la valeur choisie. La **figure 2** représente les états à la sortie du comparateur de phase en fonction des signaux sur ses entrées. La stabilité de la boucle dépend de cette du quartz. Pour revenir au fonctionnement du comparateur, celui-ci délivre sur ses sorties un niveau haut lorsque l'une de ses entrées se trouve au niveau bas ; d'une manière générale lorsque la phase de f_{ref} se trouve en avance sur celle de f_{comp} , on obtient un niveau bas sur la sortie Φ_{ref} et un niveau haut sur la sortie Φ_{comp} , représenté par t_1 sur la figure 2, alors que t_2 représente un retard de f_{ref} sur f_{comp} . Nous obtenons une brève impulsion négative pour $f_{ref} = f_{comp}$, cette condition implique le verrouillage de la boucle d'asservissement.

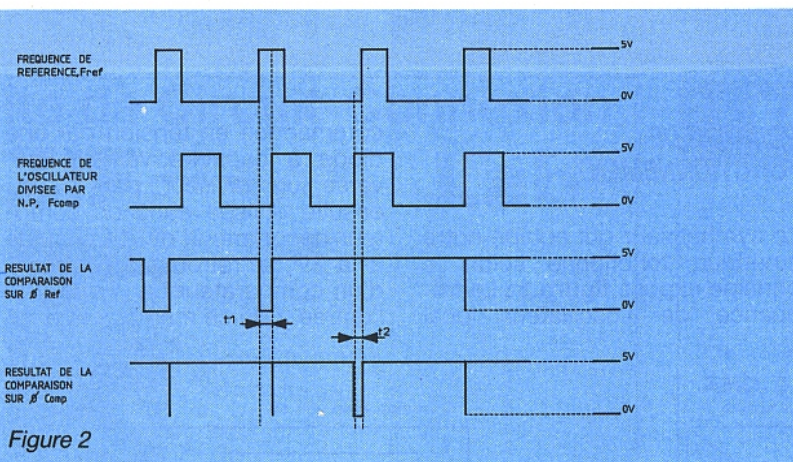


Figure 2

L'intégrateur effectue la totalisation des impulsions pendant un temps t et nous obtiendrons en sortie une tension continue proportionnelle à l'accumulation du courant dans le circuit ; Cette tension appliquée à la diode varicap permet à l'oscillateur de se synchroniser sur la programmation effectuée par l'opérateur, dans notre cas la fréquence de sortie vaut $f_{ol} = N.P. \cdot f_{ref}$.

Nous reviendrons plus tard sur le filtre de boucle et abordons les caractéristiques de l'oscillateur local, particulièrement sur les considérations de bruit de phase. Ce bruit engendré par les éléments actifs et passifs regroupe quatre causes principales pour les FET :

- le bruit thermique dû aux fluctuations du courant drain, ce bruit dépend du point de polarisation du transistor,
- le bruit de grille dû à la capacité entre la grille et le canal,
- le bruit de grenaille causé par le courant de fuite,
- le bruit de scintillation.

Du fait de leur présence nous retrouvons au pied de la porteuse des raies parasites de part et d'autre de l'onde utile de fréquence f_0 . Celle-ci se retrouve modulée en fréquence avec un indice m représentatif de la qualité de l'oscillateur. Le bruit de phase se mesure directement sur l'analyseur, l'accès à cette mesure oblige de travailler sur la bande passante la plus réduite. L'expression de la puissance de bruit se note en dBc/Hz :

$$P_b = K \cdot f_1^{-2}$$

avec f_1 correspondant au décalage en fréquence par rapport à f_{ol} . En partant d'un oscillateur dont le bruit se situe à 80 dB au dessous de la porteuse on obtient :

Ce qui paraît anodin pour un émetteur le devient moins lorsqu'il s'agit d'un récepteur de radiocommunications, où les performances de l'oscillateur local dégradent ou améliorent les caractéristiques, au même titre que la tête HF d'entrée.

L'autre source de bruit par laquelle se trouve dégradé l'oscillateur provient du système d'asservissement. En effet, l'oscillateur de référence crée un bruit propre, qui, divisé par "R" et appliqué au comparateur de phase, engendre des décalages de fréquence (bruit de phase) autour de la porteuse f_0 ; Avant d'aborder le filtre de boucle nous pouvons dire qu'un décalage en fréquence de 10 Hz sur l'oscillateur de référence engendre une variation en sortie de

$$\Delta f_0 = \frac{(N_0 P)}{R} \times 10 \text{ Hz}$$

en reprenant les données de la figure 1 nous obtenons un Δf_0 de + 19,5 kHz en sortie de l'oscillateur.

Par le choix convenable de la bande passante du filtre de boucle, la plus réduite possible eu égard à l'application envisagée, le bruit produit par celle-ci s'en retrouve amélioré, mais l'utilisation d'un ampli opérationnel à faible bruit améliore encore les choses. Le filtre de boucle se caractérise par sa bande passante, son facteur d'amortissement. Pour comprendre le fonctionnement de l'émetteur, nous vous proposons la méthode pour obtenir les caractéristiques de notre synthétiseur. Le filtre utilise un ampli OP faible bruit monté en intégrateur du second ordre.

La **figure 3** représente le schéma d'un filtre du second ordre dont les valeurs se déterminent comme suit :

avec $N_{min} = 3520$ pour 88 MHz
et $N_{max} = 4320$ pour 108 MHz
 $R_1 = (K_d \cdot K_v / N_{max} \cdot (\omega_n)^2 \cdot C)$ soit 680 k Ω par approximation, si $C = 10 \mu F$; nous obtenons alors R_2 avec $R_2 = 2 \cdot (\omega_n \cdot C)^{-1}$ soit 10 k Ω .
avec

$$k_d = \frac{V_{dd}}{2\pi} \quad \text{et} \quad k_v = \frac{2\pi \Delta f}{\Delta V_{vco}}$$

ici 2,2 MHz/V, gain du V_{co} et $\omega_n = 20 \text{ rad/s}$.

$$K = \frac{10^{-8}}{f_1^{-1} - f_2^{-1}}$$

et pour obtenir le bruit dans une bande de fréquence donnée, par exemple $f_1 = 10 \text{ kHz}$ et $f_2 = 50 \text{ kHz}$, on calcule K selon la relation donnée et $P_{dB} = 10 \log k f^{-2}$ à une fréquence particulière pour une bande de 1 Hz.

Cet oscillateur donnera à 10 kHz de la fréquence désirée, une puissance de bruit :

$$P(10 \text{ kHz}) = 10 \log K \frac{1}{(10^4)^2}$$

soit 119 dB/Hz avec les valeurs choisies.

Maintenant que nous connaissons les caractéristiques de notre synthétiseur, voyons comment le programmer. Le synthétiseur MC 145 151 de Motorola utilise un compteur-décompteur à 14 étages, de 2^0 à 2^{13} , la fréquence correspondant à l'oscillateur local se retrouve divisée par un nombre entier N tel que $3 < N < 16383$.

La programmation s'effectue en binaire par la mise à l'état bas ou haut (niveau 0 ou 1) des entrées correspondantes. Le tableau de la **figure 4** montre la correspondance entre les nombres binaires et décimaux. D'après l'exemple de la figure 4 pour $f_{ol} = 100$ MHz, il faut mettre à la masse les poids 2^{13} , 2^{12} , 2^6 , 2^4 , 2^3 , 2^2 , 2^1 , 2^0 , tous les autres se positionnent à l'état haut, chaque nouvelle fréquence à programmer se détermine par l'exemple de calcul de cette figure. Ouvrons une parenthèse quant au pas entre canaux ; dans une boucle d'asservissement telle que celle présentée, nous obtenons un pas de 25 kHz, le pas élémentaire de l'oscillateur de référence se retrouve multiplié

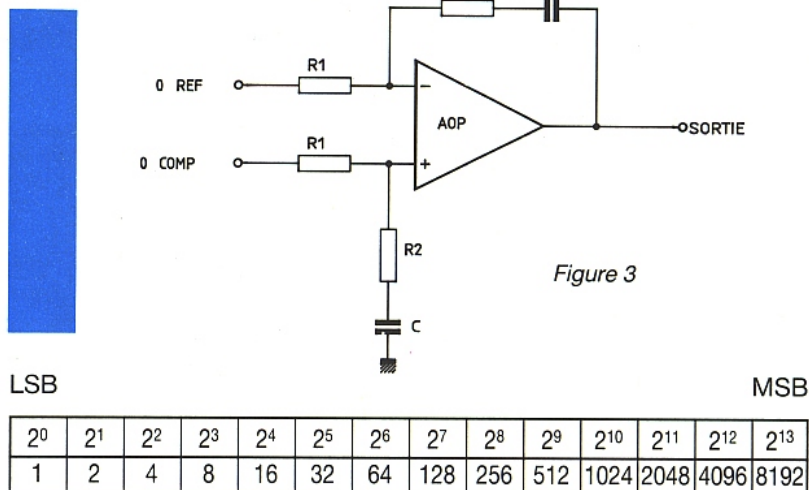


Figure 3

LSB

MSB

2^0	2^1	2^2	2^3	2^4	2^5	2^6	2^7	2^8	2^9	2^{10}	2^{11}	2^{12}	2^{13}
1	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192

exemple de programmation pour $f = 100$ MHz et $N = (100/25) \cdot 10^3 = 4\,000$

$$4\,000 = 2048 + 1024 + 512 + 256 + 128 + 32$$

$$\text{soit } 2^{11} + 2^{10} + 2^9 + 2^8 + 2^7 + 2^5$$

Figure 4 - Conversion binaire, décimale.

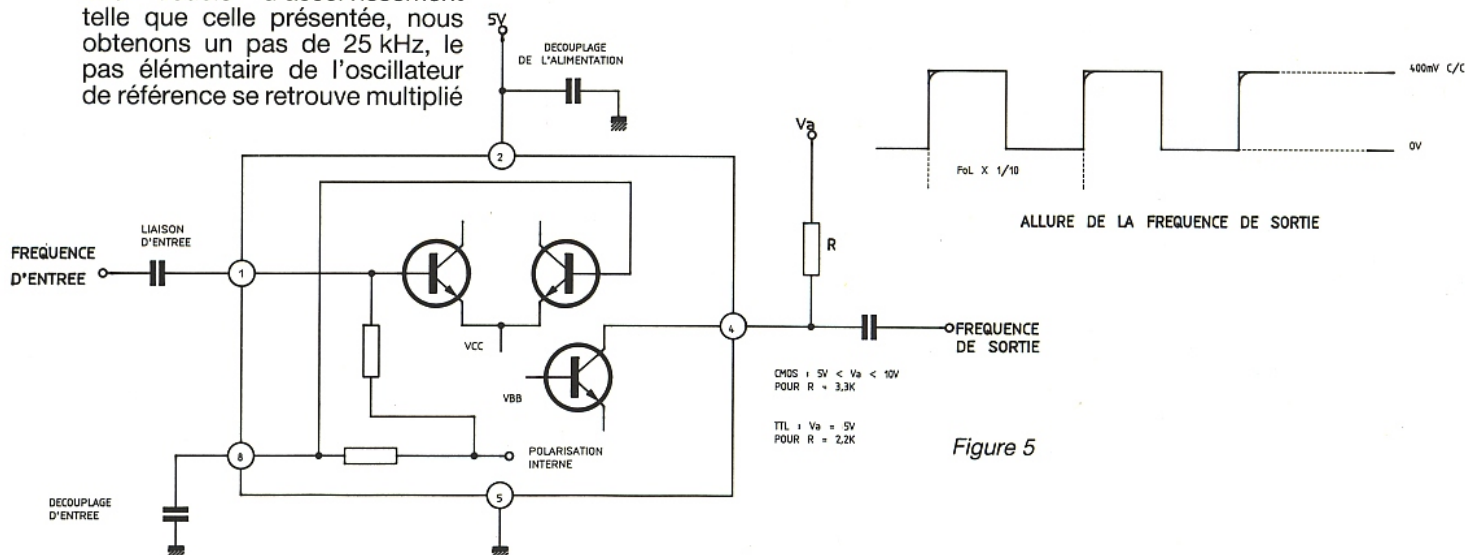
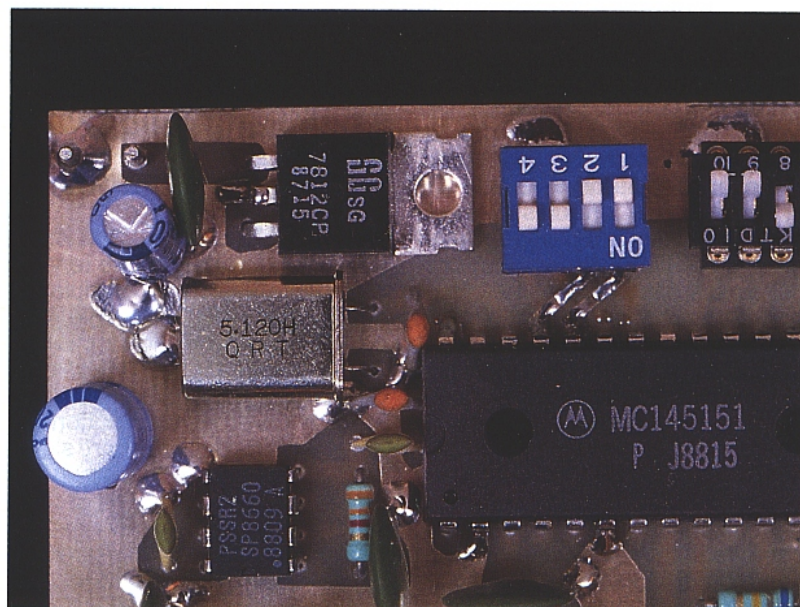


Figure 5

par $P = 10$ (SP 8660), soit le rapport de division entre f_{ol} et la fréquence à l'entrée des compteurs-décompteurs. Le SP 8660 en boîtier 8 broches divise par "10" toute fréquence comprise entre 20 et 150 MHz dont l'amplitude minimum vaut 50 mV crête à crête, sa sortie à collecteur ouvert permet de délivrer des signaux aux normes TTL (5 V) ou CMOS (5/10 V) en fonction de la tension d'alimentation et de la résistance disposée entre celle-ci et le collecteur, voir **figure 5**. L'amplitude du signal de sortie représentée sur cette même figure suffit amplement au MC 145 151 pour un fonctionnement correct. Maintenant que nous connaissons le fonctionnement de notre boucle d'asservissement, voyons l'émetteur.



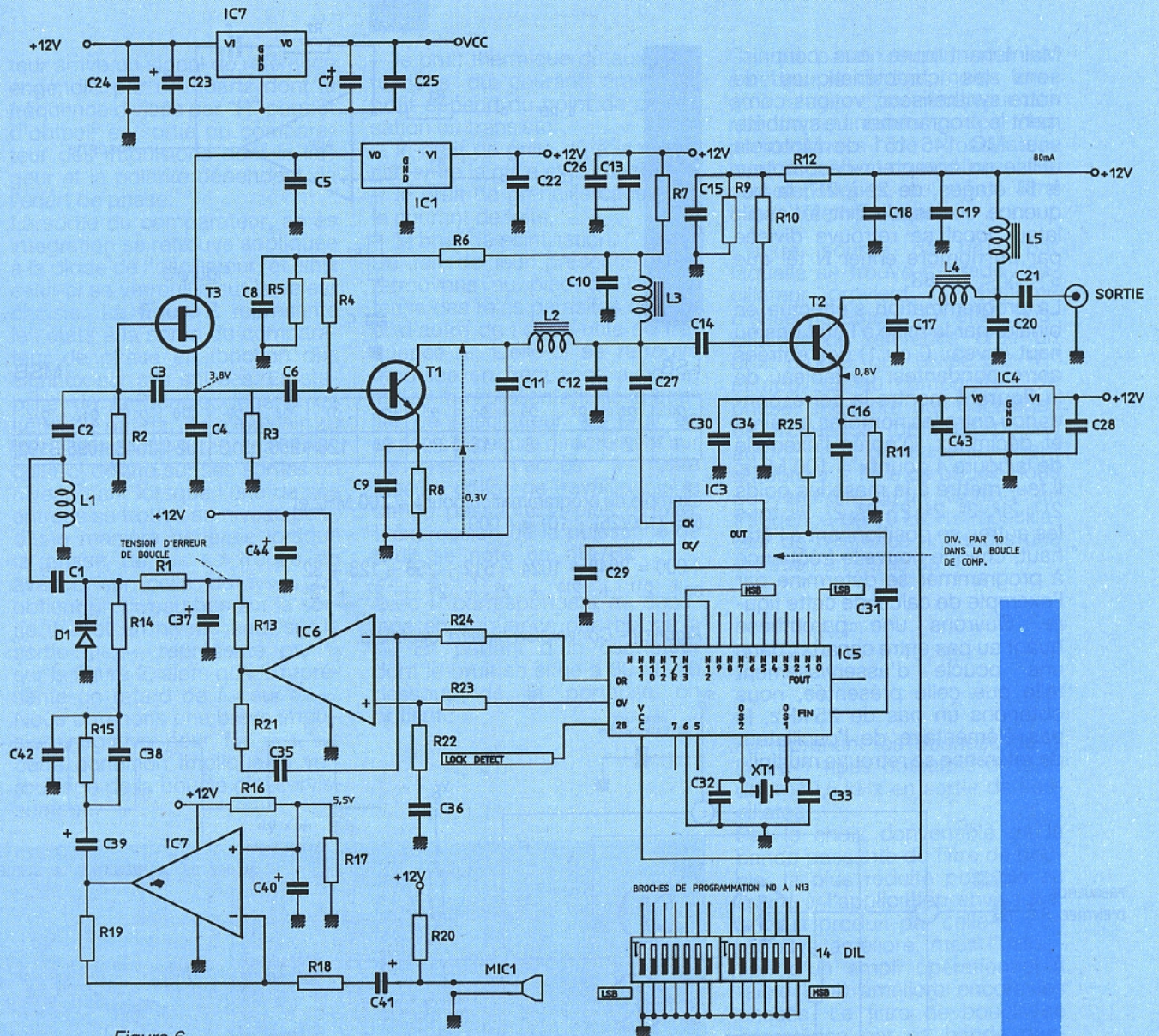


Figure 6

Le schéma proposé (figure 6)

Partant d'un oscillateur local à FET, asservi par la boucle, nous trouvons deux étages d'amplification portant la puissance de sortie aux environs de 23 à 24 dBm. Chaque étage comporte un transistor bipolaire, T1 et T2, polarisé en classe A et dont le collecteur se retrouve chargé par l'impédance d'un circuit passe bas du troisième ordre qui atténue les harmoniques avec une pente de 60 dB par décade. Cette structure, hormis le fait qu'elle stabilise le fonctionnement dynamique des transistors, assure une adaptation inter-étage quasi-idéale par le réglage des inductances L2 et L4. La fréquence de coupure à - 3 dB de ces circuits se situe à 130 MHz, l'harmonique 3 se trouve atténué déjà de 53 dB au dessous de la

porteuse utile. La sortie s'effectue sur une charge "purement ohmique" de 50 Ω pour un fonctionnement optimum. Le couplage inter-étage est assuré par C14 et C21.

Le fonctionnement statique de cet émetteur, assuré par 3 régulateurs de tension lui permet de négliger les variations de tension d'alimentation. La modulation audio appliquée à la diode varicap, à l'extérieur de la boucle, permet d'obtenir avec les valeurs du schéma une excursion de ± 70 kHz. La préaccentuation qui assure le meilleur rapport signal sur bruit de la transmission, effectuée par R15 et C38 est fixée à 50 μ s, la résistance R14 découplée par C42 et C1 dans le domaine BF crée un filtre passe-bas avec un pôle à 8 kHz, ce qui

n'entrave nullement le fonctionnement du modulateur équipé de préférence d'un LF 356.

La résistance R20 permet d'alimenter un micro électret, l'utilisation d'un tel micro permet de retransmettre tous les sons d'une salle. Le rapport de R19 à R18 ajuste le gain de l'amplificateur BF ; Pour certaines applications on peut le réduire par l'augmentation de R18. Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement de l'asservissement de fréquence mettant en œuvre les composants IC3, IC5, IC6 et T3, mais voyons la réalisation pratique de cet émetteur.

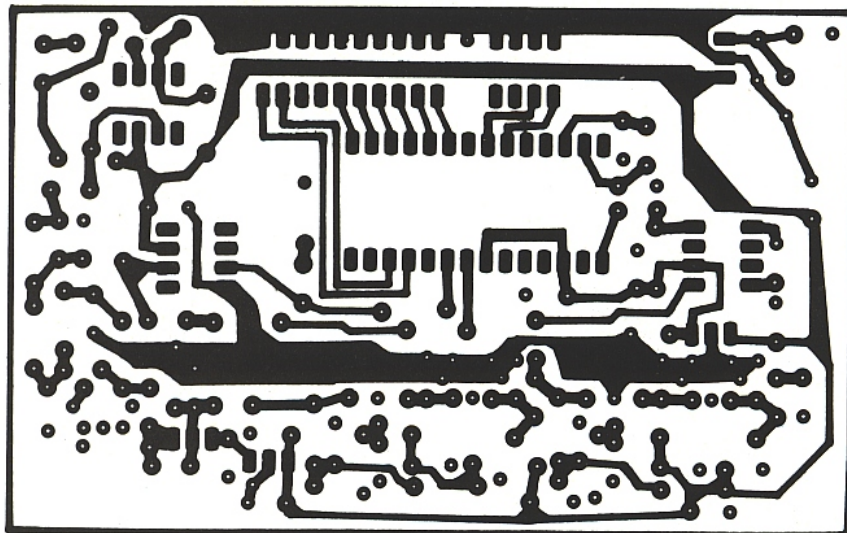


Figure 7

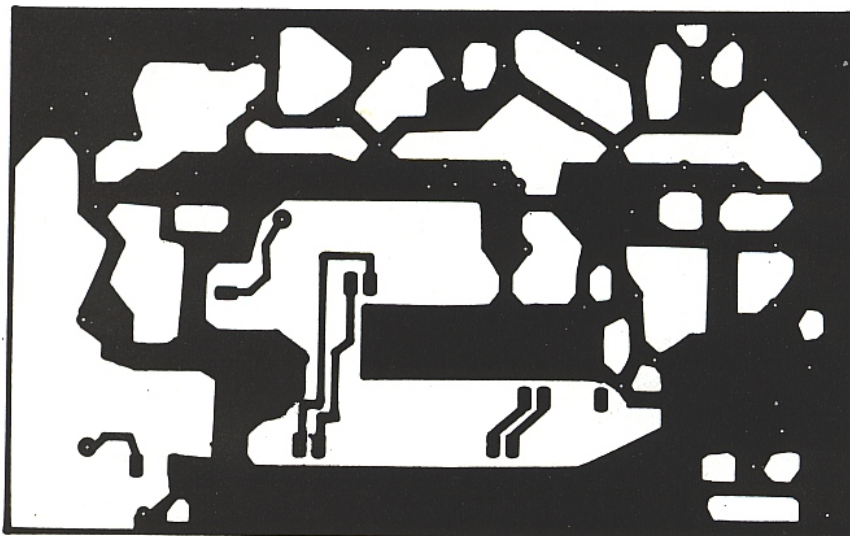


Figure 8

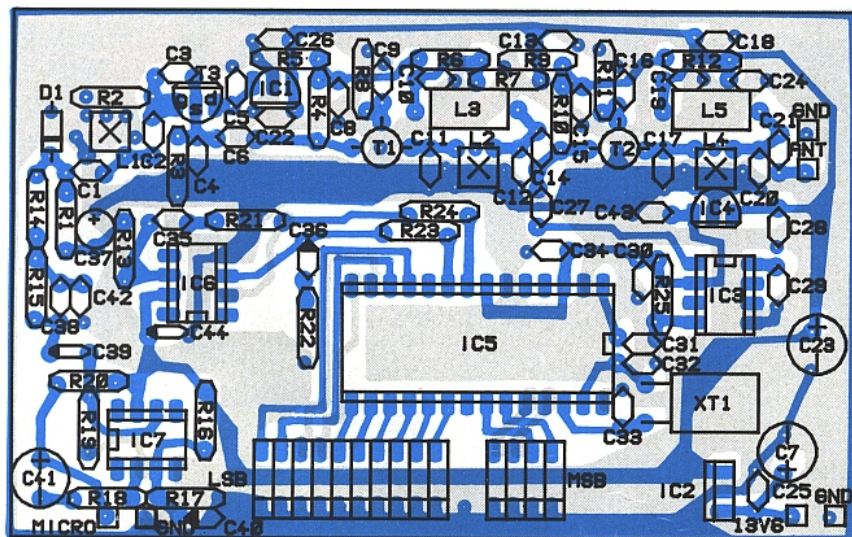
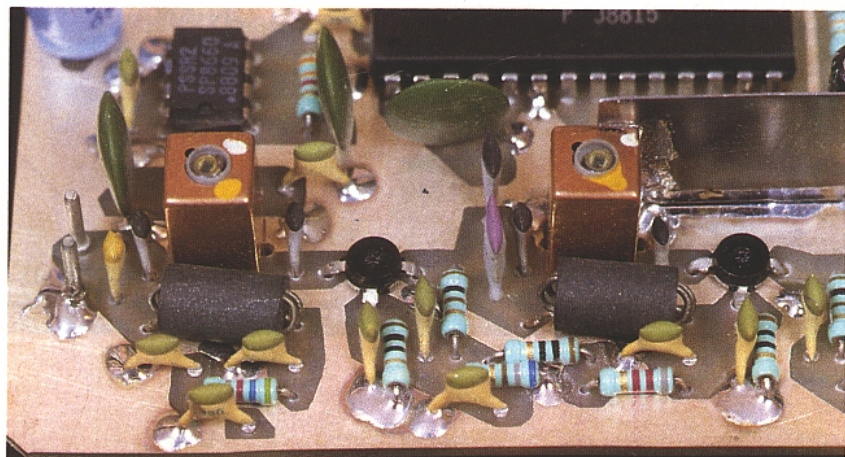


Figure 9



REALISATION PRATIQUE ET MISE AU POINT

La réalisation du circuit imprimé représenté aux figures 7 et 8 comporte deux faces. L'utilisation de pots ferrite courants facilite cette réalisation qui ne pose pas de problèmes particuliers. Deux blindages (voir les photos) permettent d'isoler la partie HF de la partie BF comportant le synthétiseur et l'ampli micro. Une fois câblée, la platine prend place dans un boîtier en fer étamé dont les sorties d'alimentation et de micro s'effectuent par des "By pass" de 220 pF, l'antenne étant connectée par une fiche BNC 50 Ω .

Une antenne quart d'onde d'environ 70 cm de longueur suffit pour utiliser cet émetteur dans un rayon de 50 à 60 mètres ; l'utilisation d'antennes dipôle ou Yagi permettra des liaisons sur de plus longues distances ; ceci vaut pour l'émetteur et pour le récepteur. Nous déconseillons l'utilisation d'un préamplificateur dans cette bande fortement encombrée.

Après les vérifications d'usage, une alimentation de 13 à 15 V connectée sur l'émetteur permet d'effectuer le relever des tensions aux différents points du montage indiquées sur le schéma. Une charge de 50 Ω connectée à la sortie permet d'effectuer les réglages de la partie HF. Le réglage de la boucle s'effectue comme suit :

- 1 - programmer les interrupteurs DIL pour $f_0 = 98$ MHz soit $N = 3920$.
- 2 - régler L_1 pour obtenir environ 5 à 6 V aux bornes de C_{37} .
- 3 - couper l'alimentation, puis rebrancher, vérifier la fréquence, celle-ci doit correspondre à 98 MHz pour 5 à 6 V sur la diode D_1 .
- 4 - programmer pour $f_0 = 108$ MHz soit $N = 4320$.
- 5 - brancher un milliwattmètre à la sortie.
- 6 - régler L_2 et L_4 pour obtenir le maximum.

Voilà, l'émetteur maintenant réglé est prêt pour son utilisation. Les radio-amateurs désireux de l'utiliser en émetteur auxiliaire suivront la même procédure pour les réglages, mais la fréquence centrale de 145 MHz leur permettra la couverture totale de la bande des 2 mètres.

Bibliographie : Plessey SMC et Motorola.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 47 kΩ
R₂ : 100 kΩ
R₃ : 560 Ω
R₄ : 100 Ω
R₅ : 1 kΩ
R₆ : 8,2 kΩ
R₇ : 10 Ω
R₈ : 10 Ω
R₉ : 680 Ω
R₁₀ : 100 Ω
R₁₁ : 10 Ω
R₁₂ : 5,6 kΩ
R₁₃ : 1 kΩ
R₁₄ : 47 kΩ
R₁₅ : 1 kΩ
R₁₆ : 4,7 kΩ
R₁₇ : 4,7 kΩ
R₁₈ : 2,2 kΩ
R₁₉ : 100 kΩ
R₂₀ : 2,2 kΩ
R₂₁ : 10 kΩ
R₂₂ : 10 kΩ
R₂₃ : 680 kΩ
R₂₄ : 680 kΩ
R₂₅ : 3,3 kΩ

Condensateurs non polarisés

C₁ : 100 pF
C₂ : 100 pF
C₃ : 4,7 pF
C₄ : 18 pF
C₅ : 10 nF
C₆ : 120 pF
C₈ : 10 nF
C₉ : 10 nF
C₁₀ : 10 nF
C₁₁ : 8,2 pF
C₁₂ : 10 pF
C₁₃ : 10 nF
C₁₄ : 220 pF
C₁₅ : 10 nF
C₁₆ : 10 nF
C₁₇ : 10 pF
C₁₈ : 10 nF
C₁₉ : 10 nF
C₂₀ : 10 pF
C₂₁ : 390 pF
C₂₂ : 10 nF
C₂₄ : 10 nF
C₂₅ : 100 nF
C₂₆ : 10 nF
C₂₇ : 100 pF
C₂₈ : 100 nF
C₂₉ : 10 nF
C₃₀ : 100 nF

C₃₁ : 10 nF
C₃₂ : 33 pF
C₃₃ : 33 pF
C₃₄ : 100 nF
C₃₈ : 47 nF
C₄₂ : 470 pF
C₄₃ : 10 nF

Condensateurs polarisés 16 V, verticaux

C₇ : 100 μF
C₂₃ : 220 μF
C₃₇ : 10 μF
C₃₉ : 10 μF
C₄₀ : 47 μF
C₄₁ : 10 μF
C₄₄ : 47 μF
C₃₅ : 10 μF
C₃₆ : 10 μF

Inductances Néosid

L₁ : 155 nH, 523111 pot 7.1.S
L₂ : 330 nH, 5049 pot 7.1.S.
L₃ : barreau ferrite 6 trous type VK 200, 350131, F14
L₄ : 330 nH, 5049 pot 7.1.S.
L₅ : barreau ferrite 6 trous type VK 200, 350131, F14

Quartz

XT₁ : 5,12 MHz

Circuits intégrés

IC₁ : 78L09 ou 78L10
IC₂ : 7812
IC₃ : SP 8660, Plessey
IC₄ : 78L05
IC₅ : MC 145151 Motorola
IC₆ : LF 356
IC₇ : LF 356

Semi conducteurs

T₁ : BFR 91 Motorola, TFK
T₂ : BFR 96 Motorola, TFK
T₃ : J 310 Siliconix, ou 2N4416
D₁ : BB 105

Divers

1 interrupteur DIL à 10 contacts
1 interrupteur DIL à 4 contacts
1 boîtier en tôle étamée
1 fiche BNC
2 By-Pass 220 pF à souder

GAGNEZ
1 OrCAD/SDT III
MICAD 90

STAND C17-D18 / Porte de Versailles
du 13 au 16 Février 1990

LE FUTUR
AUJOURD'HUI



ALS DESIGN
38, Rue Fessart
92100 BOULOGNE
Tél.: 46.04.30.47
Fax: 48.25.93.60
Service Minitel: 46.04.53.42

Importateur exclusif des produits ORCAD en France. Marques déposées par : ORCAD SYSTEMS CORP, AMD, MICROSIM, ALS-DESIGN.

OrCAD
Systems Corporation

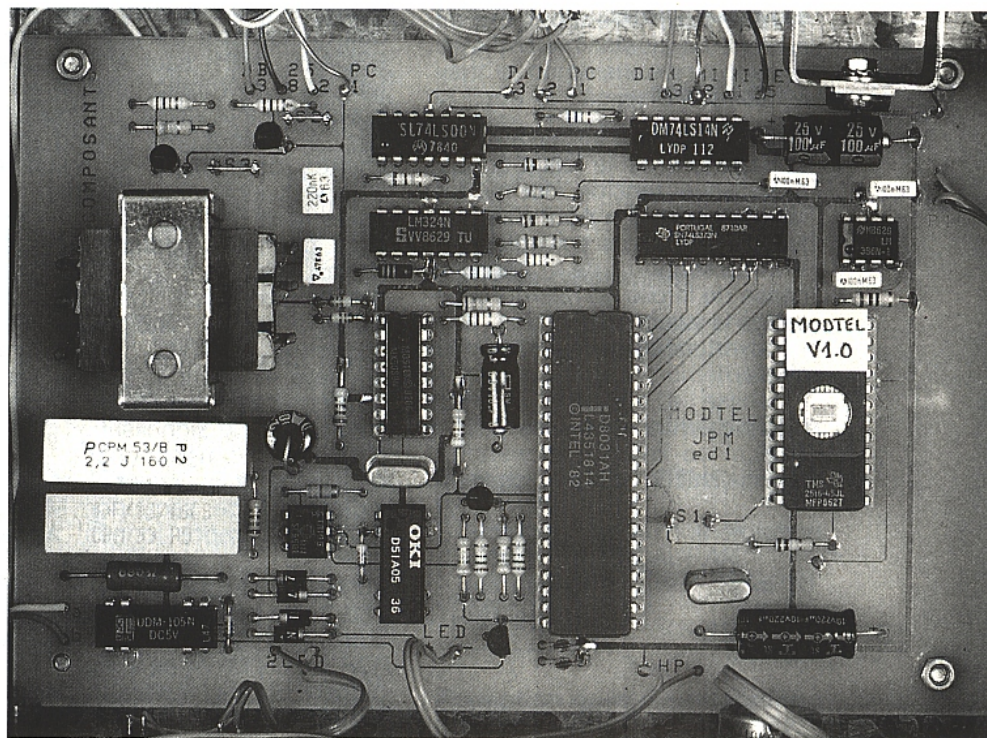


NOUVEAU !!!

SIMULATION ANALOGIQUE
A MOINS DE
9000 F H.T.

MODTEL : le logiciel et les essais

Le mois dernier, nous avons décrit la partie "matériel" de notre module téléphonique, un seul élément lui manque pour le faire fonctionner : le logiciel. Afin de vous aider pour bien mener à terme cette réalisation, nous vous proposons également un logiciel d'essais en BASIC vous permettant de tester une à une les fonctions du module téléphonique.



Le logiciel du module téléphonique, implanté dans la mémoire programme (IC₂ = 2716) est réalisé en langage assembleur. Son rôle principal est de transformer les ordres reçus du PC en commandes de signalisation de la ligne téléphonique. Les ordres émis par le PC et reconnus par "MODTEL" sont les séquences de commandes du module téléphonique du MINI-

TEL 10 (voir le tableau de la figure 4 décrit le mois dernier pour cette réalisation). Pour chaque séquence reçue du PC, le logiciel positionne à la valeur 1 un indicateur de signalisation. Cet indicateur analysé par un programme de routine activera la signalisation téléphonique correspondante. La liste des indicateurs de signalisation téléphonique est décrite

en début de listing du logiciel. la mémoire vive du microprocesseur de 128 octets (adresses 00H à 7FH) est utilisée de la façon suivante :

- de 00H à 1FH réservée pour les registres de travail
 - de 20H à 2FH réservée pour les bits adressables (utilisé pour les indicateurs)
 - de 30H à 47H réservée pour stocker le numéro d'appel téléphonique (24 chiffres maximum).
 - de 48H à 7FH réservée pour la pilette du microprocesseur.
- La figure 5 donne le contenu en hexadécimal de l'EPROM 2716.

ORGANISATION DU LOGICIEL

Le logiciel du "MODTEL" peut être décomposé en cinq parties :

- l'initialisation,
- l'interruption 0 (détection d'un appel),
- l'interruption du port série (réception des ordres du PC et le numéro d'appel téléphonique),
- la routine,
- les sous-programmes.

La figure 1 donne l'organigramme général du logiciel.

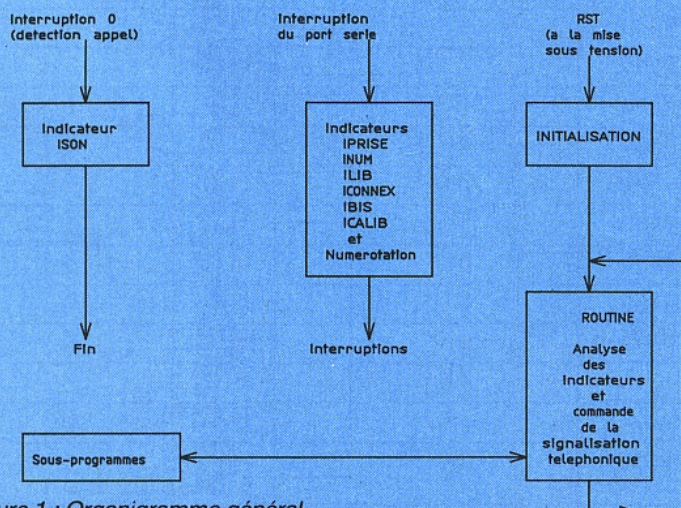


Figure 1 : Organigramme général du logiciel du module téléphonique "MODTEL".

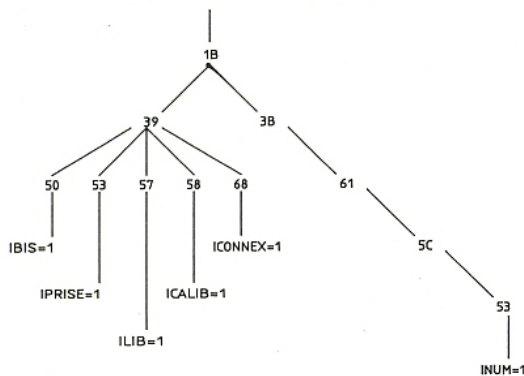


Figure 2 : Arborescence des tests des séquences MINITEL.

L'initialisation

Le programme d'initialisation est exécuté une seule fois à chaque mise sous tension du module téléphonique. Il a pour rôle d'effectuer les actions suivantes :

- initialisation de l'adresse basse de la pile du microprocesseur à la valeur 48H,
- ouverture de la ligne téléphonique,
- remise à zéro de toute la mémoire vive (adresses 00H à 7FH),
- initialisation des registres du

port série et programmation de la vitesse de transmission à 1200 bauds,

- initialisation des registres d'interruption.

L'interruption du port série

Chaque caractère reçu du PC sur la liaison série provoque une interruption du microprocesseur.

Toute séquence reçue du PC doit commencer par le caractère ESCAPE (1BH) sauf si l'indicateur de numérotation (INUM) est positionné à la valeur 1. Dans ce cas, le programme attend les chiffres composant le numéro d'appel téléphonique (sous-programme RECNUM).

Pour chaque caractère reçu et correspondant à un caractère d'une séquence MINITEL à reconnaître, un indicateur de séquence MINITEL est positionné à la valeur 1. Lorsqu'une séquence entière a été reconnue, l'indicateur de signalisation téléphonique correspondant est positionné à la valeur 1 et les indicateurs de séquence MINITEL sont repositionnés à la valeur 0.

Lorsque la séquence numérotation a été reçue (INUM = 1), la zone mémoire vive (adresses 30H à 47H) destinée à recevoir le numéro d'appel téléphonique est remise à zéro.

La figure 2 représente l'arborescence des tests effectués pour reconnaître les séquences MINITEL.

L'interruption 0 (réception sonnerie)

Lorsqu'un courant de sonnerie est présent sur la ligne téléphonique (80 V alternatif), l'interruption 0 du microprocesseur est activée. La partie de programme traitant cette interruption positionne à la valeur 1 un indicateur de signalisation appelé ISON.

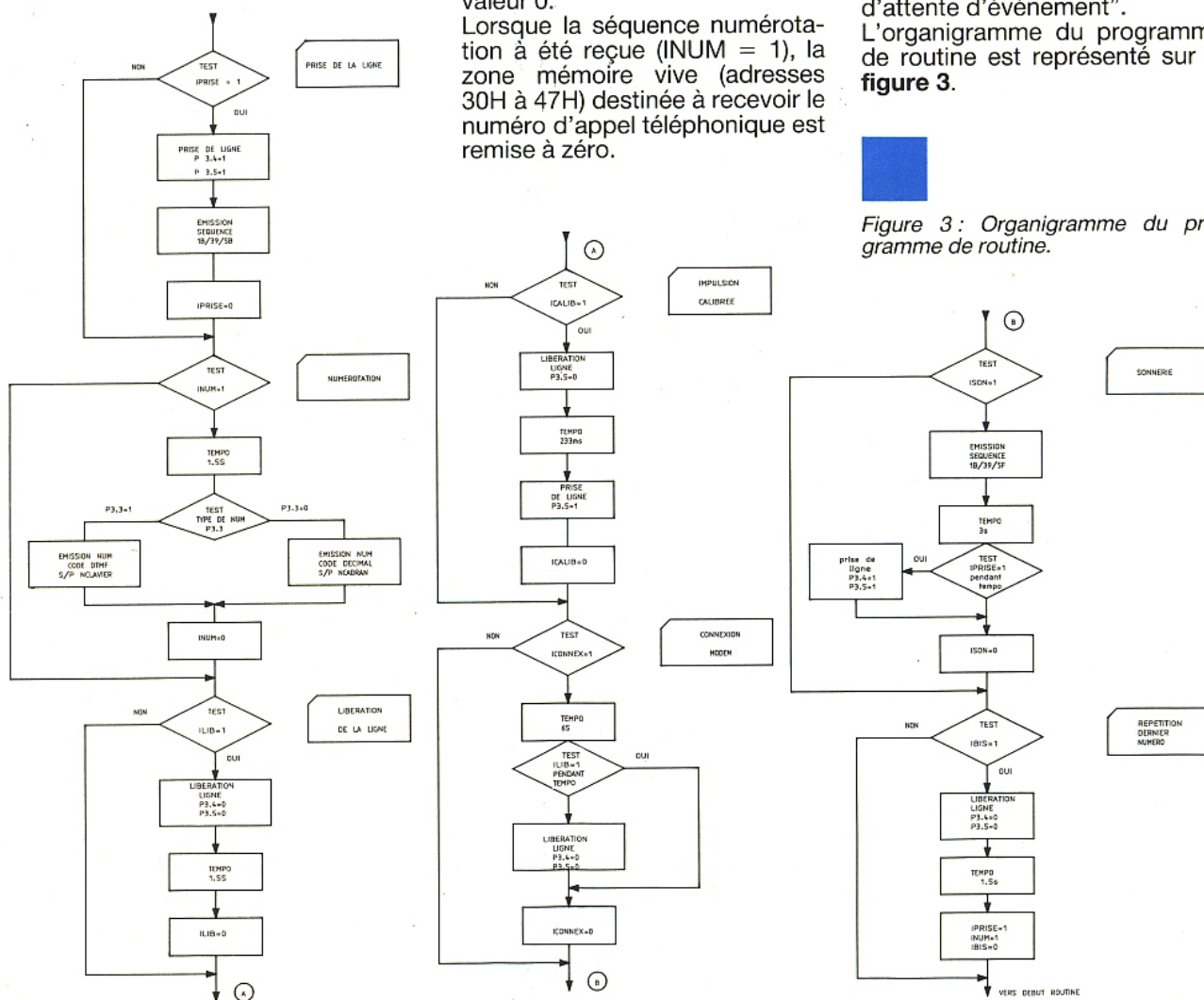
La routine

Le programme de routine est chargé d'analyser tous les indicateurs de signalisation téléphonique activés par les programmes d'interruption ou par le programme de routine lui-même. C'est un programme bouclé, c'est-à-dire que, dès que tous les indicateurs ont été analysés, le programme repart au début pour, à nouveau, analyser tous les indicateurs. C'est pour cela que nous l'appelons "routine d'attente d'événement".

L'organigramme du programme de routine est représenté sur la figure 3.



Figure 3 : Organigramme du programme de routine.



Pour chaque indicateur de signalisation téléphonique positionné à la valeur 1, les actions suivantes sont effectuées :

- Lorsque IPRISE = 1 (prise de ligne), le programme commande la fermeture de la ligne téléphonique en activant les sorties P3.4 et P3.5 du microprocesseur et émet une séquence du type MINITEL (1B/39/5B) vers le PC (cette séquence est en fait un accusé de réception).

- Lorsque INUM = 1 (numérotation), une temporisation de 1,5 seconde est initialisée. Cette temporisation est nécessaire, d'une part pour permettre la réception du numéro d'appel téléphonique sur la liaison série et d'autre part, c'est le temps minimum à attendre, après le signal de prise de ligne, pour émettre la numérotation.

A la fin de la temporisation, le programme recherche le type de numérotation (décimale ou fréquences vocales) en testant l'entrée P3.3 du microprocesseur. (Choix du type de numérotation par le strap S₁ sur le circuit).

Si P3.3 = 0, le logiciel appelle le sous-programme NCADRAN (numérotation décimale).

Si P3.3 = 1, le logiciel appelle le sous-programme NCLAVIER (numérotation à fréquences vocales).

- Lorsque ICONNEX = 1 (connexion modem), une temporisation de 6 secondes est initialisée. A la fin de cette temporisation, la ligne téléphonique sera libérée du module téléphonique. N'oubliez pas que dès que le MINITEL a reçu la séquence "connexion modem", c'est lui qui prend le relais pour la prise de la ligne téléphonique.

Cette temporisation de 6 secondes est nécessaire si vous utilisez "MODETEL" avec le logiciel d'émulation MINITEL "LCECOM" de la Commande Electronique. Elle permet une libération automatique de la ligne téléphonique suite à la réception de la séquence "connexion modem". Cette séquence est émise par le logiciel LCECOM immédiatement après la numérotation.

- Lorsque ILIB = 1 (libération de la ligne), le programme commande l'ouverture de la ligne téléphonique en désactivant les sorties P3.4 et P3.5 du microprocesseur et initialise une temporisation de 1,5 seconde. Cette temporisation est justifiée par le fait qu'une nouvelle prise de la ligne doit être séparée d'au moins 1,5 seconde de la libération de la ligne.

- Lorsque ICALIB = 1 (impulsion ou coupure calibrée), le programme commande une ouverture de la ligne, puis 233 ms plus tard, une fermeture de la ligne. Cette signalisation correspond au signal de rappel utilisée pour certains services supplémentaires comme la conférence, l'indication d'appel en instance, ... Ce signal ne peut être utilisé que lorsqu'une communication est établie (en conversation).

- Lorsque ISON = 1 (réception d'un appel), le programme émet une séquence de type MINITEL (1B/39/5F) vers le PC et initialise une temporisation de 3 secondes. Cette temporisation ne permet d'envoyer au PC qu'une seule séquence par sonnerie. Pour ceux qui voudraient réaliser un micro-serveur, pour répondre à l'appel il suffit de compter le nombre de séquences (1B/39/

5F) reçues et d'envoyer la séquence prise de ligne (1B/39/53) lorsque le nombre de séquences reçues est égale au nombre de sonneries désirées.

- Lorsque IBIS = 1 (répétition du dernier numéro), le programme force une libération de la ligne téléphonique, initialise une temporisation de 1,5 seconde et positionne à la valeur 1 les indicateurs IPRISE et INUM. Le programme de routine analysera ces indicateurs au tour suivant et commandera la prise de la ligne et l'émission du dernier numéro d'appel mémorisé dans la zone mémoire vive du microprocesseur.

Les sous-programmes

Les principaux sous-programmes sont les suivants :

- réception de la numérotation : S/P RECNUM,
- émission de la numérotation à fréquences vocales ou multifréquence (code DTMF) : S/P NCLAVIER
- émission de la numérotation décimale : S/P NCADRAN
- temporisation : S/P TEMP33, TEMP50.

Réception de la numérotation : S/P RECNUM

Ce sous-programme est activé pour chaque caractère reçu du PC seulement si l'indicateur de numérotation (INUM) est positionné à la valeur 1 (séquence de numérotation 1B / 3B / 61 / 5C / 53 reçu du PC).

Chaque caractère reçu est analysé (code ASCII) par le sous-programme de test de caractère (TESCAR). Si le caractère correspond à un code attendu, il est transcodé en décimal et stocké dans la zone numérotation de la mémoire vive (adresses 30H à 47H).

La zone numérotation permet de mémoriser 24 chiffres au maximum.

Le tableau de la **figure 4** donne la liste des caractères autorisés pour définir une numérotation. Les autres caractères reçus seront ignorés.

Emission de la numérotation à fréquences vocales (code DTMF) S/P NCLAVIER

La zone mémoire contenant la numérotation à émettre a pour adresse de début 30H. C'est à cette adresse que se trouve le premier chiffre à émettre.

caractère	code ASCII	code décimal dans zone numérotation	commentaires
1	31 H	1	chiffre 1
2	32 H	2	chiffre 2
3	33 H	3	chiffre 3
4	34 H	4	chiffre 4
5	35 H	5	chiffre 5
6	36 H	6	chiffre 6
7	37 H	7	chiffre 7
8	38 H	8	chiffre 8
9	39 H	9	chiffre 9
0	30 H	10	chiffre 0
*	2 AH	11	astérisque
#	23 H	12	dièse
–	2 DH	20	séparateur de numérot.

Figure 4 : Caractères autorisés pour définir un numéro d'appel téléphonique.

Comme nous l'avons déjà vu le mois dernier, l'émission d'un chiffre en code DTMF correspond à l'envoi de 2 fréquences parmi 8. Une table de transcodage (TABCH) est utilisée pour traduire le chiffre de la numérotation en code DTMF.

Le code DTMF sera chargé dans le port P₁ du microprocesseur à destination du générateur 5089 (C14).

Chaque chiffre est émis pendant 100 ms et la pause entre chaque chiffre est également de 100 ms. Le sous-programme émet successivement tous les chiffres existants dans la zone numérotation de la mémoire vive, sauf lorsque le chiffre 20 est rencontré. Celui-ci indique un séparateur de numérotation et dans ce cas une temporisation de 2,5 secondes est initialisée. A la fin de cette temporisation, le sous-programme poursuivra l'émission de la numérotation.

Le séparateur de numérotation (caractère "-") doit être utilisé pour tout préfixe existant dans un numéro d'appel téléphonique, c'est le cas des numéros d'appel province vers région parisienne (16-1.....) ou région parisienne vers province (16-.....) et également réseau privé vers réseau public.

Emission de la numérotation décimale S/P NCADRAN

Comme nous l'avons déjà vu le mois dernier, l'émission d'un chiffre en code décimal correspond à l'envoi d'un train d'impulsions sur la ligne téléphonique.

Une impulsion est constituée d'une ouverture de la ligne pendant 66 ms et les impulsions successives d'un même chiffre sont séparées par une fermeture de la ligne pendant 33 ms. Cette action sera réalisée en désactivant ou en activant la sortie P3.5 du microprocesseur.

Entre chaque chiffre émis une temporisation de 500 ms est initialisée.

Sous-programmes de temporisation S/P TEMP33, TEMP50

Ces deux sous-programmes permettent de fabriquer toutes les temporisations nécessaires au logiciel.

Ils sont réalisés en utilisant le TIMER 0 du microprocesseur. Ce TIMER est un compteur sur 16 bits, étant donné que la fréquence est divisée par 12 à l'entrée du TIMER, sa période de

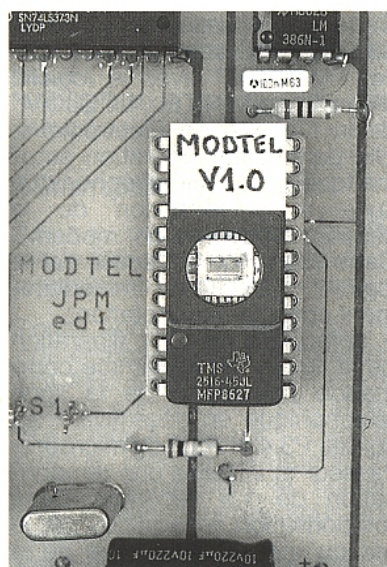


Figure 5 : Contenu de l'EPROM 2716.

ADRESSE	CONTENU
0000H	0200500201D800000000000000000000
0010H	00000000000000000000000000000000
0020H	00000002013B00000000000000000000
0030H	00000000000000000000000000000000
0040H	00000000000000000000000000000000
0050H	758148C2B4C2B5787F7600D8FC759850
0060H	758921758DE875885175B81075A811D2
0070H	8ED2B3D2AF8000300020D2B4D2B5C299
0080H	75991B3099FDC2997599393099FDC299
0090H	75995B3099FDC299C20030011675F01E
00A0H	120223D5F0FA30B30512023F80031202
00B0H	7AC20130021475F07812022330030280
00C0H	03D5F0F5C2B4C2B5C20230030FC2B4C2
00D0H	B575F01E120223D5F0FAC203300412C2
00E0H	B575F004120223D5F0FA120231D2B5C2
00F0H	0430052EC29975991B3099FDC2997599
0100H	393099FDC29975995F3099FDC29975F0
0110H	3C120223300006D2B4D2B58003D5F0F1
0120H	C205300613C2B4C2B575F01E120223D5
0130H	F0FAD200D201C206020077C0D0C0E030
0140H	981830010A1201EAB41B0FC201800312
0150H	01E3B41B071201CDD207806C300714B4
0160H	39071201CDD208805FB43B591201CDD2
0170H	098055300823B45004D2068048B45304
0180H	D2008041B45704D203803AB45804D204
0190H	8033B46830D202802C30090AB4612612
01A0H	01CDD20A8022300A0AB45C191201CDD2
01B0H	0B8015300B0FB4530CD2017930784776
01C0H	0018B82FFA1201CDD0E0D0D032C207C2
01D0H	08C209C20AC20B22C0D0C0E0D205D0E0
01E0H	D0D032E599C298547F2231E3B41B0122
01F0H	1201F84002F70922B42304740CC322B4
0200H	2A04740BC322B42D047414C322B43004
0210H	740AC322400BB4390280025004C39430
0220H	22D322758C4B758AFDD28C308DFDC28D
0230H	22758C89758A31D28C308DFDC28D2279
0240H	30E7600EB414051202A6800312026409
0250H	80EF22FFEEDEBEEDDBDEBDBBBD7E7B7
0260H	7E7D7B77C0E090025393F59051235123
0270H	7590FF51235123D0E0227930E7600EB4
0280H	14051202A6800312028E0980EF22F5F0
0290H	C2B551315131D2B55131D5F0F375F00A
02A0H	5123D5F0FB2275F0325123D5F0FB2200


```

1000 *****
1010
1020 MODTEL : LOGICIEL D'ESSAIS
1030
1040 AUTEUR : JP MORIN
1050
1060 *****
1070 LOCATE 1,0,7 : SCREEN 0 : WIDTH 40 : KEY OFF
1080 COLOR 7,1,2 : CLS
1090 LOCATE 4,15 : PRINT "M O D T E L : "
1100 LOCATE 7,12 : PRINT "MODULE TELEPHONIQUE"
1110 LOCATE 9,10 : PRINT "POUR LIAISON MINTEL-PC"
1120 LOCATE 12,13 : COLOR 14 : PRINT "Logiciel d'essais"
1125 LOCATE 14,13 : PRINT "Auteur : JP MORIN"
1130 LOCATE 21,2 : COLOR 19 : PRINT "Liaison série utilisée : COM1 ou COM2 ?":
1140 COLOR 3 : LOCATE 24,17 : PRINT "COM?";
1150 C$=INKEY$: IF C$="" THEN 1150
1160 IF C$="1" THEN 1180
1170 IF C$="2" THEN 1190 ELSE 1150
1180 LSA$ = "1" : OPEN "COM1:1200,E,7,1,RS,CSO,DSO,CDO" AS 1 : GOTO 1200
1190 LSA$ = "2" : OPEN "COM2:1200,E,7,1,RS,CSO,DSO,CDO" AS 1
1200 COLOR 7,4,14 : CLS : PRINT#1,CHR$(12)
1210 LOCATE 4,15 : PRINT "M O D T E L : "
1220 LOCATE 7,12 : PRINT "MODULE TELEPHONIQUE"
1230 LOCATE 9,10 : PRINT "POUR LIAISON MINTEL-PC"
1240 LOCATE 12,13 : COLOR 14 : PRINT "Logiciel d'essais"
1245 LOCATE 14,10 : COLOR 2 : PRINT "Liaison série sur COM":LSA$
1250 LOCATE 17,6 : COLOR 7 : PRINT "Essai automatique DERAL (1)"
1260 LOCATE 19,6 : PRINT "Essai séquences libres (2)"
1270 LOCATE 21,6 : PRINT "Fin des essais (3)"
1275 LOCATE 24,8 : COLOR 30 : PRINT "Votre choix : 1, 2 ou 3 ?":
1280 GOSUB 1400
1285 C$=INKEY$: IF C$="" THEN 1285
1290 IF C$="1" THEN 1500
1300 IF C$="2" THEN 2000
1310 IF C$="3" THEN 3000 ELSE 1285
1400 ***** Séquences MINTEL *****
1410 A$=CHR$(27) : B$=CHR$(57) : N$=CHR$(59)
1420 D$=CHR$(83) : E$=CHR$(87) : F$=CHR$(88) : G$=CHR$(104)
1430 H$=CHR$(97) : I$=CHR$(92) : J$=CHR$(83) : K$=CHR$(103) : L$=CHR$(80)
1440 PRIS$=A$+B$+D$ : LIB$=A$+B$+E$ : CON$=A$+B$+G$
1445 CAL$=A$+B$+F$ : BIS$=A$+B$+L$ : NUM$=A$+N$+H$+I$+J$
1450 DEC$=A$+B$+K$
1460 RETURN
1500 ***** Essai automatique DERAL *****
1510 COLOR 0,7,5 : CLS
1520 LOCATE 4,15 : PRINT "M O D T E L : "
1530 LOCATE 7,12 : PRINT "MODULE TELEPHONIQUE"
1540 LOCATE 9,10 : PRINT "POUR LIAISON MINTEL-PC"
1550 LOCATE 13,7 : COLOR 1 : PRINT "** Essai automatique DERAL **"
1560 LOCATE 18,6 : COLOR 4 : PRINT "PRISE DE LA LIGNE TELEPHONIQUE"
1570 PRINT#1,PRIS$: T=2 : GOSUB 4000 : C$=INPUT$(LOC(1),#1)
1580 C$=RIGHT$(C$,3) : IF C$=CHR$(27)+CHR$(57)+CHR$(91) THEN 1610
1590 LOCATE 24,6 : COLOR 30 : PRINT "ACCUSE DE RECEPTION NON RECU":
1600 T=5 : GOSUB 4000 : GOTO 1200
1610 LOCATE 18,6 : COLOR 5 : PRINT "NUMEROTATION : 3644 "
1620 PRINT#1,NUM$,"3644": T=6 : GOSUB 4000
1630 LOCATE 22,3 : COLOR 14 : PRINT "RECEPTION TONALITE CONNEXION DERAL " :
1640 T=5 : GOSUB 4000
1645 LOCATE 22,3 : PRINT " "
1650 LOCATE 18,6 : COLOR 14 : PRINT "MESURE D'ISOLEMENT DE LA LIGNE"
1660 PRINT#1,LIB$: T=5 : GOSUB 4000 : PRINT#1,PRIS$
1670 LOCATE 20,2 : COLOR 11 : PRINT "TONALITE CONTINUE : LIGNE BONNE "
1680 LOCATE 22,2 : COLOR 11 : PRINT "TONALITE HACHEE LENTE : LIGNE DOUTEUSE":
1690 LOCATE 24,2 : COLOR 11 : PRINT "TONALITE HACHEE RAPIDE: LIGNE DOUTEUSE":
1700 T=8 : GOSUB 4000
1710 LOCATE 20,2 : PRINT " "
1720 LOCATE 22,2 : PRINT " "
1730 LOCATE 24,2 : PRINT " "
1740 LOCATE 18,6 : COLOR 14 : PRINT "RECEPTION DE LA SONNERIE "
1750 PRINT#1,LIB$: T=3 : GOSUB 4000 : C$=INPUT$(LOC(1),#1)
1760 C$=RIGHT$(C$,3) : IF C$=CHR$(27)+CHR$(57)+CHR$(95) THEN 1790
1770 LOCATE 24,6 : COLOR 30 : PRINT "DETECTEUR DE SONNERIE NON OK":
1780 T=5 : GOSUB 4000 : PRINT#1,PRIS$: T=2 : GOSUB 4000 : PRINT#1,LIB$: GOTO 1200
1790 LOCATE 24,6 : COLOR 11 : PRINT "DETECTEUR DE SONNERIE OK":
1800 T=8 : GOSUB 4000 : PRINT#1,PRIS$
1810 LOCATE 24,6 : PRINT " "
1820 LOCATE 18,6 : COLOR 14 : PRINT "MESURE DU COURANT DE LIGNE 1"
1830 LOCATE 20,2 : COLOR 11 : PRINT "TONALITE HACHEE LENTE : 1 < 33MA "
1835 LOCATE 22,2 : COLOR 11 : PRINT "TONALITE CONTINUE : 33MA < 1 < 55MA "
1840 LOCATE 24,2 : COLOR 11 : PRINT "TONALITE HACHEE RAPIDE: 1 > 55MA "
1850 T=8 : GOSUB 4000
1860 LOCATE 20,2 : PRINT " "
1870 LOCATE 22,2 : PRINT " "
1880 LOCATE 24,2 : PRINT " "
1890 LOCATE 18,4 : COLOR 14 : PRINT "FIN ESSAIS DERAL "
1900 PRINT#1,LIB$: T=5 : GOSUB 4000 : GOTO 1200
2000 ***** Essai séquences libres *****
2010 COLOR 15,3,1 : CLS
2020 LOCATE 3,15 : PRINT "M O D T E L : "
2030 LOCATE 6,12 : PRINT "MODULE TELEPHONIQUE"
2040 LOCATE 8,10 : PRINT "POUR LIAISON MINTEL-PC"
2050 LOCATE 11,7 : COLOR 1 : PRINT "** Essai séquences libres **" : COLOR 5
2060 LOCATE 14,7 : PRINT "PRISE DE LIGNE (1)"
2070 LOCATE 15,7 : PRINT "NUMEROTATION (2)"
2080 LOCATE 16,7 : PRINT "LIBERATION LIGNE (3)"
2090 LOCATE 17,7 : PRINT "COUPURE CALIBREE (4)"
2100 LOCATE 18,7 : PRINT "CONNEXION MODEM (5)"
2110 LOCATE 20,7 : PRINT "DECONNEXION MODEM (6)"
2120 LOCATE 20,7 : PRINT "REPETITION DERNIER NUMERO (7)"
2125 LOCATE 21,7 : PRINT "FIN ESSAIS (8)"
2130 LOCATE 23,4 : COLOR 30 : PRINT "Votre choix : 1 à 8 ? " :
2140 C$=INKEY$: IF C$="" THEN 2140
2150 IF C$="1" THEN 2300
2160 IF C$="2" THEN 2400
2170 IF C$="3" THEN 2500
2180 IF C$="4" THEN 2600
2190 IF C$="5" THEN 2700
2200 IF C$="6" THEN 2800
2210 IF C$="7" THEN 2900
2220 IF C$="8" THEN 1200 ELSE 2140
2300 COLOR 14 : LOCATE 14,7 : PRINT "PRISE DE LIGNE (1)"
2310 PRINT#1,PRIS$: GOTO 2130
2400 COLOR 14 : LOCATE 15,7 : PRINT "NUMEROTATION (2)"
2410 LOCATE 23,10 : PRINT " "
2420 LOCATE 23,4 : COLOR 30 : INPUT "Numero d'appel :";NAP$
2430 PRINT#1,NUM$+NAP$ : GOTO 2130
2500 COLOR 14 : LOCATE 16,7 : PRINT "LIBERATION LIGNE (3)"
2510 PRINT#1,LIB$: GOTO 2130
2600 COLOR 14 : LOCATE 17,7 : PRINT "COUPURE CALIBREE (4)"
2610 PRINT#1,CAL$: GOTO 2130
2700 COLOR 14 : LOCATE 18,7 : PRINT "CONNEXION MODEM (5)"
2710 PRINT#1,CON$: GOTO 2130
2800 COLOR 14 : LOCATE 19,7 : PRINT "DECONNEXION MODEM (6)"
2810 PRINT#1,DEC$: GOTO 2130
2900 COLOR 14 : LOCATE 20,7 : PRINT "REPETITION DERNIER NUMERO (7)"
2910 PRINT#1,BIS$: GOTO 2130
3000 PRINT #1,LIB$
3010 COLOR 7,0,0 : WIDTH 80 : CLS : END
4000 ***** S/P TEMPORISATION *****
4010 TW = TIMER
4020 WHILE TIMER < TW+T : WEND
4030 RETURN

```

comptage est de 1,085 μ s avec le quartz du microprocesseur à 11,0592 MHz.

Pour une temporisation de 33 ms, les 2 registres du TIMER (TH0 : poids forts, TL0 : poids faibles) seront initialisés aux valeurs suivantes :

La valeur maximale du timer (16 bits) $\rightarrow$ 65535

33 ms avec une période de 1,085 μ s $\rightarrow$ 30414

la valeur à charger dans le timer $\rightarrow$ 35121 soit 8931H

Pour une temporisation de 50 ms les 2 registres du TIMER seront initialisés aux valeurs suivantes : la valeur maximale du timer (16 bits) $\rightarrow$ 65535

50 ms avec une période de 1,085 μ s $\rightarrow$ 46082

La valeur à charger dans le timer $\rightarrow$ 19453 soit 4BFDH

L'utilisation d'un quartz de 11 MHz à la place d'un de 11,0592 MHz apporte une erreur de + 0,4 % sur les temporisations. Cette différence est sans importance pour le fonctionnement du module téléphonique.

LES ESSAIS

Après avoir programmé l'EPROM 2716 et effectué les dernières vérifications du circuit (implantation des composants, alimentation, connexions...) les essais de fonctionnement, en réel, du module téléphonique peuvent être réalisés.

Pour ces essais, nous allons utiliser un dispositif de test existant dans la majorité des centraux téléphoniques de notre hexagone. Ce dispositif appelé DERAL est en principe réservé aux agents de l'Administration des Télécommunications pour la mise en service des postes téléphoniques chez les abonnés.

Comme aujourd'hui, l'abonné peut acheter et installer lui-même son poste téléphonique, il devient intéressant pour l'abonné d'utiliser le DERAL pour contrôler ou vérifier son installation.

D'ailleurs, rien ne vous interdit d'utiliser ce dispositif puisqu'il suffit de décrocher le téléphone et de composer le 3644. Si vous recevez dans l'écouteur une tonalité bizarre (330 Hz + 440 Hz à la cadence 200 / 100 / 200 / 500 ms) c'est que le central téléphonique auquel est rattachée votre ligne téléphonique est équipé du dispositif DERAL.

A noter au passage que cet appel est gratuit, cependant n'abusez pas de ce moyen de test car il faut savoir qu'à chaque appel du DERAL, un message indiquant l'origine de l'appel est

édité sur un terminal de l'auto-commutateur.

Ceci dit, le DERAL permet les essais suivants :

- mesures d'isolement de la ligne téléphonique,
- réception du courant d'appel (sonnerie)
- mesure du courant de ligne

Mesures d'isolement de la ligne téléphonique

Ces mesures s'effectuent dès le premier raccrochage après la réception de la tonalité de connexion au DERAL. Elles consistent en 3 mesures successives :

- résistance d'isolement entre fil a et la terre.
- résistance d'isolement entre fil b et la terre.
- résistance d'isolement entre fil a et fil b.

Le poste étant raccroché lors de ces mesures, le résultat est transmis au décrochage suivant sous forme de tonalités :

- tonalité continue (330 Hz + 440 Hz) : toutes les résistances d'isolement sont correctes.
- tonalité hachée à cadence lente (330 Hz + 440 Hz à la cadence 500/500 ms) : la résistance d'isolement entre le fil a ou le fil b et la terre n'est pas bonne.
- tonalité hachée à cadence rapide (330 Hz + 440 Hz à la cadence 100/100 ms) : la résistance d'isolement entre fil a et fil b n'est pas correcte.

Réception du courant d'appel (sonnerie)

La sonnerie est commandée par le DERAL dès le raccrochage du poste après avoir reçu le résultat des mesures d'isolement. Ce courant d'appel est cadencé comme un appel normal et cesse dès que le poste est redécroché. Il est émis pendant un temps minimal compris entre 4 et 6 minutes.

Mesure du courant de ligne

Cette mesure s'effectue poste décroché, le résultat est transmis sous forme de tonalités :

- tonalité hachée à cadence lente : le courant de ligne est inférieur à 33 mA (valeur faible).
- tonalité continue : le courant de ligne est compris entre 33 mA et 50 mA (valeur normale).
- tonalité hachée rapide : le courant de ligne est supérieur à 50 mA (valeur forte).

Poste d'abonné	Autocommutateur (DERAL)
Décrochage	→
Numérotation 3644	→
	← Tonalité de connexion au DERAL
Raccrochage (1 ^{re} fois)	→
	Mesures des résistances d'isolement de la ligne
Décrochage	→
	← Envoi du résultat des mesures d'isolement (tonalités)
Raccrochage (2 ^e fois)	→
	← Envoi du courant d'appel (sonnerie)
Décrochage	→
	← Arrêt du courant d'appel Mesure du courant de ligne Envoi du résultat de la mesure courant de ligne (tonalité)
Raccrochage (3 ^e fois)	→
	Libération du DERAL

Figure 6 : Processus de test réalisé par le DERAL.

Le tableau de la **figure 6** résume les essais et actions effectués avec le DERAL.

Le logiciel d'essais

A l'aide d'un logiciel d'essais, nous allons tester notre module téléphonique MODETEL. Ce logiciel écrit en BASIC comporte 2 types d'essais :

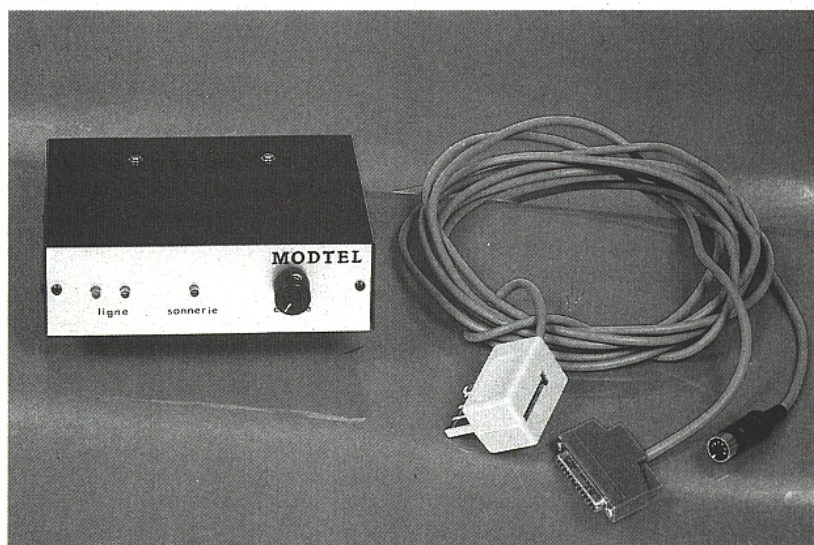
1. Essai automatique avec le dispositif DERAL.
2. Essai en séquences libres.

Essai automatique avec le dispositif DERAL

Le programme d'essai déroulé automatiquement le processus décrit précédemment sur le fonctionnement du DERAL.

Essai en fréquences libres

Ce programme d'essai permet de commander une à une les séquences de signalisation téléphonique (prise de ligne, numérotation, libération de ligne, ...) et les séquences MINITEL (connexion et déconnexion MODEM).



Séquences PC → MODETEL	
Prise de ligne	⇒ 1B/39/53
Libération de ligne	⇒ 1B/39/57
Numérotation par aiguillage	⇒ 1B/3B/61/5C/53/numéro
– numéro :	
chiffres : 0 à 9	⇒ 30 à 39
dièse : #	⇒ 23
étoile : *	⇒ 2A
séparateur de num. : –	⇒ 2D
(2,5 s)	
Numérotation du dernier numéro (BIS)	⇒ 1B/39/50
Connexion MODEM (libère la ligne au bout de 6 s)	⇒ 1B/39/68
Coupure Calibrée (233 ms)	⇒ 1B/39/58
Séquences MODETEL → PC	
Réponse à prise de ligne	⇒ 1B/39/5B
Réception sonnerie	⇒ 1B/39/5F

Figure 7 : Tableau des séquences échangées entre le PC et MODETEL.

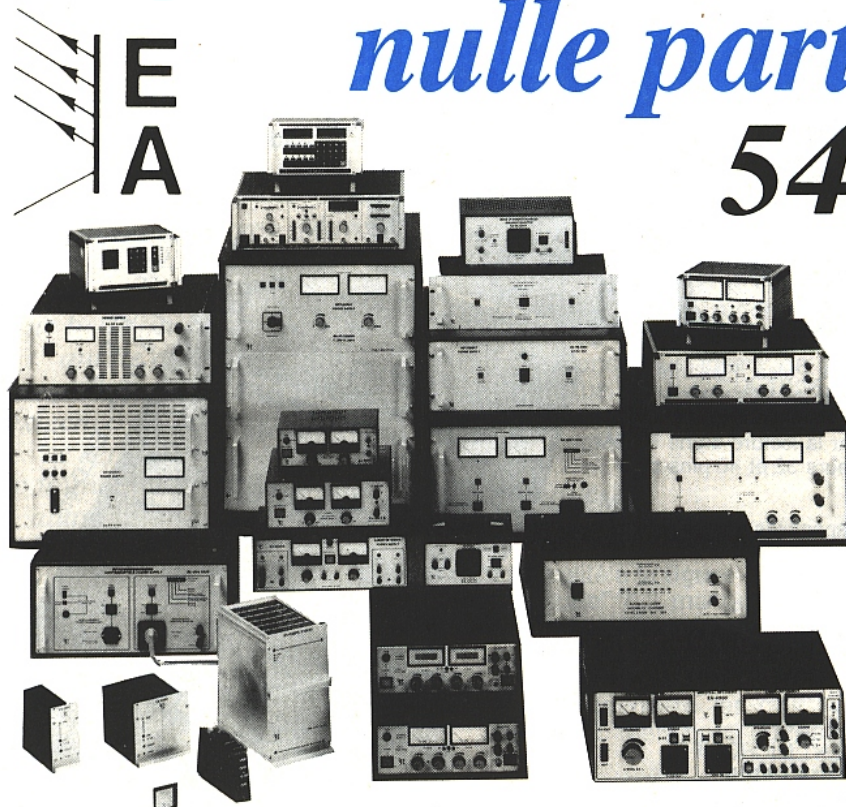
Nous vous conseillons d'utiliser ce programme en premier pour vérifier le bon fonctionnement du MODETEL, en effectuant par exemple un appel vers l'annuaire électronique (prise de la ligne, numérotation : 11, connexion MODEM, ...).

Vous possédez maintenant toutes les informations nécessaires pour bien mener à terme cette réalisation. Le tableau de la **figure 7** résume toutes les séquences échangées entre le PC et MODETEL que vous pouvez programmer dans votre application MINITEL-PC. Si vous avez la chance de posséder le logiciel d'émulation MINITEL : LCE-CABLE ou LCE-COM de La Commande Electronique, le module téléphonique MODETEL dont nous venons de décrire la réalisation, vous sera très utile. Les options de ces logiciels (gestion de la ligne et répertoire) fonctionnent parfaitement et la création de procédures d'applications utilisateur vous permettront d'automatiser complètement vos connexions avec les serveurs télématiques.

J.P. MORIN

Nous pouvons fournir la disquette programme. Se renseigner auprès de la rédaction.

Une gamme d'alimentations comme celle-ci :
nulle part ailleurs !
54.37.09.80



Expédiez-moi ^{ERP 02-90}
le catalogue
complet 89/90

Nom :

Société :

Adresse :

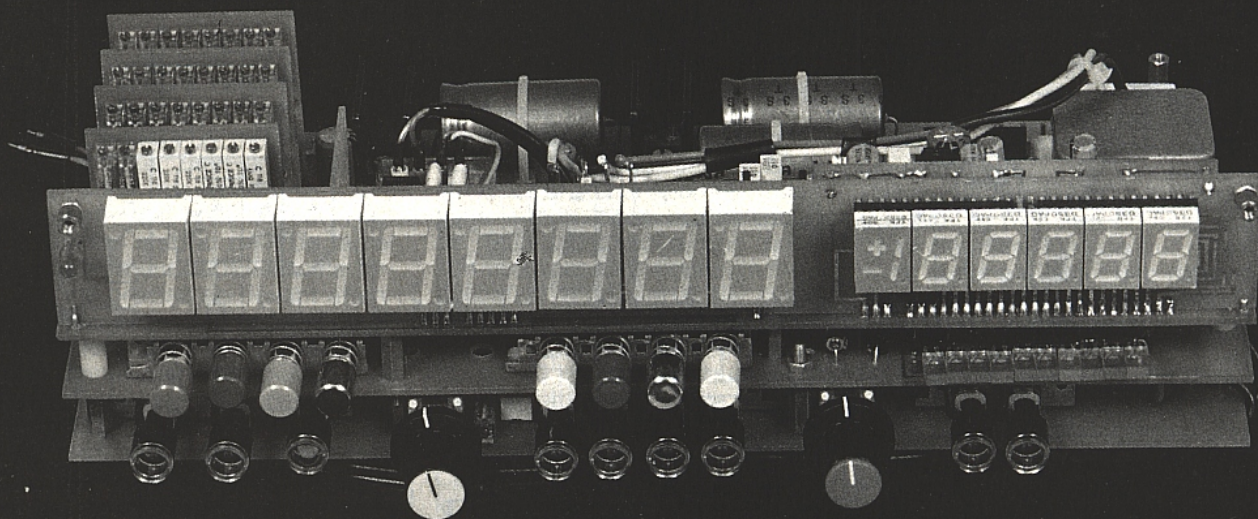
Téléphone :



**BLANC MECA
ELECTRONIQUE**

BP1 36220 FONTGOMBAULT
Tél. 54.37.09.80 - Tlx 750446 - Fax 54.37.22.76

Marc : fréquencemètre, décibelmètre et vu-mètre



Le bloc que nous allons décrire ici, complète harmonieusement la carte générateur proposée le mois dernier.

A la fin de ces pages, Marc 1 sera prêt à servir pendant longtemps dans votre labo personnel.

Une belle fin pour une réalisation qui ne demande qu'à pousser encore ses limites : une seule exigence de votre part et « hop », ce sera Marc 2, le complément commandé par CPC — aisément adaptable sur PC — qui fera de Marc 1 un outil rarement présent dans les labos de l'amateur peu argenté : un "traceur" de courbes audio".

Notre souhait le plus cher étant que MARC 1 soit construit sans peine par le maximum d'entre vous, il a été nécessaire de faire quelques impasses. C'est ainsi que nous avons laissé la place qui nous était accordée, aux figures indispensables à la réussite pratique. Le mois prochain vous trouverez un complément d'informations sous forme de fiche technique, pour l'ICM 7226 que nous utilisons dans la partie fréquencemètre.

LE SCHÉMA

Il est donné dans sa presque intégralité à la **figure 1**. Pourquoi "presque" ? Il manque l'alimentation commune à toutes les cartes. Contrairement à nos habitudes vous trouverez le schéma de cette dernière "en clair", à la **figure 12**. Mais nous en reparlons.

Cette **figure 1** peut se découper en quatre parties autonomes. A peu de choses près une croix

tracée en plein centre séparera les quatre fonctions :

- 1- en haut à gauche le fréquencemètre.
- 2- en haut à droite un voltmètre figé dans la gamme 199,9 mV.
- 3- en bas à droite le complément du voltmètre permettant à celui-ci d'afficher directement des niveaux audio en dB situés entre - 55 dB et + 25 dB, le zéro étant à 775 mV (modifiable).
- 4- en bas à gauche, un petit vu-mètre sans prétention mais bien utile ! Il couvre de - 20 à + 6 dB, le zéro étant toujours à 775 mV. Dans le cas d'un changement de zéro du décibelmètre on aura le choix entre adapter le vu-mètre à la même référence ou conserver parallèlement celle des téléphonistes.

Examinons rapidement chaque fonction.

Le fréquencemètre :

Il est construit autour d'un ICM 7226 partiellement utilisé. Nous

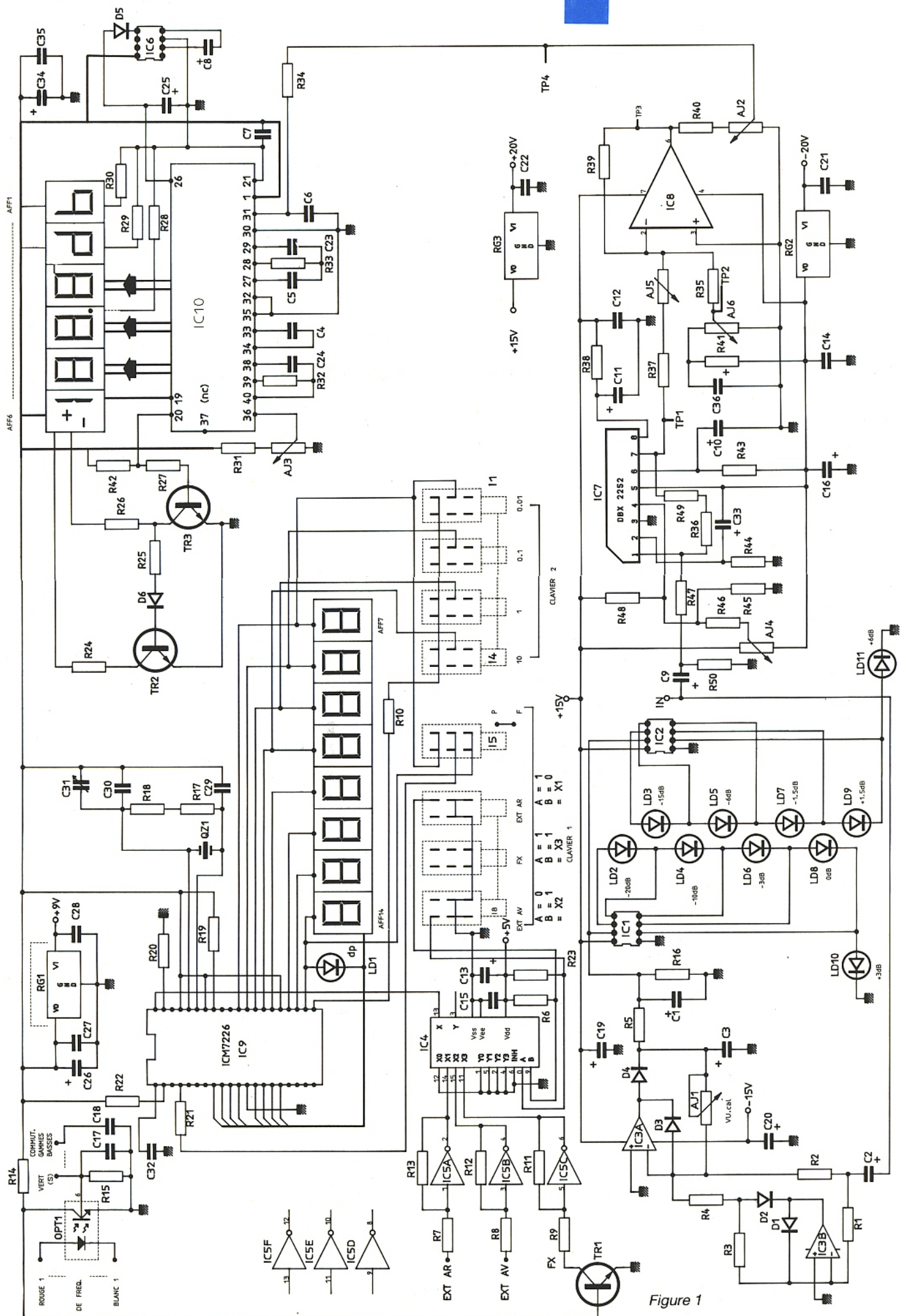


Figure 1

n'avons retenu que les fonctions fréquencesmètre et périodémètre. Le mois prochain, nous verrons que ce "pavé" offre d'autres possibilités intéressantes, mais nous avons fait un choix commandé par son intégration dans un appareil dont la fonction principale est d'être un générateur audio.

Il nous a fait souffrir ce 7226 !! Par vengeance sans doute (bien involontaire néanmoins) nous en avons exécuté un... Il faut dire que la mesure des fréquences basses n'est pas aussi simple qu'il pourrait sembler au premier abord.

Quand un fréquencesmètre vous annonce 42 Hz alors que l'on est certain d'envoyer 33 Hz il y a de quoi se poser des questions, non ?

Il est vrai qu'avec un comptage par seconde, à cette fréquence toute perturbation est fatale. A 1 MHz, l'erreur est moindre, voire indétectable. Bien entendu une acquisition moyennée sur 10 s approche de la réalité, mais l'auteur vous met au défi de régler un générateur audio sur une fréquence précise en devant attendre dix secondes le verdict de l'afficheur après chaque manœuvre, sans que l'exaspération ne prenne rapidement le dessus...

Il fallait donc que l'affichage suive de près les commandes de l'opérateur. Toutes les secondes c'est presque limite, mais on peut très bien s'y soumettre à condition de pouvoir faire entièrement confiance à l'affichage, ce qui n'est pas si évident.

Pours récapituler brièvement nos constatations personnelles, la mise en service correcte du 7226 a pris plusieurs jours.

Bêtement nous avons exploité tout d'abord la notice d'application, puis nous avons cherché des idées toutes prêtes dans la presse technique sans obtenir satisfaction. Par approches successives, nous nous sommes rendu compte que pour satisfaire pleinement nos exigences (de manière reproductible), il fallait déjà limiter la bande passante à 150 kHz.

Pour ce faire, nous avons exploité les particularités du phototransistor 4 N 35 (OPT1). Solution originale s'il en est, mais insuffisante !

Les "carrés" obtenus sur le collecteur du transistor intégré ne satisfaisaient pas encore le 7226 aux très basses fréquences. Pourtant nous étions sur la bonne voie car les erreurs diminuaient.

C'est alors que nous avons forcé la dose au moyen de C₁₇ plus C₁₈ et obtenu un résultat parfait à 10 Hz mais... plus possible de mesurer 20 000 Hz ! C'est la raison pour laquelle nous avons mis en service une cellule de I₃ (carte générateur), fermée pour les gammes basse et médium, et ouverte pour la gamme haute (ce qui désolidarise C₁₈ de C₁₇).

Pratiquement, cette liaison électrique est effectuée par un câble jaune-vert parfaitement visible sur la photographie page 43 du numéro précédent. Ce n'est qu'au prix de ces artifices que nous avons pu garantir un fonctionnement stable et le confort d'utilisation souhaité.

Bien entendu, les mesures précises des fréquences basses sont conseillées en mode périodémètre (enfoncer I₅), mais avouez qu'il est plus "parlant" de lire 63 Hz que 15 873 μ s.

Qu'un fréquencesmètre se valorise de mesurer plusieurs MHz voire GHz c'est parfait, mais sans intérêt pour le passionné de SON analogique que nous sommes. Les techniques de multiplication d'un signal BF avant mesure se justifient parfois mais restent à notre avis lourdes pour 10 ou 20 Hz (surtout quand un modèle fait au moyen de logique traditionnelle assure gentiment, sans bricolage annexe...).

Comme nous l'avions annoncé, le fréquencesmètre de MARC dispose de deux entrées extérieures : EXT AV et EXT AR (avant et arrière). Pour elles, aucun traitement particulier n'a été prévu. Le choix entre les entrées extérieures et la mesure du générateur est confié à un 4052 (IC₄) commandé par le clavier N°1. La logique de commande est rappelée, pour mémoire, sur le schéma.

dB mètre

Cet instrument est constitué du voltmètre et du circuit de conversion à base de 2252. Nous ne développons pas le fonctionnement de cet ensemble qui a déjà été décrit dans ces pages (n° 497 pages 63 à 68). Toutefois rappelons brièvement les étapes successives : le signal à mesurer est converti en tension continue par le 2252. A zéro dB (775 mV), le 2252 fournit environ + 84 mV qui sont de trop. C'est pourquoi on soustrait l'équivalent grâce à une injection négative (A_{J6}). Cela fait, le 2252 évoluant à raison de 6 mV par dB, il suffit désormais : 1^{er}) de s'assurer qu'IC₈ est d'un gain rigoureusement égal à 1.

2^e) de diviser par 6 le résultat obtenu en sortie d'IC₈.

3^e) d'inverser le signe du voltmètre.

Rappelons qu'en dessous de - 55 dB l'affichage est FAUX : il plafonne aux alentours de - 60 dB pour une mise à la masse de l'entrée. Ceci est tout à fait normal : il s'agit du décrochage du 2252. Il est parfois possible de rester correct jusqu'à - 65 dB mais c'est exceptionnel et peu reproductible (donc sans intérêt). Pour étendre la mesure "vers le bas", il faudrait détecter un seuil de changement de gamme par exemple - 50 dB afin de mettre en route une amplification de 40 dB très exactement (avec un moindre bruit) et compenser l'affichage de 40 dB. C'est un peu fou : ce petit instrument tire son avantage de sa simplicité et couvre 80 dB en une seule gamme, ce qui suffit généralement.

Rappelons que MARC est un instrument de mesures complet et très utile mais que son but n'est ni de servir à évaluer une distorsion ni de définir un rapport signal/bruit au moyen de ses propres outils.

Par rapport à la réalisation du n° 497, nous avons apporté une petite modification permettant de faciliter les réglages. La **figure 2** illustre le changement auquel nous aurions dû penser plus tôt. En effet, la contre-réaction appliquée à l'inverseur était rendue réglable afin d'assurer un gain unité entre IN et la broche 6 de l'ampli, mais la compensation (- 84 mV) était également tributaire de ce réglage.

La modification a permis de rendre ces deux ajustables totalement autonomes. Ceci nous conduit à une remarque : sur les photographies la modification n'est pas encore mise en pratique, par contre les dessins du circuit imprimé et l'implantation ont été corrigés.

Idem pour certains autres points : liaisons par fils remplacées par des pistes imprimées, améliorations d'implantation etc.

Vu-mètre

Lui aussi est connu des lecteurs : Il a maintes fois été utilisé dans nos montages audio. Son excellente linéarité et la bonne précision des seuils nous ont conduit à l'inclure dans MARC.

A l'usage vous serez agréablement surpris de sa présence sympathique, particulièrement

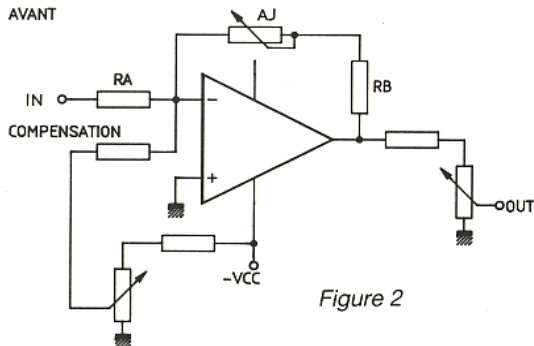
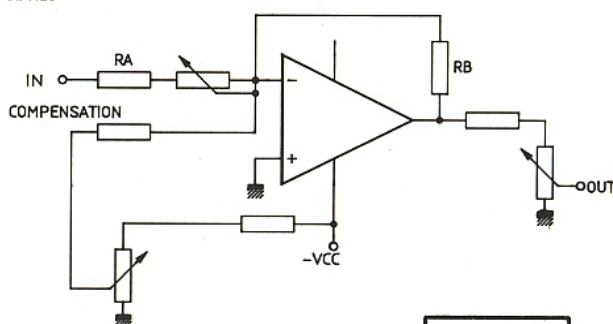


Figure 2

MODIFICATION AUTOUR DE IC8,
PAR RAPPORT AU DECIBELEMETRE DU No 497

AVANT = AJ JOUE UN DOUBLE JEU:
POUR LE REGLAGE DE "IN"
POUR LA COMPENSATION
INTER-REACTIONS DES REGLAGES

APRES = LA CONTRE-REACTION ETANT FIXE
"IN" SE REGLE PAR AJ
LA COMPENSATION EST AUTONOME
INDEPENDANCE DES REGLAGES



noyer les soudures dans l'araldite afin d'obtenir un joli petit connecteur, prêt à être accueilli par un autre morceau de support tulipe non modifié et soudé déjà sur la carte générateur. Les ouvertures rectangulaires pratiquées dans cette dernière permettent de faire arriver les deux nappes par dessous — ce qui

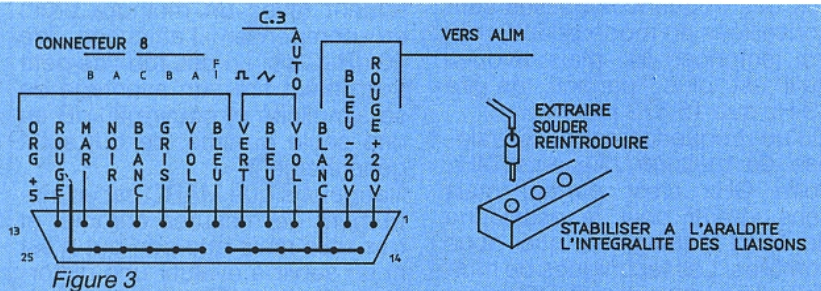


Figure 3

pour les observations rapides, les phénomènes lents voire cycliques, les courts-circuits francs, etc.

NOTA : Les TFK 267 et 257 de TELEFUNKEN subissent actuellement des délais de livraisons un peu longs, mais ils continuent d'exister ! Pour les 2150 et 2252 de dbx pas de problème : SCV AUDIO assure efficacement contre vents et marées (mille fois MERCI) le transit inter-continental, et SELECTRONIC la distribution à l'unité (au minimum...).

COMMANDE AUTO

Le mois dernier nous vous avons lâchement abandonnés sans avoir réglé les 32 ajustables du mode AUTO. Il y avait à cela une raison bien simple : la meilleure façon était d'exploiter le fréquencesmètre interne. Ce sera possible très bientôt, mais il vous manque les indications suivantes :

Tout d'abord il faut établir une relation entre la prise DB 25 et la carte générateur. La figure 3 précise les connexions et propose une idée de connecteur au pas de 2,54. Il s'agit de morceaux de supports tulipe (plus solides pour cette tâche que les barrettes tronçonnables), dont le connecteur mâle est obtenu par extraction des broches, soudure des câbles, réintroduction des broches. Il ne reste plus qu'à

est nettement plus élégant —, et les deux petits connecteurs de se désolidariser de la face arrière du coffret en quelques secondes.

La figure 4 répertorie les mots de commande permettant d'obtenir les 32 fréquences pré-réglées, la broche FI servant à en obtenir 32 autres, comme indiqué le mois dernier.

Le dernier élément manquant à la commande AUTO est donné figure 5 : c'est le circuit imprimé portant la fiche DB 25 et les résistances forçant les lignes à 1 au repos. ATTENTION : ces résistances ne font partie d'aucun schéma, c'est pourquoi nous avons marqué en clair leur valeur commune : 4,7 kΩ.

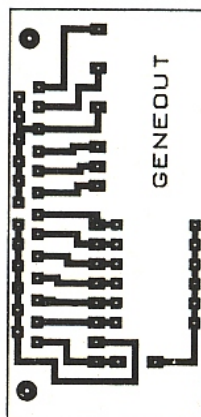


Figure 5

7	8	9	10	11	
A	B	C	A	B	
0	0	0	0	0	20 Hz
1	0	0	0	0	30 Hz
0	1	0	0	0	40 Hz
1	1	0	0	0	50 Hz
0	0	1	0	0	63 Hz
1	0	1	0	0	80 Hz
0	1	1	0	0	100 Hz
1	1	1	0	0	125 Hz
0	0	0	1	0	160 Hz
1	0	0	1	0	220 Hz
0	1	0	1	0	250 Hz
1	1	0	1	0	320 Hz
0	0	1	1	0	400 Hz
1	0	1	1	0	500 Hz
0	1	1	1	0	630 Hz
1	1	1	1	0	800 Hz
0	0	0	1	1	1 KHz
1	0	0	1	1	1.25 KHz
0	1	0	1	1	1.6 KHz
1	1	0	1	1	2 KHz
0	0	1	1	1	2.5 KHz
1	0	1	1	1	3.15 KHz
0	1	1	1	1	4 KHz
1	1	1	1	1	5 KHz
0	0	0	1	1	6.3 KHz
1	0	0	1	1	8 KHz
0	1	0	1	1	10 KHz
1	1	0	1	1	12.5 KHz
0	0	1	1	1	16 KHz
1	0	1	1	1	18 KHz
0	1	1	1	1	20 KHz
1	1	1	1	1	25 KHz

MOT DE COMMANDE

Figure 4

RÉALISATION PRATIQUE

Il est temps d'aborder la construction pratique de ce bloc qui présente pour particularité d'être utilisable seul, comme c'était également le cas pour le générateur.

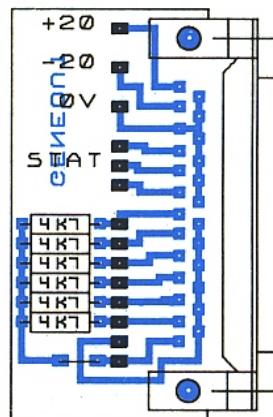
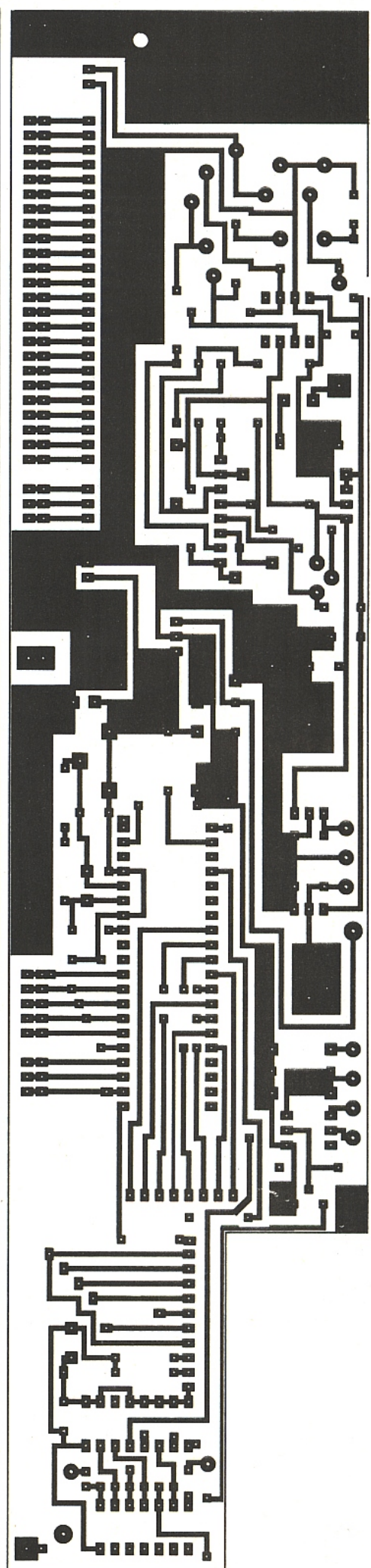




Figure 6



Attention : un minimum de soin est nécessaire pour réaliser avec succès cet ensemble assez dense, constitué de 5 circuits imprimés en majorité "double face". Le premier, qui pourrait porter sans abus le terme de "carte principale" est reproduit **figure 6**. Son implantation (**figure 6 bis**) indique également les connexions avec les autres cartes.

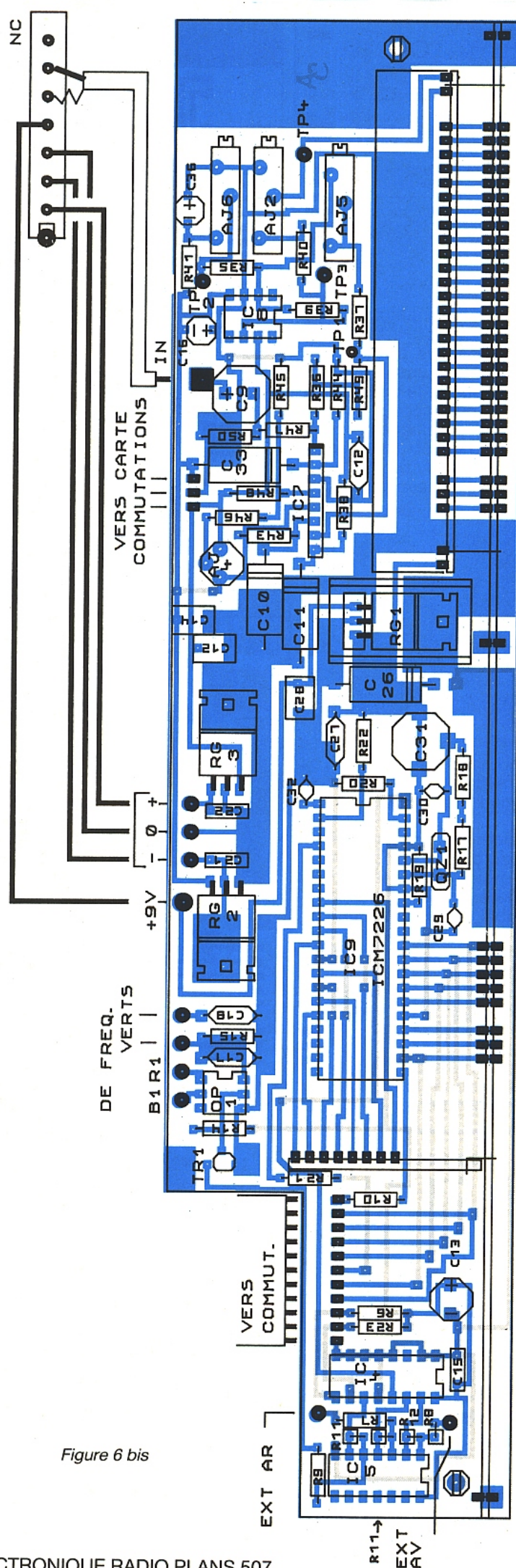
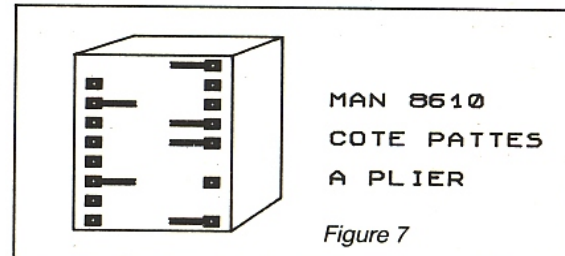
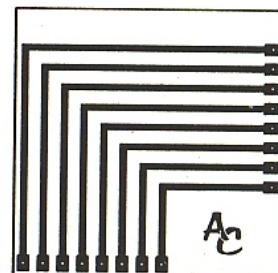


Figure 6 bis

Mais nous n'en sommes pas encore là, et il faut déjà s'occuper du circuit portant les afficheurs. Avant tout, il faudra préparer les MAN 8610 comme indiqué figure 7, c'est-à-dire replier 6 pattes



inutiles. Ceci a permis de faciliter considérablement le câblage. La seconde étape consistera à graver le petit CI visible figure 8, le



seul en simple face, et enfin celui proposé figure 9.

Pour placer les afficheurs AFF1 à 6 sur un plan d'égalité avec les MAN 8610 il faudra retenir que les premiers seront montés sur supports (barrettes) alors que les autres sont directement soudés sur la carte.

Attention :

N'oubliez pas les transferts de faces. A ce sujet, les barrettes portant les afficheurs seront soudées sur les deux faces : gare aux courts-circuits comme aux oublis !

Les pattes de résistances qui serviront à lier cette carte à celle de la figure 6 seront en forme de cavaliers ou de U retournés si vous préférez.

A ce stade, il faudra lier le petit CI (figure 8) au niveau de l'afficheur n° 12, et les pattes de résistances seront soudées des 2 côtés, puis coupées au plus court. Il sera ensuite possible de placer les MAN 8610 en veillant à ce qu'ils soient parfaitement alignés avec les autres. Prenez votre temps !

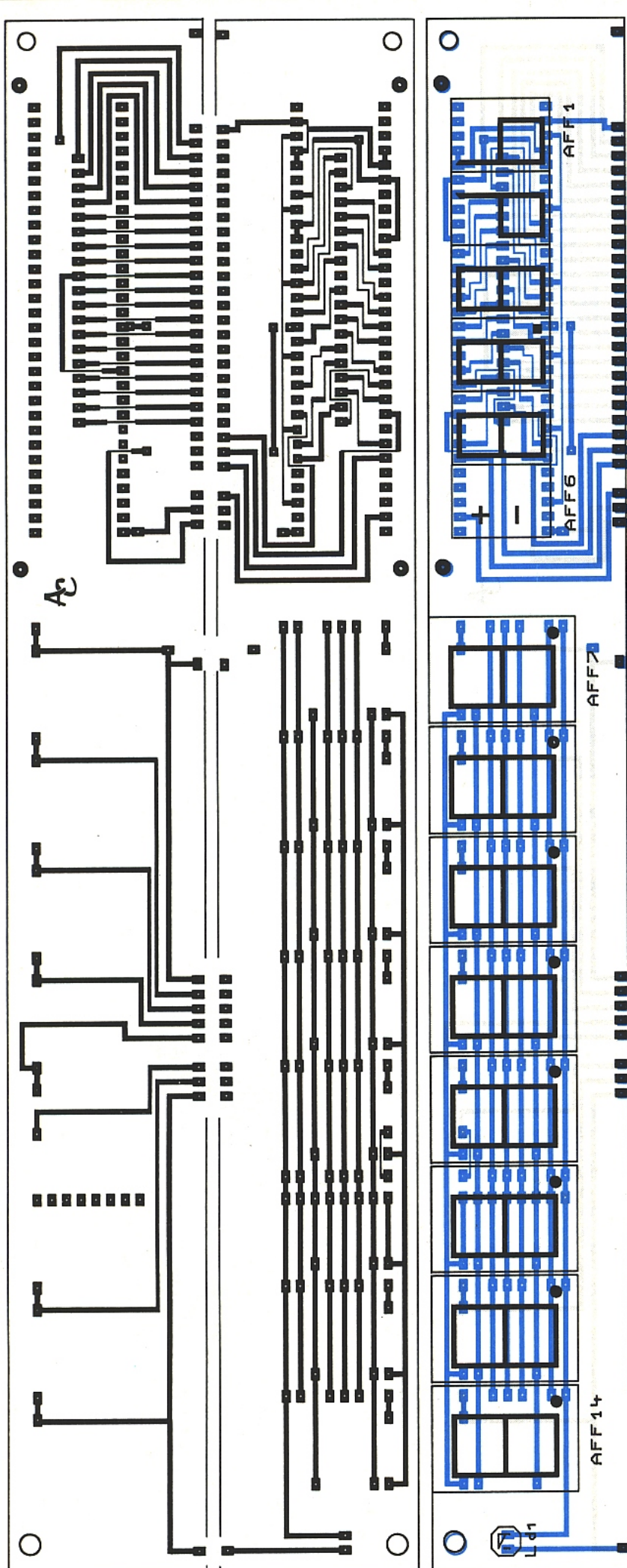


Figure 9

L'étape suivante n'est pas des plus drôle mais ce n'est qu'un mauvais moment à passer : il faut engager cet ensemble dans la carte principale, sans oublier une seule liaison. Mais n'exagérons rien : si vous prenez soin de donner aux pattes des longueurs croissantes et d'engager bien évidemment les plus longues en premier, tout doit bien se passer. Mais nous insistons, ne faites aucune soudure avant de vous être assuré que toutes les pattes sont correctement passées. Vous constaterez alors que le bloc est d'une rigidité étonnante et rassurante.

Il reste une série de trous derrière les afficheurs du décibelmètre, pour y engager la carte voltmètre donnée **figure 10**.

Cette fois, les pattes de résistances ne pendent que d'un côté pour permettre une maintenance aisée. Afin d'immobiliser cette carte verticalement, deux pastilles sans piste sont prévues et trouvent leur correspondance dans la carte afficheurs. Il suffira de passer deux petits fils rigides et de les maintenir par un point de soudure (à supprimer en cas d'intervention).

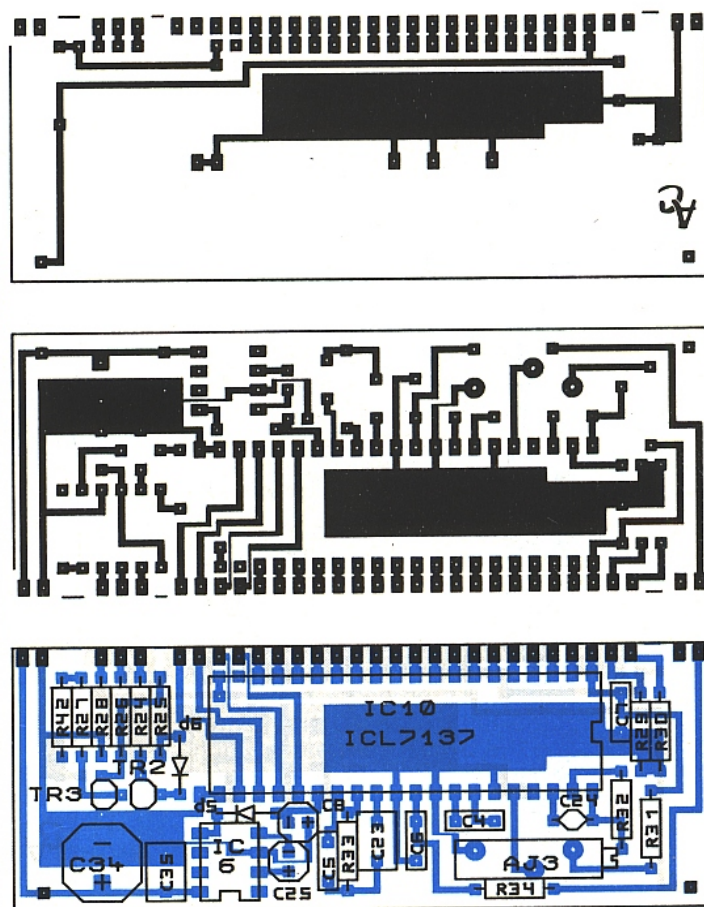


Figure 10

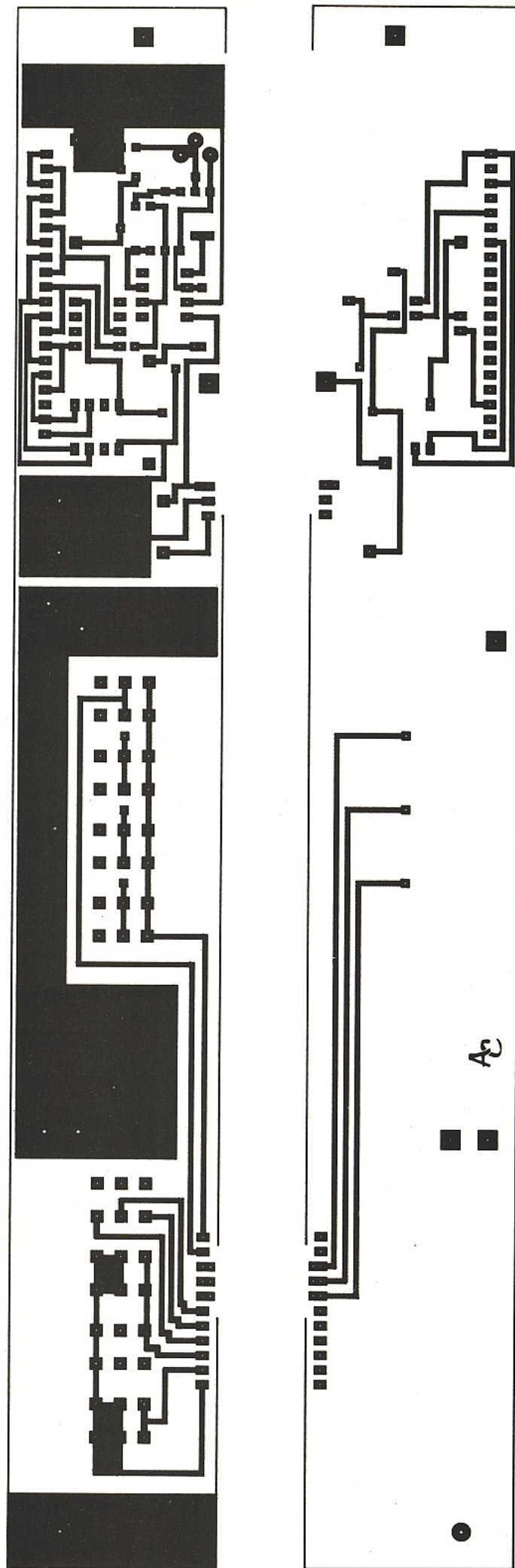
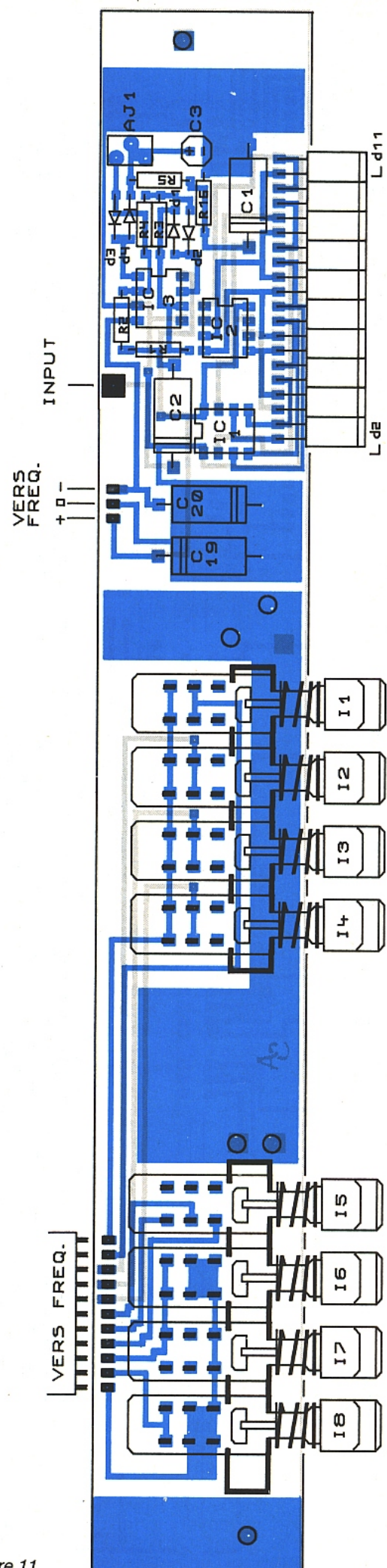
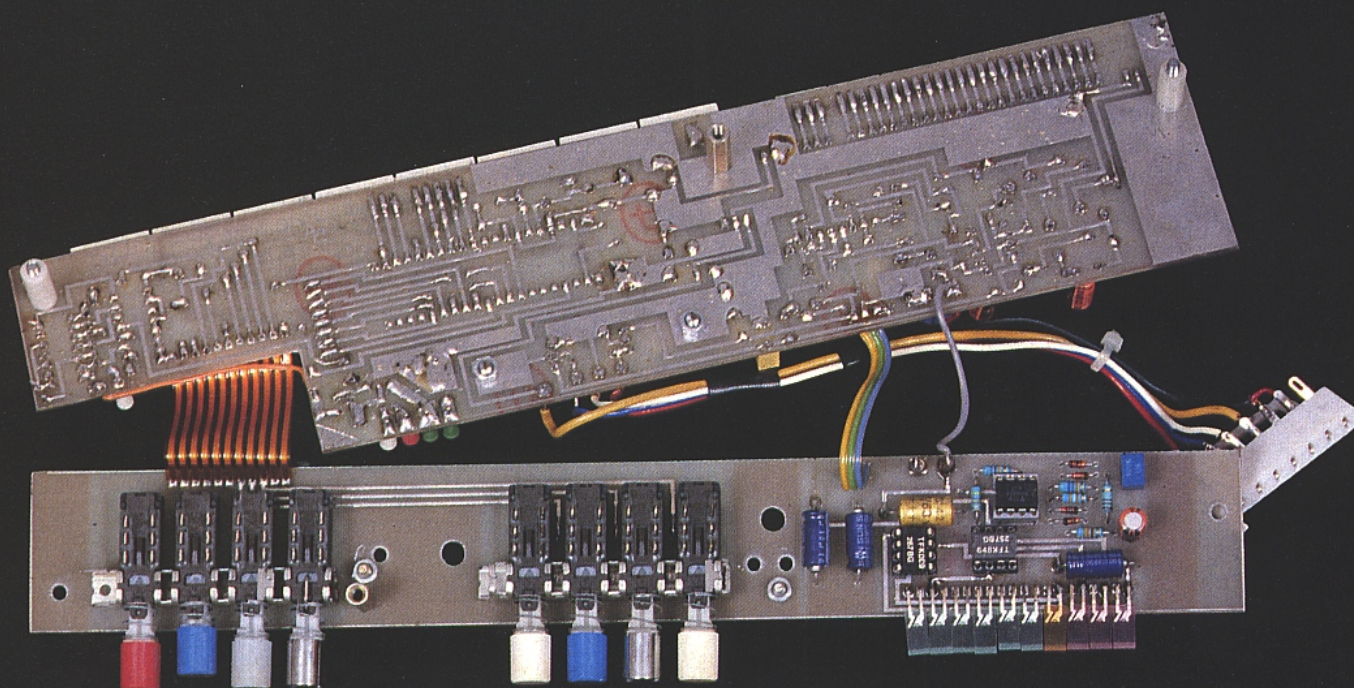


Figure 11





Le plus dur est passé. Il ne reste plus qu'à implanter le circuit proposé **figure 11** en lisant correctement la nomenclature des claviers : le clavier n° 1 a trois touches interdépendantes et une indépendante (fréquence/période) alors que le clavier 2 a ses 4 touches interdépendantes.

Il faudra penser à couper toutes les cosses supérieures des Schadow car nous ne disposons que de 15 mm entre chaque carte, et c'est peu... Il paraîtrait qu'il existe un modèle sans cosse. Pour sa part l'auteur n'en a jamais trouvé, mais si vous aviez cette chance, n'hésitez pas à nous le faire savoir.

Petit intermède : le lecteur qui souhaiterait récupérer l'implantation du petit vu-mètre n'aurait aucun mal à l'isoler de cette carte. C'est pour l'instant la plus dense que nous ayons pu dessiner en gardant aux pistes une largeur confortable.

Un examen attentif des **figure 6 bis** et **11** permettra d'identifier les liaisons électriques indispensables entre la carte principale et celle que nous appellerons "des claviers". Elles sont au nombre de 15. 11 sont assurées par un jumper (remplaçable par des fils le cas échéant), trois véhiculent les tensions d'alimentation vers le vu-mètre et une

dernière met en parallèle l'entrée du VU avec celle du décibelmètre.

Les liaisons du bloc avec l'extérieur sont les suivantes :

Une prise MFOM de 7 points clairement illustrée à la **figure 6 bis**, et dont le complément mâle attend patiemment depuis un mois.

Deux cosses destinées à recevoir la paire jaune-vert dont nous avons parlé, sans problème de sens : c'est un contact ouvert ou fermé.

Deux cosses qui devront être soigneusement raccordées, marquées B₁ et R₁, correspondent à la diode du phototransistor OPT₁ donc à l'entrée FX, c'est-à-dire la mesure du générateur interne. Enfin les deux derniers points appelés EXT AR et EXT AV, rejoindront les prises d'accès extérieur, BNC en façade et jack en face arrière.

Etant donné la place occupée par les figures, il nous faut maintenant couper au court. C'est pourquoi nous ne donnerons pas d'indications précises pour la mise en coffret, contrairement à nos habitudes.

La **figure 12** devrait toutefois vous donner des idées. Nous avons effectué un cloisonnement afin d'enfermer l'alimentation. Ce

cloisonnement est constitué d'une face arrière de rack ESM 2U supplémentaire et pliée comme indiqué.

Le schéma de l'alimentation est visible sur cette même figure. Tout étant réalisé en câblage traditionnel, nous nous sommes contenté de vous proposer une façon de placer les pièces à l'intérieur du compartiment (les 4700 µF sont fixés par colliers). Le reste du câblage est simple. Toutefois nous avons profité de la place libre dans le rack pour ajouter un complément utile :

En face arrière, deux paires de fiches banane permettent de raccorder en parallèle un oscilloscope et un multimètre audio. Le point chaud commun arrive sur un inverseur pouvant basculer entre deux jacks. Celui du dessus, appelé OUT attend de recevoir un signal et celui du dessous noté IN est raccordé à la sortie asymétrique du générateur (seul un interrupteur est en série, permettant de porter le jack IN à la masse).

Les appellations IN et OUT correspondent à l'entrée d'un montage et à sa sortie. On comprend donc l'intérêt de ce système qui par le simple basculement d'un switch connecte oscillo et multimètre immédiatement soit à l'entrée d'un montage soit à sa sor-

tie. Idéal pour gagner un temps précieux pendant les mises au point.

Ceci ne serait pas acceptable pour des mesures en HF mais ce n'est pas notre but.

Le dessin échelle 1 de l'usinage de la face avant aurait occupé une page entière de notre chère revue. C'était trop. Nous vous proposons donc seulement une idée de présentation et deux conseils :

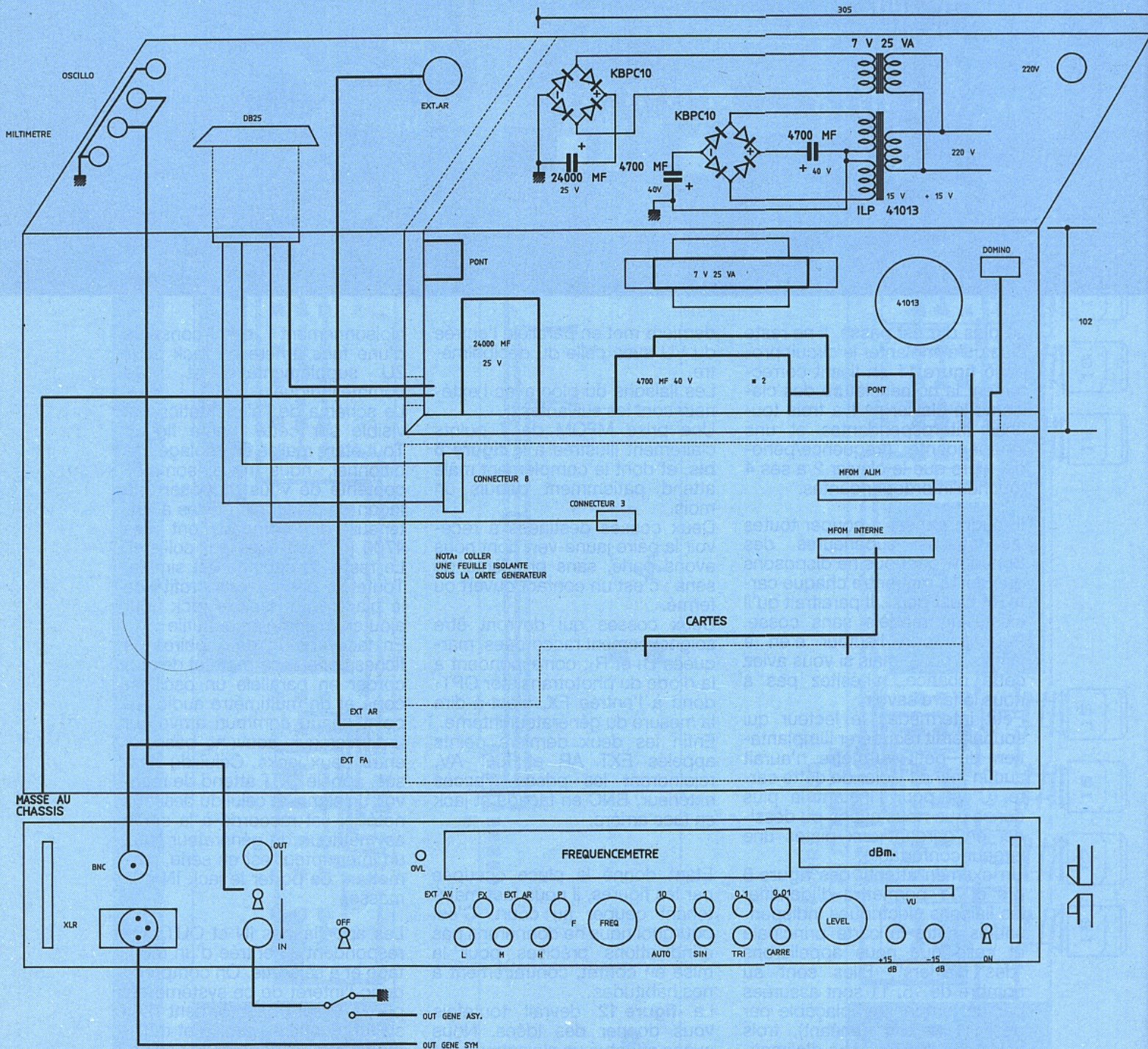
1- Les racks ESM se composent

d'une contre-façade que nous utilisons "retournée", c'est-à-dire plaquée contre la face alu.

Faites vos premières armes de repérages et de découpes sur cette contre-façade avant d'usiner la plaque alu. Petite astuce : pour les MAN 8610, ne vous embêtez pas la vie à faire un rectangle "inclus". Faites une ouverture débouchante au-dessus, cela offre deux avantages : c'est beaucoup plus facile à usiner et ça évitera de tenter de

mettre la vis centrale du capot supérieur, laquelle chercherait à broyer un afficheur.

2- Pour guider les LED plates du VU-MÈTRE (opération toujours délicate) voici une astuce dessinée en bas à droite de la **figure 12** : deux petits guides en PVC, taillés en "entonnoir" sont collés à la néoprène au bord de la fente. Sans cette "combine", vous risquez de passer quelque temps pour engager 10 LED dans une fente de 3,2 mm de large !



RÉGLAGES

Fréquence-mètre

– C₃₁ : c'est le seul élément variable intervenant sur le fréquence-mètre. La broche 38 de IC₉ propose une sortie bufférisée de l'oscillateur interne du 7226, et il sera possible si vous disposez déjà d'un fréquence-mètre (ou si vous pouvez en emprunter un) d'ajuster C₃₁ pour y mesurer 10 MHz très exactement. Si ce n'est pas votre cas, placez C₃₁ à environ 1/3 de course. L'erreur dans la gamme audio sera tolérable.

Aux petits malins qui concluraient rapidement : "je viens de construire un fréquence-mètre, il suffit donc que je relie son entrée à la broche 38", nous conseillons de réfléchir un peu !

Générateur

– Réglage des ajustables du générateur interne : c'est le moment de profiter du fréquence-mètre tout neuf pour laborieusement caler les 32 ajustables du mode AUTO. Pour cela il faudra "simuler" les mots de commande et faire comme l'auteur : un câble relié à la DB 25, quelques switches respectant les mots donnés **figure 4** (FI n'est pas à prendre en compte dans un premier temps), un peu de patience et beaucoup d'ordre (ne vous mélangez pas parmi les 32 ajustables).

Vu-mètre

– AJ₁/Faire le zéro Vu à 775 mV (ou à votre choix).

dB mètre

– AJ₄/Mettre AJ₆ à zéro (côté masse). Injecter 1,5 V environ et mesurer précisément la tension en TP₁.

Ne retenir que la valeur absolue. Mesurer ensuite en TP₃ et obtenir grâce à AJ₅ la même valeur absolue qu'en TP₁ : Gain Unité dans IC₈.

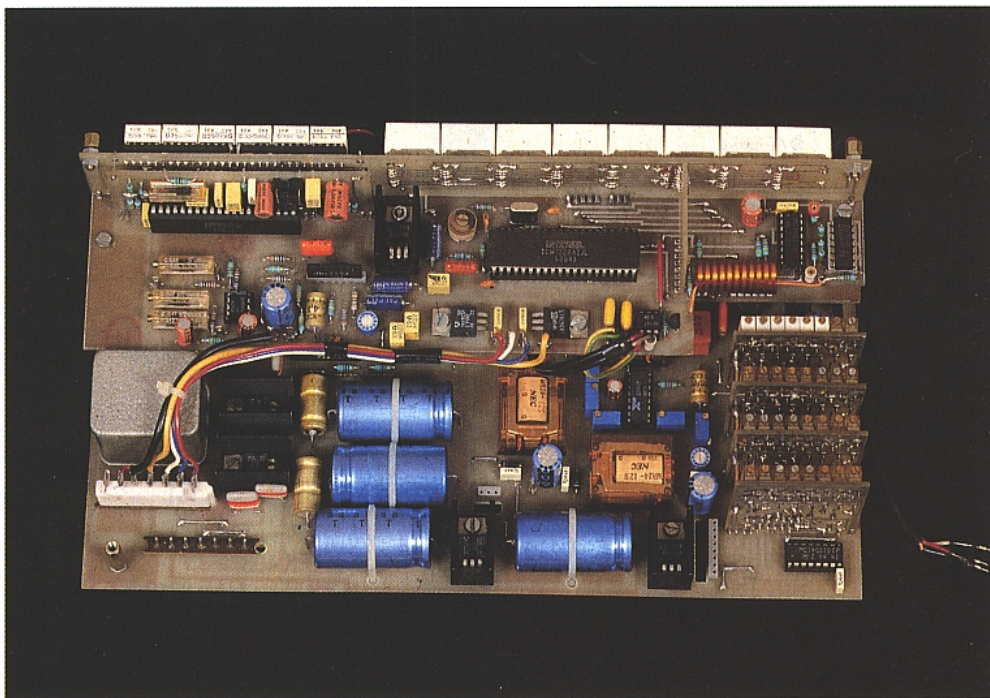
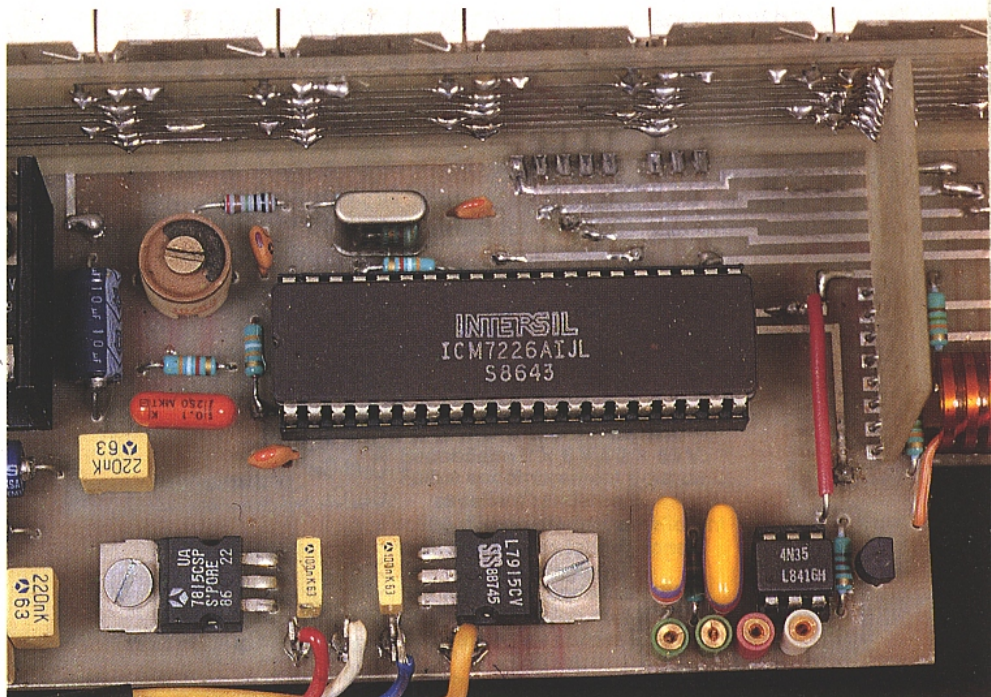
Un erreur à ce niveau fausserait les extrêmes : – 55 et + 25.

– AJ₆/Injecter 775 mV et porter TP₃ à 0 V grâce à AJ₆.

– AJ₂/Réduire l'injection à 7,75 mV, mesurer sur TP₄ et tourner AJ₂ pour obtenir + 40 mV.

Voltmètre

– AJ₃/Retirer IC₇ et IC₈ de leur support. Injecter une tension continue connue (inférieure à 199,9 mV, par exemple 180 mV).



Ne pas s'occuper du signe et régler AJ₃ pour afficher 180 mV très exactement. Supprimer l'injection continue, remettre IC₇ et IC₈. Dans les conditions de réglages d'AJ₂ on peut lire – 40 dB.

NOTA :

TP₂ n'est pas exploité dans cette procédure.

Précisions

Il faut bien comprendre le principe du décibel-mètre et surtout ne pas retoucher les ajustables de ci de là, au hasard.

Pour 775 mV, le 2252 ne donne pas 0 V (on pourrait rêver), mais environ 84 mV. IC₈ ne sert que

d'additionneur inverseur, et si AJ₆ est bien tourné vers la masse, on ajoute zéro donc on doit retrouver en sortie la même valeur qu'à l'entrée, au signe près. C'est le rôle d'AJ₅. Supposons que nous ayons exactement 84 mV en TP₁, en ajoutant – 84 mV (AJ₆) on obtient 0 V en TP₃.

Nous avons à ce stade 0 V pour 775 mV alternatifs injectés. Il ne reste qu'AJ₂ : son rôle n'est pas de compenser un réglage incorrect du voltmètre (AJ₃), mais d'assurer une division exacte par 6 pour atteindre enfin 1 mV/dB.

CONCLUSION

Les lecteurs intéressés par le plan d'usinage échelle 1 de la face avant pourront en faire la demande à la rédaction (joindre une enveloppe self adressée et timbrée). Il recevront une photocopie qui leur fera gagner quelques heures de repérages délicats.

Bonne année 1990 à tous, et rendez-vous le mois prochain pour un DE-ESSER...

Jean ALARY.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 47 kΩ
R₂ : 82 kΩ
R₃, R₂₀ et R₄₈ : 39 kΩ
R₄ : 68 kΩ
R₅ : 180 Ω
R₆, R₂₃ et R₃₇ : 4,7 kΩ
R₇, R₈, R₉ et R₄₃ : 1,5 kΩ
R₁₀ et R₂₁ : 15 kΩ
R₁₁, R₁₂, R₁₃ et R₄₁ : 150 kΩ
R₁₄ : 220 Ω
R₁₅ et R₃₁ : 100 kΩ
R₁₆ : 3,3 kΩ
R₁₇, R₁₈, R₃₆ et R₄₉ : 10 MΩ
R₁₉ et R₂₂ : 3,9 kΩ
R₂₄ : 150 Ω
R₂₅ et R₂₇ : 18 kΩ
R₂₆ : 270 Ω
R₂₈ : 680 Ω
R₂₉ et R₃₀ : 120 Ω
R₃₂ et R₃₃ : 180 kΩ
R₃₄ : 1 MΩ
R₃₅, R₃₉ et R₄₀ : 10 kΩ
R₃₈ : 1 kΩ
R₄₂ : 12 kΩ
R₄₄ : 470 kΩ
R₄₅ : 22 Ω
R₄₆ : 22 kΩ
R₄₇ : 33 kΩ
R₅₀ : 330 kΩ

Ajustables

AJ₁ : 100 kΩ TX
AJ₂ : 4,7 kΩ T18
AJ₃ : 22 kΩ T18
AJ₄ : 47 kΩ T7YA
AJ₅ : 10 kΩ T18
AJ₆ : 2,2 kΩ T18

Circuits intégrés

IC₁ : TFK 267
IC₂ : TFK 257
IC₃ : TL 072
IC₄ : 14052
IC₅ : 74 LS 04
IC₆ : ICL 7660
IC₇ : dbx 2252
IC₈ : LM 607
IC₉ : ICM 7226
IC₁₀ : ICL 7137

Condensateurs

C₁, C₂, C₁₀, C₁₁, C₁₂, C₂₀, C₂₆ et C₃₃ : 10 µF 63 V
C₃ et C₂₅ : 10 µF 63 V vert
C₄, C₅, C₇, C₁₅, C₂₁, C₂₂ et C₂₇ : 0,1 µF milfeuill
C₆ : 47 nF milfeuill
C₈ : 10 µF 25 V tantale
C₉ : 220 µF 25 V vert
C₁₂, C₁₄, C₂₃, C₂₈ et C₃₅ : 220 nF milfeuill
C₁₆ et C₃₆ : 47 µF 25 V vert
C₁₇ : 4,7 nF
C₁₈ : 47 nF
C₂₄, C₂₉ et C₃₂ : 39 pF
C₃₀ : 27 pF
C₃₁ : ajustable 10/60 pF
C₃₄ : 100 µF 25 V vert

Diodes

D₁ à D₆ : 1 N 4148

Leds

Ld₁ : rouge 5 mm
Ld₂ à Ld₁₁ : rectangulaire
6 vertes, 1 orange, 3 rouges

Phototransistor

OPT₁ : 4 N 35

Afficheurs

AFF₁ à AFF₅ : TFK 443
AFF₆ : TFK 408
AFF₇ à AFF₁₄ : MAN 8610

Support IC

En ligne :
2 de 30 (AFF₁ à 6)
1 de 8 (2252)
1 de 8 et 1 de 3 (connecteurs)
Normaux :
2 de 40
1 de 16
1 de 14
5 de 8
1 de 6

Colonettes

MF 5 : 2
MF 15 : 4
15 mm NYLON : 2
+ 2 VIS 3/20

Divers

Cosses poignard : 9
B 1715 : 6
Jumper 1 : 40, 11 liaisons
Connecteurs MFOM F7
5 circuits imprimés

Transistors

TR₁ à TR₃ : BC 547

Quartz

QZ₁ : 10 MHz

Clavier 2

4 shadow 2 inv. + boutons FG + Bati
4 cellules écart. 12,6 mm + verrou 4
cellules + ressort.

Clavier 1

Idem à clavier 2 mais verrou à 3 cellules
seulement ls reste poussoir.

Régulateurs

RG₁ : 7805 + radiateur
RG₂ : 7815
RG₃ : 7915

Connecteur de sortie

1 SUBD 25 broches FEM de CI
6 résistances de 4,7 kΩ
1 circuit imprimé

Alimentation

1 transfo torique ILP 41013
(120 VA 2 × 15 V)
1 transfo 7 V 25 VA
2 ponts KBPC10 02
2 condensateurs 4 700 µF 40 V
1 condensateur 24 000 µF 25 V

Inters

2 mini simple inverseur
1 double inverseur

Prises et fiches

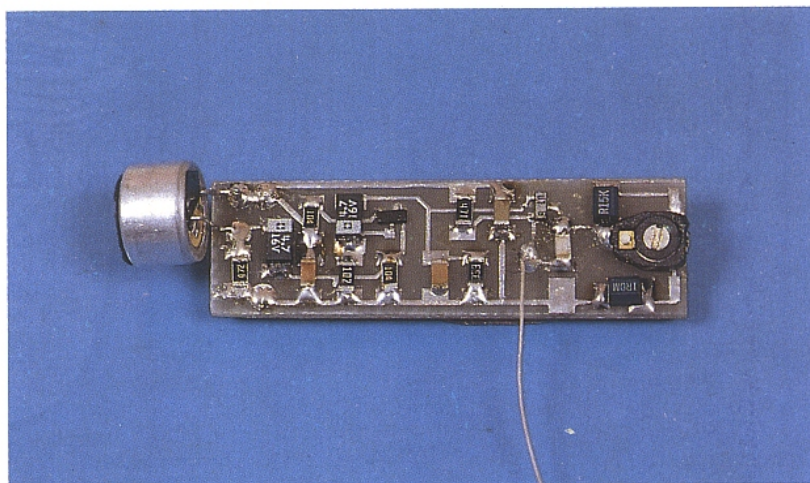
4 bananes châssis
3 jacks stéréos isolés
1 BNC FEM châssis
1 XLR mâle châssis
1 MFOM F7

Tolerie

1 coffret ESM 19" 2 U +
1 face arrière + poignées
Câble secteur, visserie de 3 et 4, pas-
ses-fils, domino, cosses faston.

Micro-émetteur FM expérimental en CMS

Pour expérimenter avec les CMS, il est tentant d'entreprendre les montages qui nécessitent une ultraminiaturisation. Les micro-émetteurs font partie de cette catégorie et c'est un schéma de micro-FM ultra simple que nous vous proposons aujourd'hui. Etant donné sa faible puissance et par conséquent sa faible portée, nous avons exploité la bande 88 – 108 MHz pour une mise en œuvre simplifiée ; n'importe quel récepteur FM pourra compléter notre petite expérimentation.



LE SCHÉMA

La figure 1 donne le schéma de principe retenu qui brille vraiment par sa simplicité. Un étage en charge répartie construit autour de T₂ apporte un léger gain en

tension ($-(R_4/R_3) \approx -10$) et l'adaptation d'impédance entre le micro électret ($Z_s \approx R_6$) et le micro électret ($Z_s \approx R_6$) et l'étage oscillateur. Celui-ci est bâti autour de T₁ (SO 2369, version CMS du célèbre 2N 2369) qui présente une fréquence de nécessaire pour un fonctionnement correct dans la gamme FM. La polarisation de T₁ est fixée par la résistance d'émetteur R₁ de celle de sa base R₂.

Avec 470 Ω et 33 k Ω nous obtenons un point de repos situé au milieu de la droite de charge statique, soit environ :

$$V_{CE} \approx V_{CC}/2 \approx 4,5 \text{ V et}$$

$$I_c \approx 9 \text{ mA.}$$

Dans ces conditions le 2369 voit son h_{re} (h₁₂) non négligeable. A

l'aide de C₂ on rend le montage instable à une fréquence déterminée par L₁, C₃, C₂ et la capacité de réaction interne du transistor qui varie au rythme de la modulation envoyée par le micro et amplifiée par T₂.

De la sorte la fréquence de repos est modulée par le signal issu du microphone pour autant que les niveaux de tension soient suffisants vis-à-vis de la tension de repos.

Tel que le montage est représenté, il ne faut pas s'attendre à une grande stabilité car la fréquence varie avec la température, T₁ n'étant pas compensé, et avec les éléments de circuit oscillant. L'indice de modulation peut se révéler par ailleurs très variable.

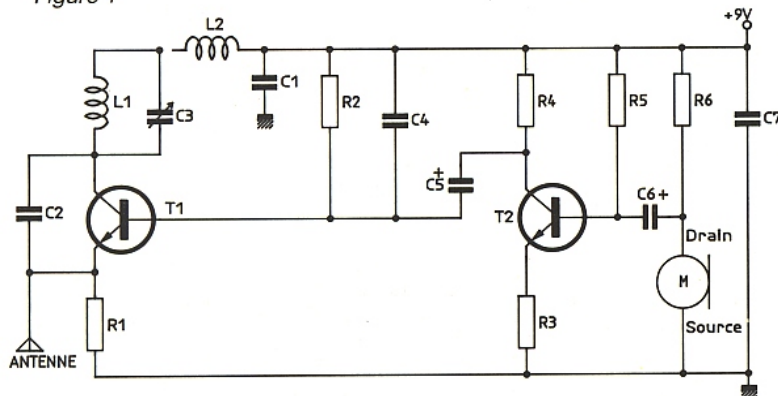
Nous avons préféré opter pour la simplicité et réduire le nombre de composants ce qui permet d'obtenir un circuit très compact. Avec C₃ ajustable on peut grossièrement couvrir la gamme de radiodiffusion FM et ainsi trouver une fréquence "libre".

On ne risque pas avec, une puissance rayonnée inférieure au mW, de perturber le voisinage.

Mais on peut avec une antenne accordée expérimentalement (en longueur) atteindre une cinquantaine de mètres en vue directe et transmettre d'une pièce à une autre au sein d'un appartement.

En ce qui concerne l'inductance L₁, nous avons eu du mal à nous procurer un modèle convenable, raison pour laquelle nous avons, au niveau de l'implantation, laissé le choix entre un modèle CMS, ici une TDK de 150 nH, ou

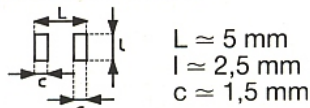
Figure 1



un modèle surmoulé standard genre Delevan de même valeur. C₄ est disposé pour limiter la réponse BF dans les hautes fréquences et ainsi diminuer les "sifflantes".

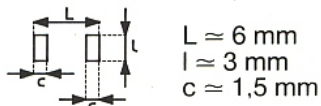
RÉALISATION DU MYLAR (figure 2)

Dimensions des pavés pour les composants au format 1206 (résistances, condensateurs céramiques et self TDK).



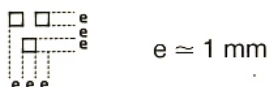
Pour la réalisation des pavés de 2,5 mm × 1,5 mm, nous utiliserons de la bande polyester rouge de 1,57 mm de large et nous en couperons des bouts de 2,5 mm environ (réf. MECANORMA : 228 1008).

Dimensions des pavés pour les condensateurs de 4,7 µF/16 V.



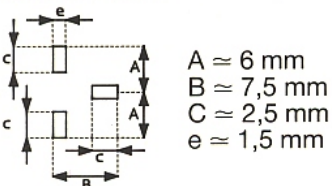
Pour la réalisation des pavés de 3 mm × 1,5 mm, nous utiliserons de la bande polyester rouge de 1,57 mm de large et nous en couperons des bouts de 3 mm environ.

Dimensions des pavés pour les transistors :



Pour la réalisation des pavés de 1 mm × 1 mm, nous utiliserons de la bande polyester rouge de 1,02 mm de large (MECANORMA 228 1005) et nous en couperons des bouts de 1 mm environ.

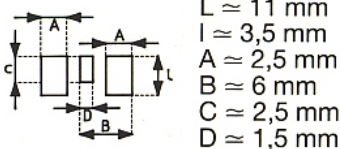
Vu qu'il n'est pas évident de se procurer un condensateur ajustable CMS de 3 – 30 pF, nous utiliserons un modèle classique de RTC dans la série C010. Il sera possible de lui plier les connexions et nous l'utiliserons comme un CMS.



Dimensions des pavés pour la self de 470 nH.

Deux types différents de self conviennent pour ce montage.

- 1) Self TDK de 470 nH au format 1206.
- 2) Self DELEVAN 1330 – 12 (7,9 mm × 2,9 mm).



Pour la réalisation des pavés de 3,5 mm × 2,5 mm, nous utiliserons de la bande polyester rouge de 2,54 mm de large (MECANORMA 228 2011) et nous en couperons des bouts de 3,5 mm environ.

Le pavé de 2,5 mm × 1,5 mm est le pavé classique pour les composants au format 1206. Muni de ces informations, il ne reste plus qu'à implanter les pavés sur une feuille de polyester transparente suivant le modèle de la figure 2. Les pistes de 400



Figure 2

microns de large (MECANORMA 228 1001) seront placées sur la face opposée aux pavés. Afin d'éviter toute erreur, il ne faudra pas oublier de référencer le circuit. Une copie du mylar sur film est nécessaire. Après insolation, développement, gravure, rinçage, étamage et perçage, le circuit est prêt à être câblé.

Câblage (figure 3)

On utilisera le matériel suivant :

- un fer à souder avec une petite panne (≤ 30 watts)
- une paire de pince brucelle
- une éponge mouillée (pour nettoyer la panne du fer à souder)
- un petit étau pour maintenir le circuit imprimé pendant la soudure (à défaut un petit bout d'adhésif double-face maintiendra le circuit imprimé à la table de travail)
- crème à braser PM25 BILLITON
- seringue équipée de 1 ml E.F.D. avec embout tête luer lock à capillaire inox de 0,70 mm de diamètre interne (voir ERP de décembre 89 : La soudure et les CMS)
- A défaut de crème à braser et de seringue, une soudure très fine (inférieure à 0,7 mm de diamètre) conviendra.

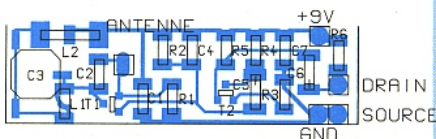


Figure 3

Il est plus aisé de commencer par souder les petits compo-

sants (résistances, condensateurs céramiques, self et transistors) et de terminer par les plus gros (condensateurs tantale et condensateur ajustable).

La réglementation en vigueur interdit l'usage des micro-émetteurs sur cette plage de fréquence (88 – 108 MHz). Dans un but expérimental, nous limiterons la portée à quelques dizaines de mètres en mettant une antenne d'une trentaine de centimètres. N'importe quel récepteur ayant une bande FM sera apte à capter les signaux de notre micro-émetteur (poste de radio, tuner FM, auto-radio, etc.). Recherche de la fréquence d'utilisation.

1) Rechercher sur la gamme FM une zone de fréquence dépourvue d'émission.

2) Mettre le micro-émetteur sous tension et placer le microphone à côté du haut-parleur du récepteur.

3) Rechercher l'effet LARSEN en modifiant la valeur du condensateur ajustable du micro-émetteur.

G. GENOUX

Nomenclature

Résistances

- R₁ : 470 Ω format 1206
- R₂ : 33 kΩ format 1206
- R₃ : 100 kΩ format 1206
- R₄ : 1 kΩ format 1206
- R₅ : 100 kΩ format 1206
- R₆ : 4,7 kΩ

Condensateurs

- C₁ : 220 nF format 1206
- C₂ : 10 pF format 1206
- C₃ : 3 – 30 pF ajustable RTC série C010
- C₄ : 2,2 nF format 1206
- C₅ : 4,7 µF/16 V
- C₆ : 4,7 µF/16 V
- C₇ : 220 nF format 1206

Transistors

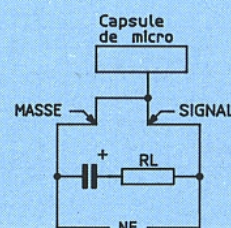
- T₁ : SO 2369 boîtier SOT 23 marquage N11
- T₂ : BSR 13 boîtier SOT 23 marquage U7

Self

- L₁ : 150 nH format 1206 TDK ou DELEVAN 1330 – 12
- L₂ : 2,2 µH

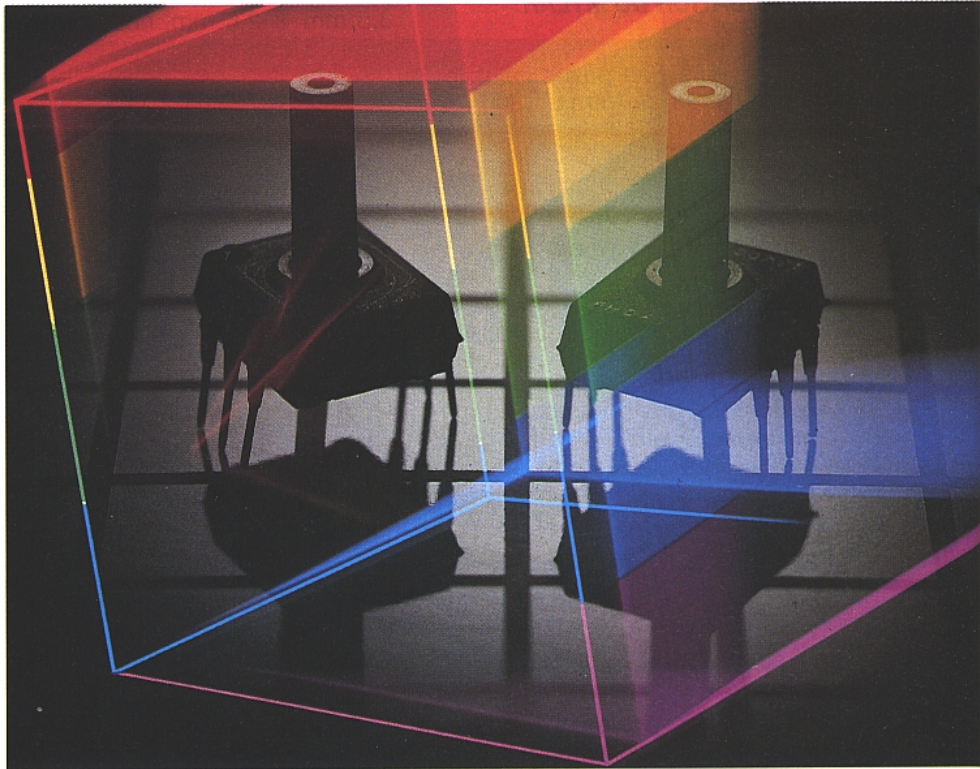
Divers

- Pile 9 V et clips.



Les capteurs de pression

Les capteurs et à l'autre bout de la chaîne de traitement, les transducteurs, sont des éléments essentiels de notre monde électronique bien que souvent méconnus. Nous nous proposons au cours de cette année 90 de passer en revue un certain nombre de capteurs dédiés aux grandeurs physiques courantes : pression, température, champ magnétique..., d'en voir la constitution technologique, comment les interfacer au mieux à l'électronique de traitement, non sans faire à chaque fois les indispensables rappels de physique. Pour chaque famille de capteurs disséquée, nous donnerons en outre quelques applications type. Vaste programme ! Commençons par les capteurs de pression.



UN PEU DE PHYSIQUE

Par définition une pression est le rapport entre une force et la surface sur laquelle elle est appliquée, ce qui s'écrit :

$$P = \frac{F}{S}$$

avec F en Newtons (N)
S en mètres carrés (m²)

ce qui donne une Pression en Pascals (Pa).

Voilà pour ce qui est de l'officiel et du légal.

Une force est une grandeur orientée (vectorielle), donc la pression est aussi une grandeur vectorielle.

En ce qui nous concerne, nous supposons dans nos applications que la force est toujours orthogonale à la section et nous nous intéresserons uniquement au module F de cette force, en différenciant uniquement la direction (sens) de la force de "pression" (qui appuie) en la baptisant Positive de celle de "dépression" (qui tire) par un signe Négatif.

Pourquoi ces précisions qui peuvent paraître surabondantes ?

Eh bien parce que certains capteurs savent mesurer des pressions relatives (donc par rapport à des références de pressions initiales) et nous serons bien obligés de raisonner en pressions positives et négatives pour les distinguer.

Venons-en maintenant aux unités "non-officielles" mais tellement utilisées.

Le Bar : cette unité dérivée est par définition égale à 100 000 Pascals.

1 Bar = 100 000 Pa = 10⁵ Pa = 100 kPa.

Evidemment, 1 millibar = 100 Pa donc un hecto Pa (hPa).

Jusque là tout va bien et, comme nous vivons sur une planète bien déterminée sur laquelle nous avons la chance d'avoir une atmosphère, celle-ci exerce sur nous une pression dite "atmosphérique".

Par définition la pression atmosphérique "normale" est de 101 325 Pascals, ce que certains écrivent :

Une "atmosphère" = 101 325 Pa ou 1013,25 millibar.

Ceci vient du fait qu'une colonne d'air de 1 cm² qui "traverse"

toute l'atmosphère représente une masse M de 1,033 kg (ce qui ne fait "qu'un peu plus" de 10 tonnes au mètre carré) ce qui donne une pression pour une surface unitaire d'un mètre carré d'une "atmosphère" :

$$\text{Une "atmosphère"} = \frac{M \times g}{S}$$

$$\text{soit } \frac{1,033 \times 9,80665}{10^2 \times 10^2} = 101\,325 \text{ Pa}$$

(g : accélération de la pesanteur)
Evidemment l'expression de cette "atmosphère" n'est pas très "Bar-Bar" mais en rapprochant les différentes expressions ci-dessus, on conclue aisément que :

1 Bar = 0,9869 "atmosphère".
Nous aurions dû chronologiquement débiter par l'expérience de Torricelli qui au XVII^e siècle a été amené à conclure que la pression atmosphérique normale était aussi égale (à 0°C, sous une accélération normale de la pesanteur de 9,806... m/s²) à la pression exercée par une colonne de mercure (Hg de masse volumique de 13,59 kg/dm³) de 0,76 mètre de hauteur ou d'une colonne d'eau de 0,76 m $\times$ 13,59 = 10,33 m soit : Une "atmosphère" = 760 mm de Hg (mmHg).

Ouf !!! Il est bon de souffler un peu et de faire le vide dans vos têtes afin de continuer (oui c'est facile et on ne manque pas d'air !).

A propos de vide restons-y. Sans aller chercher des vides "primaires", "secondaires", ... on peut fixer un premier "seuil" de pression autour duquel on commence à parler raisonnablement de vide. Donnons par exemple celui des tubes image couleur pour la télévision qui est l'ordre de 10⁻⁶ à 10⁻⁷ mm de Hg.

Relation entre pression atmosphérique et altitude

Tout le monde le sait bien : l'air se raréfie avec l'altitude mais de combien...

En fait la décroissance de la pression est exponentielle en fonction de l'altitude selon une loi qui suit la teneur en molécules présentes dans l'air. Son équation est de la forme :

$$p = P_0 \times e^{-\frac{\text{alt.}}{k}}$$

où P_0 est la pression normale au niveau de la mer, alt., l'altitude considérée en mètres.

k , une constante sensiblement égale à 8 000.

Le tableau **figure 1**, bien que sommaire, donne le résumé des variations de la pression atmosphérique en fonction de l'altitude.

0 mètre	1 013 millibars
1 000 mètres	900
2 000	795
3 000	700
4 000	616
5 000	540
6 000	472
7 000	410
8 000	357
9 000	307
10 000	264
11 000	227
12 000	193
15 000	120
20 000	55
30 000	11

Figure 1 : Relation entre la pression et l'altitude.

Ces chiffres ne donnent que des ordres de grandeur car ces valeurs varient à tout instant en raison du lieu, du temps, ... mais sont largement suffisantes dans une première approche.

La courbe représentative de cette variation indiquée **figure 2**

montre un semblant de linéarité jusqu'à 2 000/2 500 mètres avec un taux de décroissance d'environ 100 mBar par 1 000 mètres. Afin d'être un peu plus concret nous avons fait figurer sur cette courbe les plages de fonctionnement de deux des capteurs de pression que nous utiliserons par la suite pour réaliser des baromètres et des altimètres. Vous allez nous dire : "que pouvons-nous bien faire d'un altimètre ?"

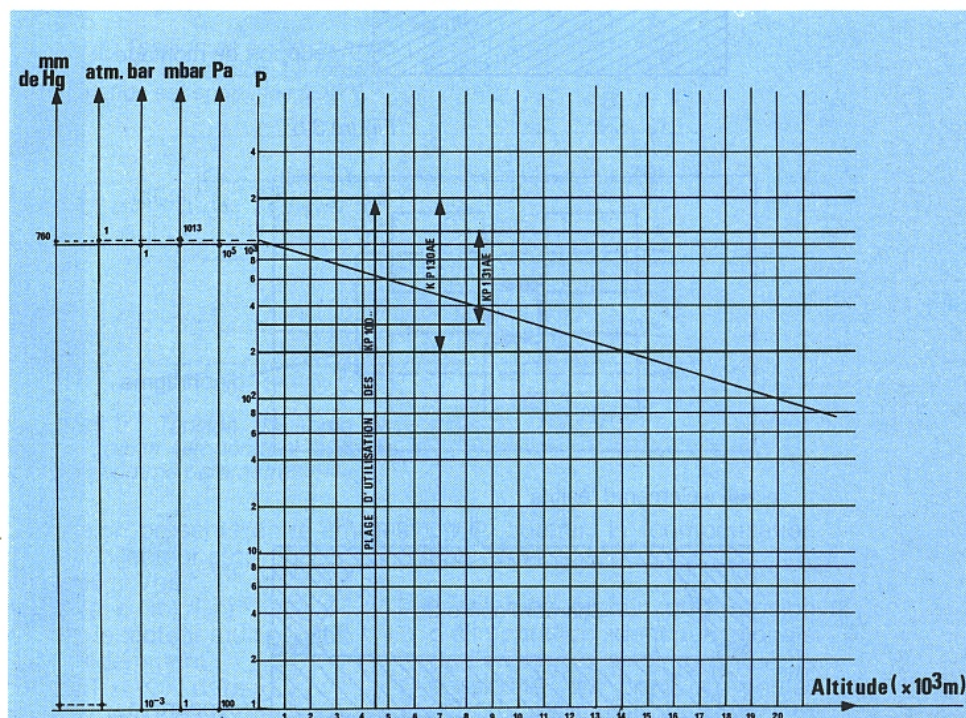
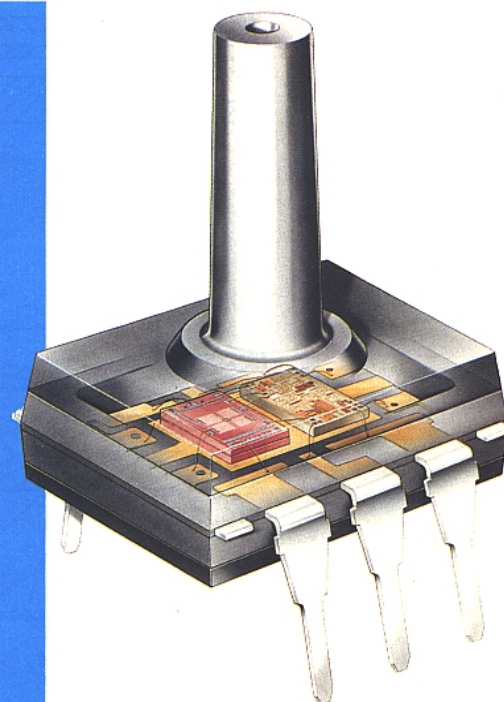


Figure 2 : Variation de la pression avec l'altitude.

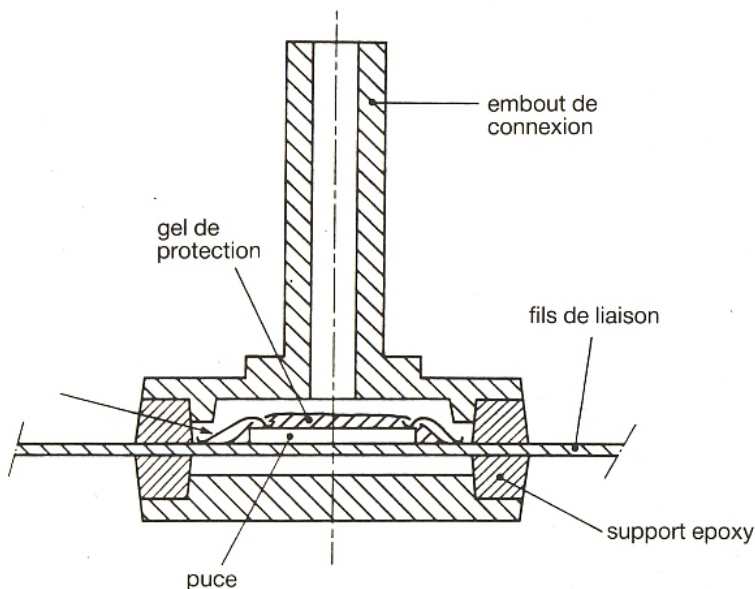


Figure 3 a

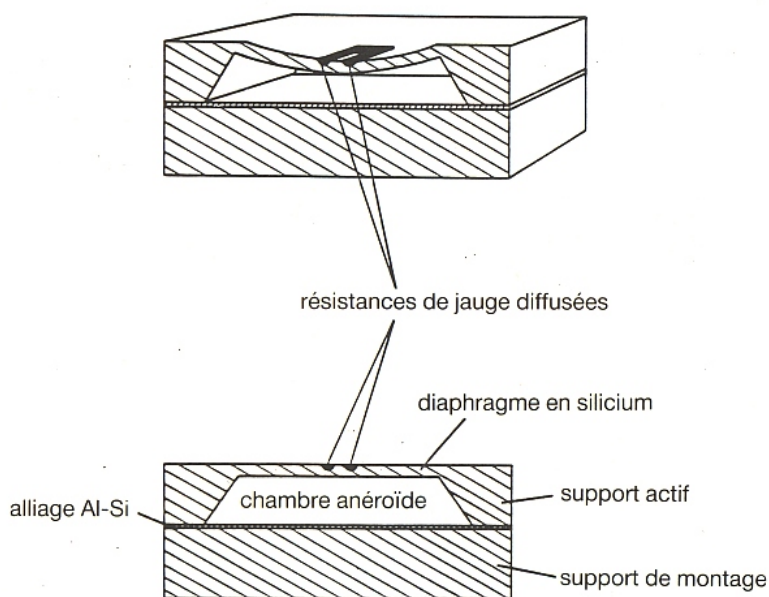


Figure 3 b

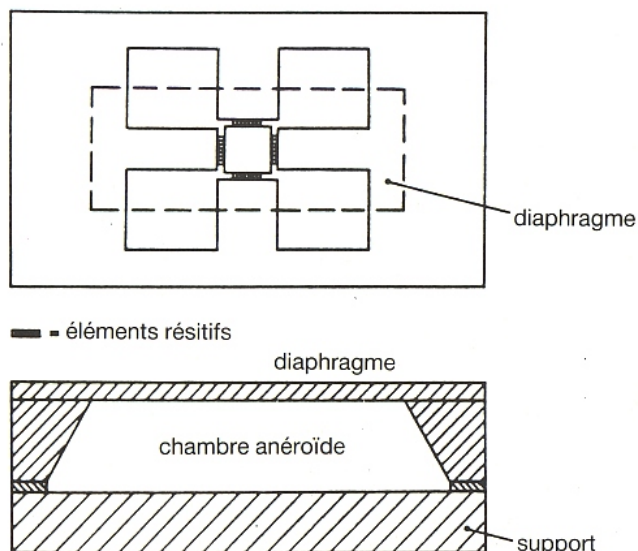


Figure 3 c

Est-ce pour mettre dans sa voiture lorsque l'on va aux sports d'hiver et avoir une indication moyenne de l'altitude de la station ? Ou bien pour faire du vol à voile ? Ou encore de la navigation aérienne... ????

Les problèmes de linéarisation d'échelle ou de corrections (électroniques) seront profondément différents. De plus les précisions requises seront totalement différentes, mais disons dès à présent qu'en général il faut qu'elles soient de l'ordre du centième (mieux si la technologie complète de l'instrument le permet — correction avec table numérique de conversion, amplificateurs logarithmiques — ...).

Passons maintenant à la technologie de ces différents capteurs.

UN PEU DE TECHNOLOGIE

Lorsque de nos jours on évoque le mot capteur, on lui attribue beaucoup de qualificatifs mais très souvent on ajoute celui de rapide.

En effet les technologies ayant évolué, on souhaite de plus en plus mesurer des variations dynamiques rapides de phénomènes physiques.

Ceci est devenu réalisable à l'aide de capteurs de pression au Silicium.

Pour réaliser ces derniers, deux principes sont possibles :

- les monolithiques, principalement utilisés pour mesurer des pressions absolues

- et ceux à films minces, généralement employés pour mesurer des pressions relatives

Pour les premières réalisations simples (baromètre, altimètre...) que nous allons vous décrire, nous utiliserons donc les capteurs monolithiques.

Les figures 3 a, b, c, donnent différents plans de coupe d'un tel capteur de la famille KP 100... et 130...

Le principe en est simple, c'est celui des jauges à chambres anéroïdes :

Une chambre à vide est constituée et sur l'une des ses faces est disposé un diaphragme mobile dont le déplacement est fonction de la pression exercée.

Au-dessus de ce diaphragme est disposé un ensemble de jauges de contrainte constituées à l'aide d'éléments piezorésistifs montés en pont de Wheatstone.

En quelques mots rappelons que l'effet piezorésistif dans les semiconducteurs (tel que le silicium) réside dans des variations de la mobilité et de la concentra-

tion locale des porteurs libres présents dans le semiconducteur. Ceci est principalement dû à une variation de l'énergie correspondant à la largeur de la bande interdite du matériau en fonction des contraintes mécaniques qu'on lui fait subir.

Pour quantifier tout cela on définit un "facteur de jauge" comme étant le rapport de variation relative de la résistance : $\Delta R/R$ ramenée à l'effort relatif de contrainte $\Delta L/L$.

Dernière remarque qui a sa petite importance ! Il est préférable que la membrane du diaphragme ne soit pas de forme carrée car ses variations seraient identiques (isotropes) dans toutes les directions et il n'y aurait par conséquent aucune variation aux bornes du pont de mesure !!

L'amplitude du signal recueilli est telle qu'il est totalement inutile d'employer des moyens mécaniques ou optiques pour amplifier le signal ce qui permet de rester "silicium-silicium" pour tout le traitement du signal et donc de pouvoir intégrer, si on le désire, dans le même composant une "électronique de conditionnement du signal" permettant de linéariser et/ou compenser toutes variations intempestives (température, offset, ...).

Les compensations

En température

Ces capteurs sont conçus à base de silicium et dans le silicium les porteurs minoritaires sont sensibles à la température. Il est bien connu que si l'on veut faire un altimètre, il y a des chances que dans le ciel il fasse un peu frisquet. Nous allons donc maintenant envisager comment compenser les effets de la température pour pouvoir transporter notre capteur avec nous n'importe où.

L'élément de mesure est le pont de Wheatstone et sa sensibilité propre est d'environ 13 mV/Bar à 25 degrés Celsius.

La dépendance de cette sensibilité est de l'ordre de 0,2 %/°C. Pour compenser ce phénomène on a disposé en série un montage (figure 4) ayant pour but d'accroître la tension présente aux bornes du pont en même temps que la température et de compenser ainsi les pertes de sensibilité dues à un accroissement de la température ; Le principe de cette compensation est basé sur un multiplicateur de V_{be} .

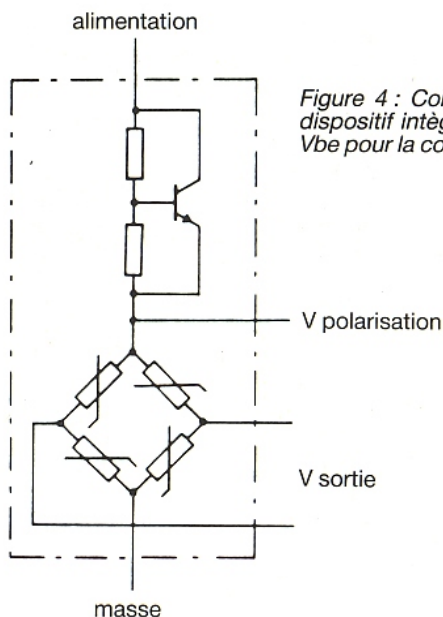


Figure 4 : Configuration en pont. Le dispositif intègre un multiplicateur de V_{be} pour la compensation thermique.

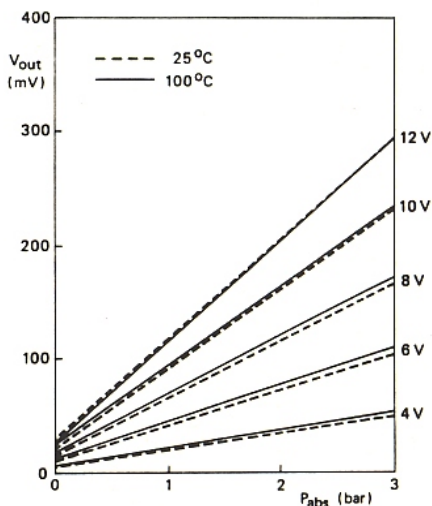


Figure 5 a : Tension de sortie du pont en fonction de la pression. La tension d'alimentation est optimisée à 10 V.

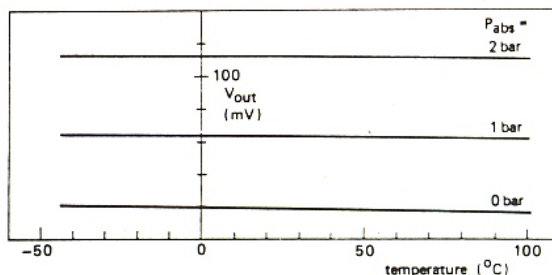


Figure 5 b : Tension de sortie en fonction de la température avec la pression comme paramètre.

La tension présente entre émetteur et collecteur est :

$$V_{ce} = K \times V_{be}$$

$$K = ((R_a + R_b) / R_b)$$

K étant le facteur multiplicatif.

Bien évidemment :

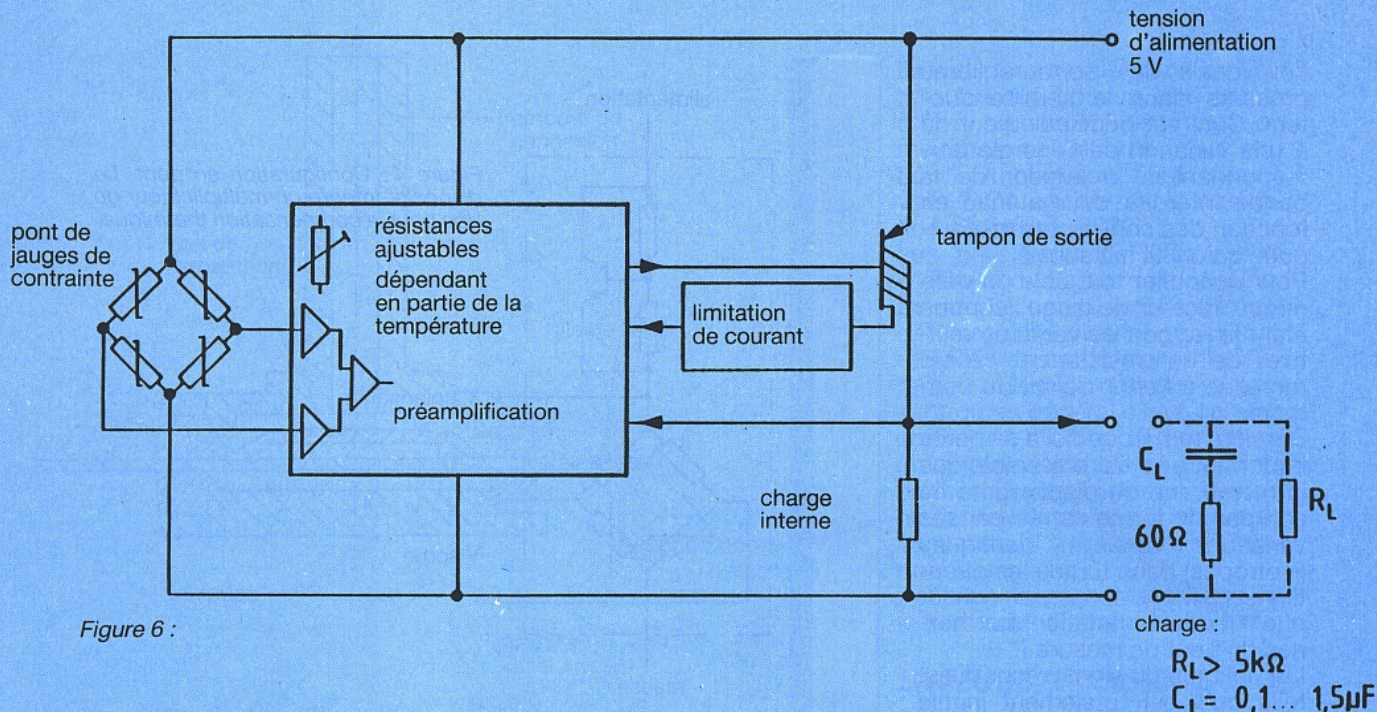
$$dV_{ce}/dT = K \times dV_{be}/dT$$

et le dV_{be}/dT d'un transistor est bien connu : $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

Il ne reste plus qu'à choisir K

pour obtenir la compensation souhaitée.

Il est bien certain qu'à tension d'alimentation identique globale de l'ensemble ainsi constitué, la sensibilité du pont va chuter (7 mV/V Bar) mais le coefficient de température passe à 0,02 %/°C !!!, voir figure 5.



En offset et en niveau de sortie

Chacun peut faire son petit montage, mais le constructeur — PHILIPS COMPOSANTS — a préféré insérer dans le boîtier du capteur un petit circuit intégré dit "de conditionnement du signal" — **figure 6** — pour pouvoir délivrer une tension de sortie suffisamment confortable et directement utilisable soit en analogique par des amplis OP standards soit sur des microcontrôleurs (de préférence I2C pour l'affichage, les commandes...) possédant des convertisseurs A/D 8 ou 10 bits (8x C752, 8x C552 et C562...).

UN PEU D'ÉLECTRONIQUE

Après ce long (et nécessaire préambule) préparons notre application. Notre choix s'est porté sur les capteurs KP 101 A et KP 131 AE

capables de mesurer des pressions absolues de 20 à 200 kPa. Le KP 101 n'a pas de conditionneur de signal, le KP 131 AE en possède un.

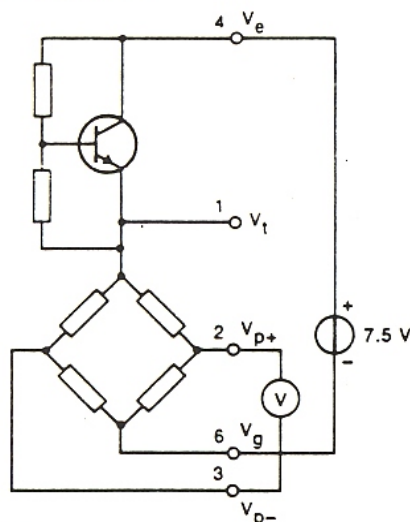


Figure 7.

Comme vous pourrez vous en apercevoir sur les photos, ces capteurs sont tout petits et facilement intégrables sur de tous petits modules.

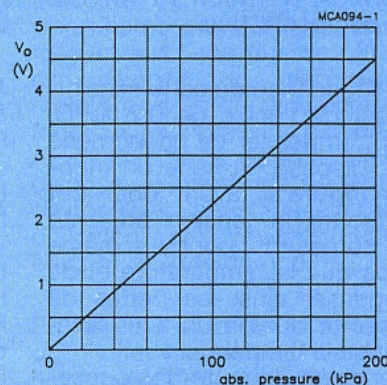
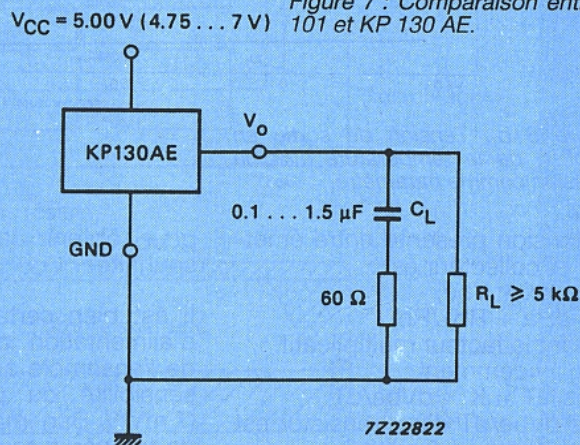
Nous vous donnerons sur un unique circuit imprimé, les différentes réalisations proposées : baromètre, manomètre, altimètre...

Mesurer c'est bien, afficher ce n'est pas mal non plus ! Deux écoles vous seront offertes :

— celle utilisant un circuit compact Intersil (genre 7106, 07) permettant de commander des afficheurs LCD.

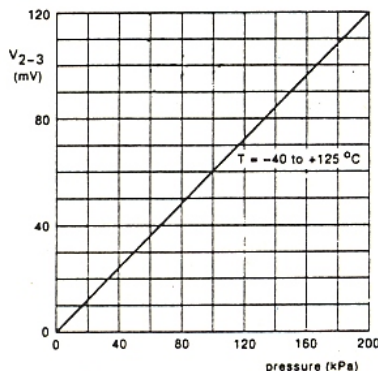
— celle délivrant une tension analogique pouvant commander un "galva" à aiguille (ce qui fait aussi joli...) ou bien attaquer un convertisseur A/D.

Figure 7 : Comparaison entre les KP 101 et KP 130 AE.



Précision requise

La tension de sortie du KP 130 AE varie linéairement de 0,450 V pour 20 kPa à 4,5 V pour 200 kPa soit une sensibilité moyenne de 22,5 mV/kPa (ou 22,5 mV pour 10 mBar !).



Voir aussi la **figure 7** comparative des capteurs KP 101 et KP 130 AE.

Il est intéressant de comparer cette valeur à celle que saurait résoudre un convertisseur A/D 8 (vrais) bits fonctionnant sous 5 V soit 256 pas de 18,9 mV pour atteindre les 5 V.

On peut donc conclure sommairement que la précision que l'on pourrait atteindre avec un convertisseur standard de 8 bits serait donc de l'ordre de 10 mBar lors de l'emploi d'une pleine échelle de 2 Bars soit 5/1000.

Baromètre et altimètre

Rappelons succinctement les grandes différences entre ces deux appareils.

Le baromètre mesure une pression et en indique sa valeur. L'indication qu'il donne croît avec la pression quand celle-ci augmente.

L'altimètre est censé donner une indication par rapport au niveau de la mer (censé être équivalent à 1 013 mBar) et donner des valeurs relatives par rapport à ce dernier en augmentant (l'altitude) alors que la pression diminue.

Une remarque importante est à faire immédiatement.

Les types de capteurs évoqués fonctionnent en valeur absolue, donc par rapport au vide.

La tension qu'ils délivrent est donc soit traitable de façon absolue si ils sont référencés à la masse, soit traitable en mode de "différence" en les montant "en l'air" et en corrigeant l'offset de tension prise comme référence (par exemple celle qui correspond au niveau de la mer ou à la pression de la veille...).

Pour un baromètre

Dans le cas d'un baromètre, la mesure ne peut, (ou ne devrait) être effectuée que par rapport au vide avec une précision du millièrme jugée généralement suffisante.

Prenons un exemple et supposons que nous désirions concevoir un baromètre couvrant une plage de 900 à 1 100 mBar.

Le capteur délivrera à ses bornes des tensions de :

$$1\,100 \text{ mBar} \times 2,25 \text{ mV/mBar} = 2,475 \text{ V}$$

$$1\,013 \text{ mBar} \times 2,25 \text{ mV/mBar} = 2,279 \text{ V}$$

$$900 \text{ mBar} \times 2,25 \text{ mV/mBar} = 2,025 \text{ V}$$

Dans le cas d'un traitement numérique de l'information, si l'on souhaite obtenir une précision au niveau du millibar, il est donc nécessaire que la résolution du convertisseur A/D employé soit au moins égale à 2,25 mV.

Cette valeur est tout à fait incompatible avec la résolution théorique d'un convertisseur 8 bits fonctionnant sous 5 V (18,9 mV) pour une pleine échelle de 2 Bars (4,5 V de déviation totale).

Si l'on souhaite atteindre une meilleure sensibilité il est possible d'amplifier la tension de sortie de 2,475 V à 5 V par exemple en ajoutant un étage de gain de $5/2,475 \approx 2$.

Dans ce cas un millibar donnerait $2,25 \times 2 = 4,5 \text{ mV}$ et nous serions obligés d'utiliser un convertisseur A/D de 10 bits dont la résolution sous 5 V d'alimentation serait de $5 \text{ V}/1\,024 = 4,88 \text{ mV}$ pour atteindre notre but. Ces méthodes utilisant la tension provenant de la valeur absolue de la pression mesurée sont assez barbares mais peuvent être employées pour répondre au problème.

Nous vous décrivons dans le prochain article, lors des applications, comment nous avons résolu plus élégamment la question posée car la réponse est commune à bien des cas.

Pour un altimètre

Une précision du centième est généralement jugée suffisante (c'est-à-dire une incertitude de plus ou moins 10 mètres à 1 000 mètres d'altitude).

Le tableau de la **figure 1** nous a précédemment indiqué que :

de 0 à 1 000 mètres, la différence de pression était : 113 mBar.

de 1 000 à 2 000 mètres, la différence de pression était : 115 mBar.

de 2 000 à 3 000 mètres, la différence de pression était : 95 mBar.

Ce qui nous a fait conclure que la courbe était sensiblement linéaire en son début et que l'on pourrait directement utiliser ce type de capteur sans correction. Prenons un exemple dans le cas d'une référence absolue et supposons que nous désirions concevoir un altimètre couvrant une plage de 0 à 2 000 mètres, le capteur délivrera à ses bornes une tension de :

au niveau de la mer

$$1\,013 \text{ mBar} \times 2,25 \text{ mV/mBar} = 2,28 \text{ V}$$

à 1 000 m

$$900 \text{ mBar} \times 2,25 \text{ mV/mBar} = 2,03 \text{ V}$$

à 2 000 m

$$795 \text{ mBar} \times 2,25 \text{ mV/mBar} = 1,79 \text{ V}$$

Le cas qui est plus délicat à résoudre est celui présent à 2 000 mètres dont le centième de la tension est bien sûr égal à 17,9 mV.

Cette valeur est tout à fait compatible avec la résolution théorique d'un convertisseur 8 bits fonctionnant sous 5 V (18,9 mV) pour une pleine échelle de 2 Bars (4,5 V de déviation totale).

Si l'on avait désiré une meilleure sensibilité à cette altitude nous aurions pu amplifier la tension de sortie de 1,79 V à 5 V par exemple (gain de $5/1,79 \approx 2,8$).

Dans ce cas un mBar équivalait à $2,25 \times 2,8 = 6,3 \text{ mV}$ et la résolution du convertisseur sous 5 V n'ayant pas changé d'un paragraphe à l'autre, 18,9 mV représenterait l'équivalent de 3 millibar et la précision de l'altitude serait de :

$$3/900 \approx 3,3/1000 \text{ à } 1\,000 \text{ m}$$

$$3/795 \approx 3,8/1000 \text{ à } 2\,000 \text{ m}$$

Evidemment plus on monte, avec la même électronique linéaire, et plus les erreurs sont importantes et c'est ici qu'il est intéressant d'employer des tables numériques ou des amplificateurs logarithmiques pour conserver toute la précision.

Ici aussi nous vous proposerons un ensemble facile à mettre en œuvre que nous vous décrivons dans l'article suivant.

Nous vous donnons donc rendez-vous au mois prochain pour la partie applications : "baromètre et altimètre".

D. Paret

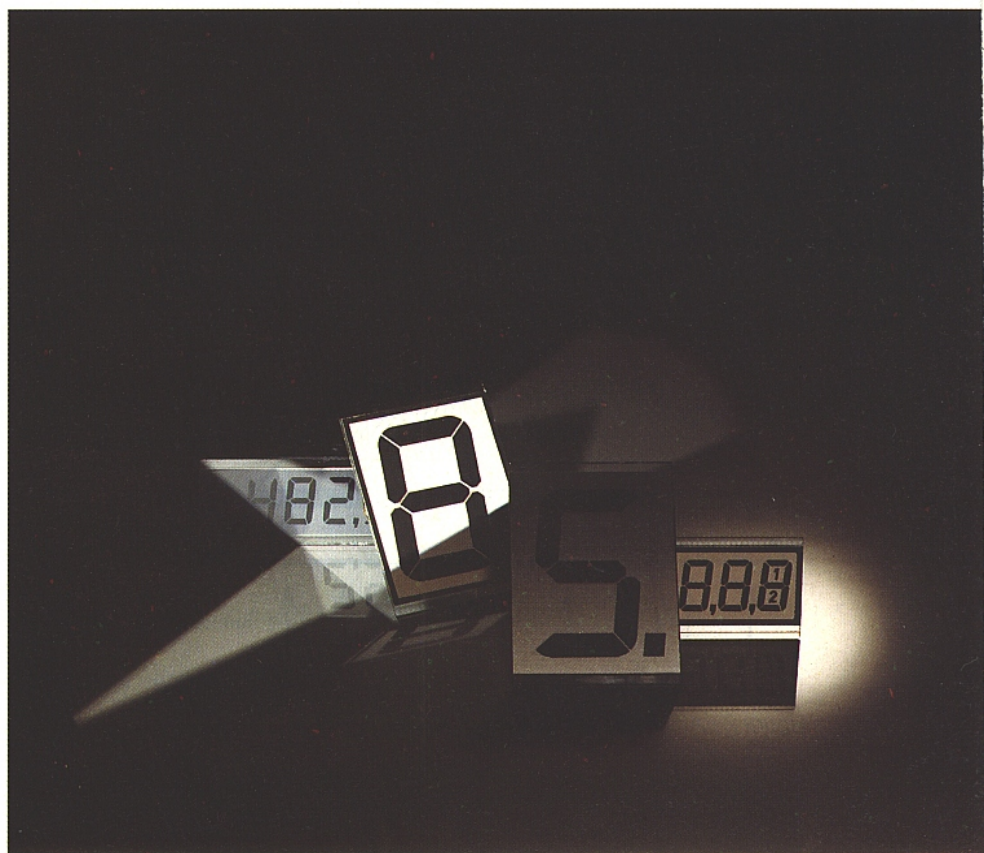
Les afficheurs à cristaux liquides

S'il est un domaine où des progrès énormes ont pu être enregistrés, c'est bien l'affichage digital. Ce dernier a fait son apparition à grande échelle, dans les années soixante, d'abord par la mise en œuvre d'afficheurs 7 segments à filament, supplantés peu après par la technique de l'électroluminescence (LED). Le

point commun à ces deux procédés est plutôt négatif : il s'agit de leur consommation non négligeable qui les rend peu adaptés à l'équipement d'appareils portatifs à alimentation autonome. En particulier, il était impensable de songer à leur utilisation dans les montres-bracelet par exemple...

On peut ajouter à la liste des inconvénients, leur mauvaise lisibilité sous ambiance éclairée.

Grâce au développement des cristaux liquides, l'affichage digital se trouve littéralement révolutionné. En effet, les deux principaux points négatifs évoqués ci-dessus ont pu être transformés en avantages : la lisibilité est très bonne dans tous les cas d'utilisation et la consommation a été divisée par cent mille !



GÉNÉRALITÉS :

Le principe :

Certains matériaux organiques, lorsqu'on les chauffe, présentent un état intermédiaire entre l'état solide et l'état liquide. Le mésomorphisme de ces substances les apparente à la fois à l'état solide pour leur propriété d'anisotropie optique et à l'état liquide pour leur comportement mécanique.

L'intérêt des cristaux liquides réside dans la facilité avec laquelle on peut agir sur leur structure. Il en découle une modification de l'orientation des

molécules ce qui a pour conséquence une variation très sensible des propriétés optiques de la substance et plus particulièrement la transmission de la lumière.

Les cristaux liquides peuvent être classés en trois catégories, représentées schématiquement en **figure 1**. Il s'agit des classes :

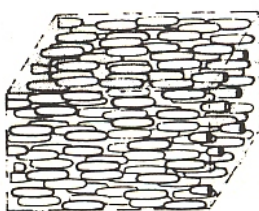
- smectique
- nématique
- cholestérique

Dans cet article, nous nous attarderons surtout sur l'état nématique, et plus particulièrement sur le nématique en hélice qui est la structure utilisée actuellement dans la quasi-totalité des afficheurs à cristaux liquides.

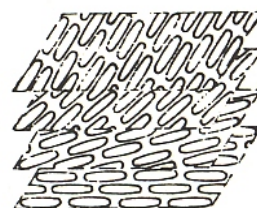
Figure 1 - Classification des cristaux liquides.



Smectique



Nématique



Cholestérique

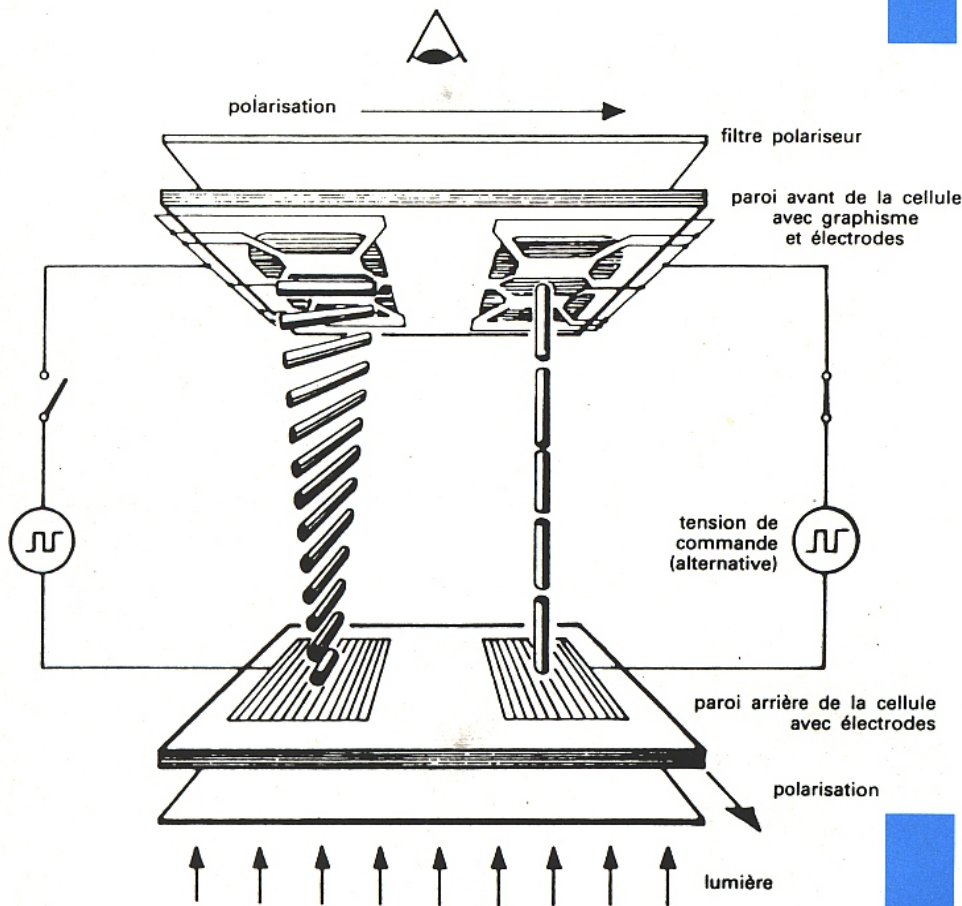
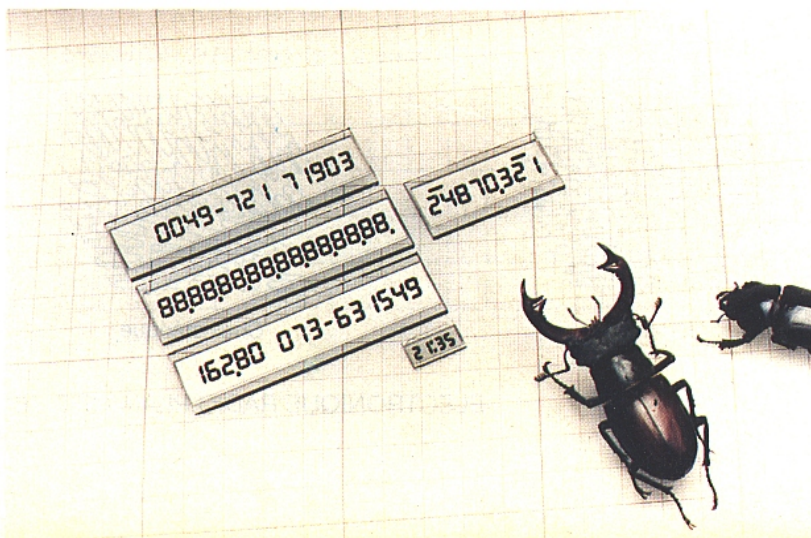
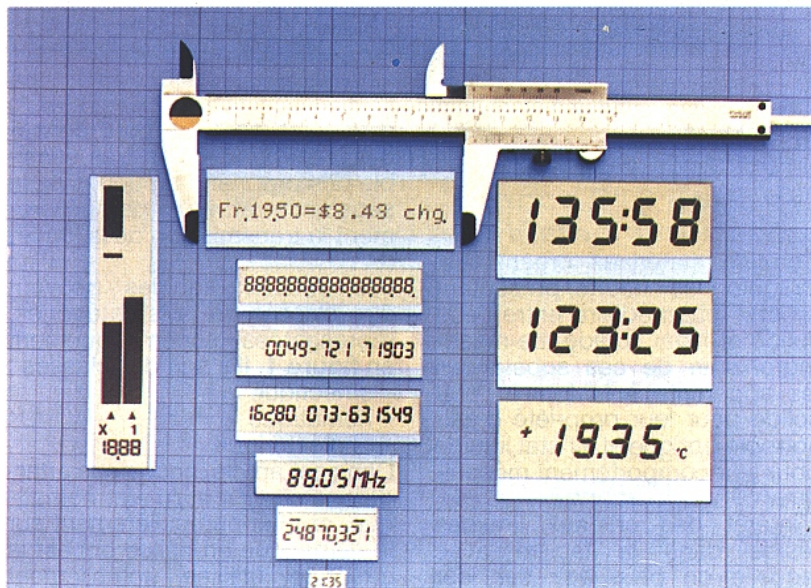


Figure 2 - Affichage nématique en hélice.



L'état nématique :

Dans cette structure les molécules, de la forme allongée, sont parallèles entre elles. Il s'agit d'un milieu uniaxe dans lequel l'axe optique et l'axe de la molécule sont confondus. Les physiciens parlent d'**anisotropie optique** positive. Une vibration lumineuse polarisée rectilignement subira un indice de réfraction plus grand parallèlement que perpendiculairement à l'axe d'alignement de la molécule.

De plus, la structure nématique se caractérise également par une **anisotropie diélectrique** positive ce qui indique que sous l'influence d'un champ électrique, les molécules s'orientent dans le sens du champ.

Si on place une telle structure entre deux électrodes, elle est tout à fait transparente. Si le champ électrique appliqué est suffisamment élevé, on crée un désordre du milieu et une diffusion de la lumière. Ce mode de visualisation a le désavantage de présenter un faible contraste ; de plus il nécessite des tensions élevées et se caractérise par une durée de vie relativement limitée. Actuellement, la plupart des cristaux liquides sont à structure nématique en hélice (twisted nematic).

L'afficheur nématique en hélice : (figure 2)

Dans cette structure, l'alignement des molécules a subi une torsion de 90° entre l'entrée et la sortie de la préparation nématique. Comme précédemment, les anisotropies optiques et diélectriques sont positives. Une lumière polarisée verra son plan de polarisation subir une rotation de 90° sans enregistrer de perte. Si on place cette cellule entre un polariseur et un analyseur croisés, elle restera parfaitement transmissive en l'absence de champ. Si on applique maintenant un champ électrique alternatif de valeur suffisante pour détruire la structure nématique en hélice, on constate que la cellule ne transmet plus la lumière. Le résultat est un affichage de segments foncés sur fond clair. On peut d'ailleurs inverser l'affichage (segments clairs sur fond foncé) en positionnant le polariseur et l'analyseur parallèlement.

Par rapport à la théorie mise en évidence au paragraphe précédent, on peut noter que la cellule nématique en hélice est dotée

d'une activité rotatoire naturelle, ce qui améliore de façon très sensible le contraste, la durée de vie et la consommation.

Le mode de visualisation : (figure 3)

Les afficheurs peuvent être utilisés en mode transmissif, transreflectif et réflectif.

Afficheurs transmissifs :

L'afficheur est éclairé par l'arrière. Pour une répartition plus optimale de la lumière, un diffuseur est ajouté au dispositif.

Afficheurs transreflectifs :

Une feuille semi-transparente se trouve placée derrière l'analyseur d'un afficheur transmissif. Cette feuille transmet environ 47 % de la lumière incidente et en réfléchit 52 %. Cet afficheur utilise soit un éclairage artificiel arrière, soit la lumière ambiante incidente sur sa face avant.

De ce fait, il peut être utilisé en milieu éclairé ou non. On rencontre ce type d'afficheur dans les pendulettes de bord des automobiles.

Afficheurs réflectifs :

Derrière l'analyseur, on a placé une feuille réfléchissante. Cet afficheur ne s'utilise donc qu'en lumière ambiante ; il présente une très bonne lisibilité et un contraste élevé. C'est aussi l'afficheur le plus couramment utilisé.

LES PROPRIÉTÉS ÉLECTRO-OPTIQUES :

Le contraste et la luminosité :

On définit le contraste d'un afficheur comme étant le rapport de la luminosité d'un segment non excité à celle d'un segment excité. Ce contraste dépend également de la brillance du fond de l'afficheur. Ces valeurs ne sont pas indépendantes et sont directement liées au choix des polariseurs.

Ce choix sera toujours un compromis entre :

- une polarisation élevée accompagnée d'une luminosité réduite, et
- une polarisation faible avec une forte luminosité.

Ces propriétés font l'objet de la figure 4.

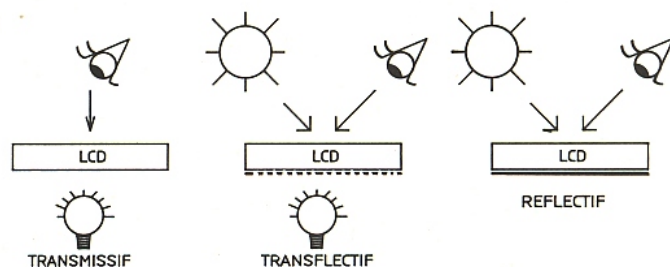


Figure 3 - Différents modes de visualisation.

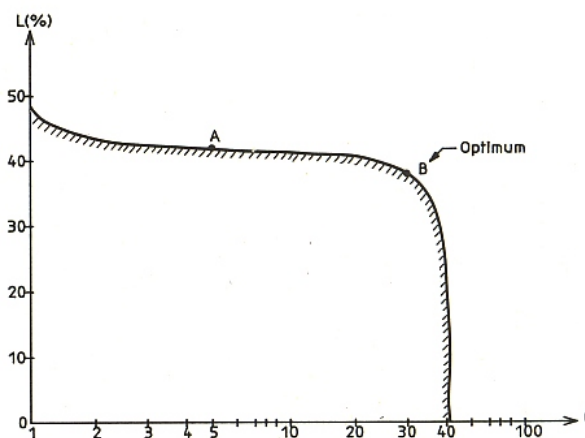


Figure 4 - Contraste et luminosité.

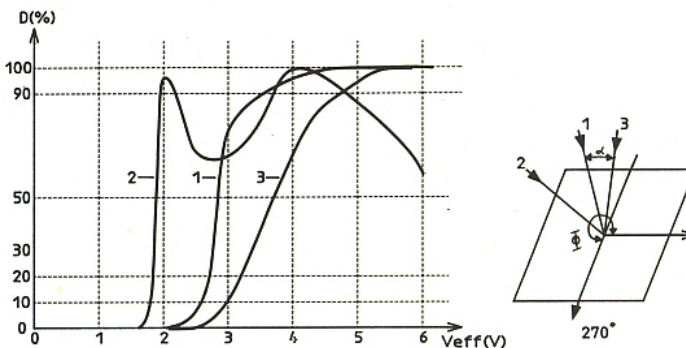


Figure 5 - Contraste en fonction de la tension et de l'angle de visualisation.

Le contraste, l'angle de visualisation et la tension :

Le contraste dépend également, et à la fois, de la tension appli-

quée et de l'angle de visualisation de l'afficheur. La figure 5 met ces variations en évidence en illustrant les cas particuliers de 3 angles de visualisation α . Il est à noter que cette direction de

visualisation est en fait définie par deux angles :

- α qui caractérise l'angle formé entre la ligne de visualisation et la verticale au plan de l'afficheur.
- Φ qui est l'angle, ou sens trigonométrique, sur le plan même de l'afficheur.

Dans la pratique, on peut retenir que les angles optimaux donnant un bon contraste sont définis par les valeurs $\alpha = 30^\circ$ et $\Phi = 270^\circ$.

Les temps de réponse :

Les temps de réponse sont le temps d'établissement (t_{on}) et le temps de disparition (t_{off}) ou de retombée correspondant respectivement à 90 % et 10 % du contraste (voir **figure 6**). Ces temps de réponse dépendent de la viscosité de la substance et de l'épaisseur de la cellule. En particulier, on note une diminution des temps de réponse avec l'augmentation de la température, ce qui est logique puisque la viscosité diminue. La **figure 7** met ce phénomène en évidence.

L'incidence de la température :

Les limites de la plage de fonctionnement d'un afficheur sont en fait celles de la phase nématique du cristal liquide lui-même. La limite supérieure est le point de clarification : c'est la température pour laquelle le cristal liquide devient isotrope. La limite inférieure est théoriquement le point de cristallisation de la substance. Dans la pratique, cette limite est bien supérieure étant donné que dans le voisinage du point de cristallisation, les temps de réponse deviennent inadmissibles. Dans la gamme standard, ces limites sont respectivement -10°C et $+60^\circ\text{C}$.

Par contre, les limites de la plage des températures de stockage peuvent être supérieures, dans les deux sens, les phénomènes de clarification et de cristallisation étant réversibles. Elles sont cependant limitées aux valeurs respectives de -25°C et $+70^\circ\text{C}$, toujours pour la gamme standard.

La tension d'utilisation :

Rappelons que le contraste est une fonction de 4 variables : $C = f(V, T, \alpha, \Phi)$ où V est la tension alternative efficace, T la température, α et Φ les angles de visualisation définis précédemment. On peut représenter cette fonction d'une manière simplifiée par une courbe dite "zone de tension d'utilisation",

dans laquelle il s'agit de définir une gamme dans laquelle la tension peut varier pour une température donnée, tout en remplissant les conditions suivantes :

- les segments "éteints" commencent à devenir visibles pour l'angle de visualisation le plus critique (en général $\alpha = 40^\circ$ et $\Phi = 270^\circ$) ; cela correspond à une tension efficace V_s (seuil)
- les segments "allumés" ont une valeur suffisante de contraste (en général $C = 1/2,5$)

On peut ainsi définir le rapport :

$$D = \frac{V_{ON}}{V_{OFF}}$$

des tensions efficaces entre les segments allumés et les segments éteints. On définit également :

$$K = \frac{V_{OFF}}{V_{OP}}$$

où V_{OP} est la tension efficace de commande.

Ainsi on peut écrire :

$$V_{OFF} = K V_{OP} < V_s$$

$V_{ON} = D V_{OFF} = DK V_{OP} \geq V_{ON \text{ mini}}$ pour satisfaire la seconde condition ; d'où

$$\frac{V_{ON \text{ mini}}}{DK} < V_{OP} < \frac{V_s}{K}$$

Par exemple pour un multiplexage de 1/2 on peut prendre :

$$D = 2,24$$

$$K = 0,354$$

d'où

$$1,26 V_{ON \text{ mini}} < V_{OP} < 2,82 V_s$$

La **figure 8** illustre un exemple de zone de tension d'utilisation.

A noter que la zone de tension recommandée est définie pour une visualisation $\Phi = 270^\circ$, mais les conditions restent remplies quand Φ varie de $\pm 60^\circ$. L'inclinaison α peut varier de $\pm 15^\circ$.

Dans la gamme standard, et pour un affichage non multiplexé, la

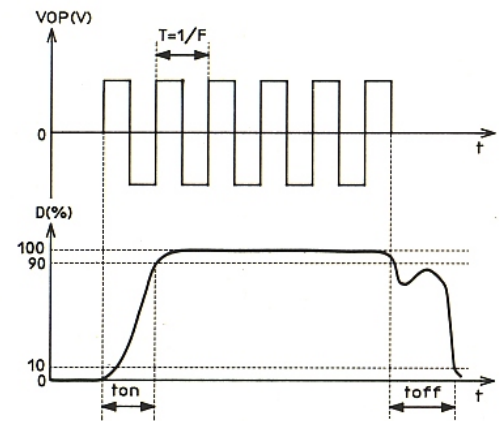


Figure 6 - Temps de réponse.

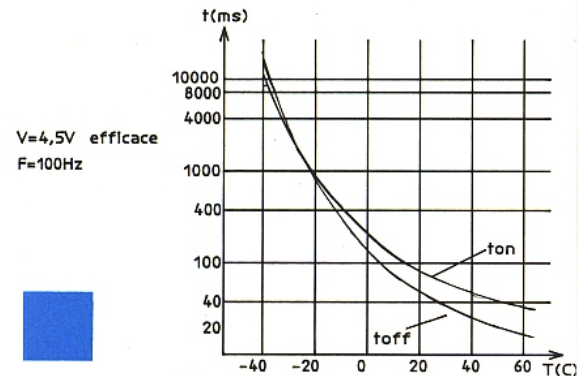


Figure 7 - Temps de réponse en fonction de la température.

valeur usuelle de la tension alternative de commande est de 3 à 6 volts (optimum à 4,5 V).

Les autres paramètres électriques

Un autre paramètre est la fréquence de la tension de commande ; elle n'est pas une valeur critique. On la choisit généralement dans une gamme allant de 30 à 200 Hz. la limite inférieure est le scintillement visible par l'œil humain, tandis que la limite supérieure dépend de la consommation que l'on s'est fixée. Pour une fréquence ne dépassant pas 1 kHz, la consommation reste extraordinairement faible : de l'ordre de

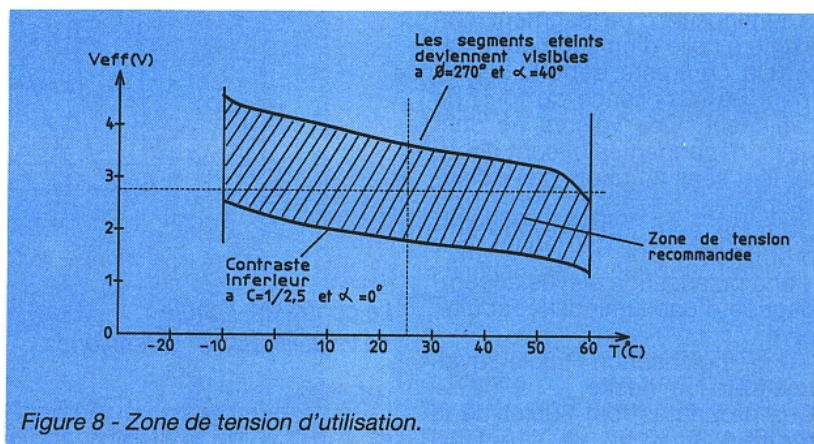


Figure 8 - Zone de tension d'utilisation.

10 nA/mm² (nano-ampère par millimètre carré de segment).

La composante continue admise doit cependant rester inférieure à 100 mV, si on veut que l'afficheur conserve sa durée de vie. Les temps d'établissement et de disparition de l'affichage sont en général voisins de 80 millisecondes.

Quant à la durée de vie, elle atteint facilement 100 000 heures, ce qui est vraiment remarquable.

LES RECOMMANDATIONS D'EMPLOI :

L'emballage et le stockage :

Dans le cas d'un stockage sur une longue période, les cristaux liquides devront être conservés dans leur emballage d'origine dans un endroit où la température reste inférieure à 30 °C et l'humidité relative inférieure à 50 %.

Ce film protecteur ne sera enlevé qu'au moment du montage final. Tout nettoyage s'effectuera à l'aide d'un chiffon doux.

De même, il faut éviter de

stocker, pendant une longue période, les afficheurs sous une lumière naturelle de forte intensité. Il faut les protéger des chocs, des poussières et éviter tout phénomène de condensation.

La manipulation :

Les polariseurs sont sensibles aux rayures et aux pressions mécaniques ; il convient donc d'éviter tout contact avec des instruments présentant des arêtes vives ou des surfaces abrasives. Les traces de doigts sur les polariseurs et les plages de connexion sont également à éviter : elles peuvent affecter les performances de l'afficheur. Le nettoyage éventuel peut être réalisé à l'aide d'un chiffon doux imbibé d'un peu d'alcool. Les solvants autres, tels que l'acétone, sont à proscrire.

En cas de cassure du verre et d'un contact du liquide avec la peau, on nettoiera les surfaces contaminées avec de l'eau chaude savonneuse.

Les instructions de montage :

Dans le cas de l'utilisation d'une connectique par élastomère, on

veillera à répartir symétriquement les forces de pression sur toute la longueur des plages de protection. Aucune pression mécanique se doit être exercée sur les surfaces de scellement ou dans la surface d'affichage. Attention également, lors des soudures, aux échauffements exagérés.

La présentation :

Il existe toute une gamme d'afficheurs à cristaux liquides. On les trouvera généralement dans nos colonnes sous la forme d'éléments comportant 3 digits 1/2 (capacité maximale : 1999) ou 4 digits (capacité 9999) avec des hauteurs de caractères de 12,7 millimètres. Des circuits intégrés spécialement conçus pour cela, peuvent les alimenter.

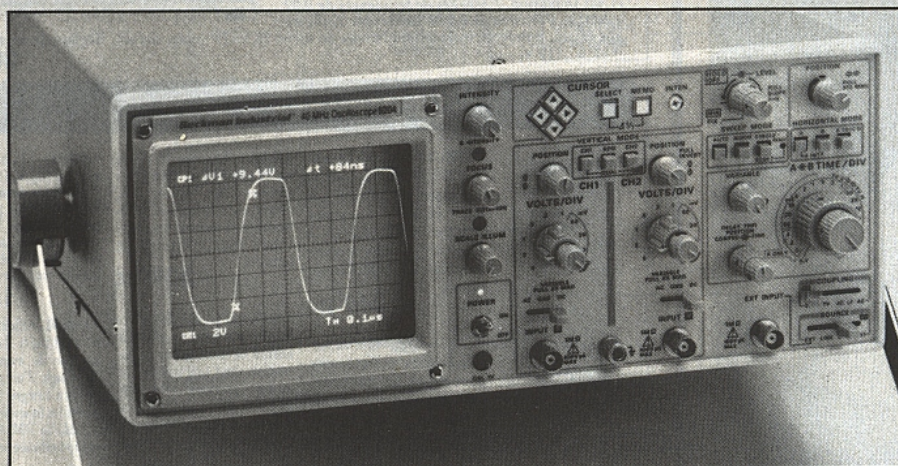
Mais il existe aussi actuellement des afficheurs haute résolution à matrice de points utilisés en vidéo ou pour des applications graphiques. Ceux-ci feront l'objet d'un autre exposé.

R.K.



OSCILLOSCOPES A CURSEURS

Plus besoin de compter des divisions sur l'écran de votre oscilloscope - Les valeurs d'amplitude et de temps, s'affichent en clair dans le réticule.



9202 2x20MHz avec curseurs
Double base de temps
Prix HT: 5223.40F

9204 2x40MHz avec curseurs
Double base de temps
Prix HT: 6534.56F

Autres modèles

9102: 2x20 MHz
Double base de temps
Prix HT: 4380.25F

9104: 2x40MHz
Double base de temps
Prix HT: 5691.39F

9106: 3x60MHz
Double base de temps
Ligne à retard
Prix HT: 7748.73F

Les
Instruments
de Votre
Réussite

Beckman Industrial™
Affiliée à Emerson Electric Co.

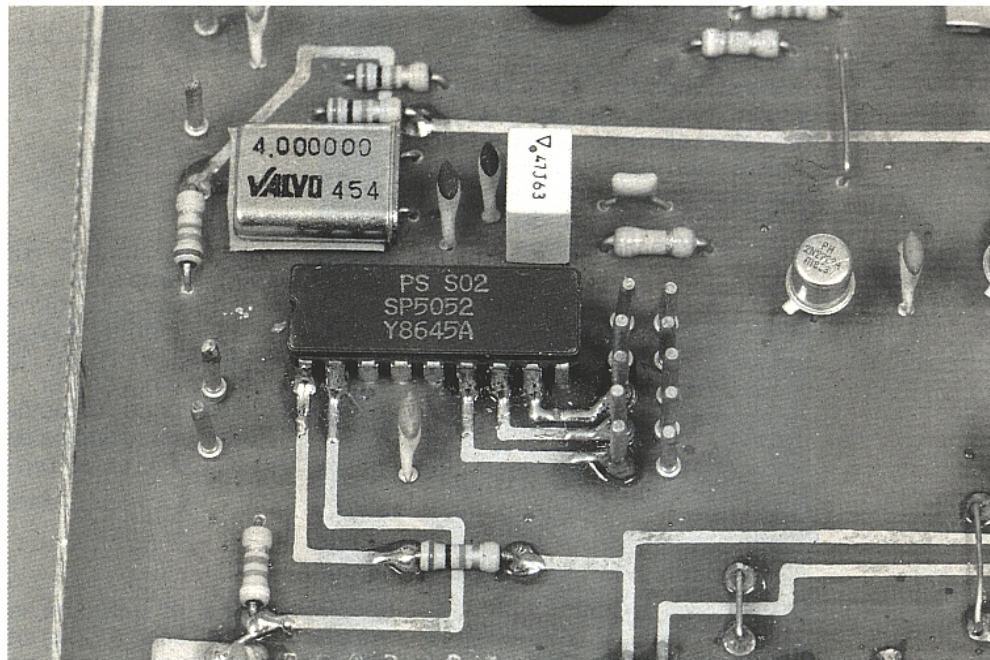
Beckman Industrial • 1bis Avenue du Coteau • F-93220 GAGNY
Tel. (1) 43.02.76.06 • Fax. (1) 43.81.72.52 • Tlx. 212971

Les synthétiseurs de la famille SP 5050

L'avènement des communications via satellite grand public a poussé les fabricants de composants à développer des circuits synthétiseurs de fréquence capables de travailler à plus de 2 GHz.

En particulier Plessey a su faire face à cette nouvelle demande et propose depuis quelque temps une gamme adaptée aux exigences des SHF.

Les SP 5050, 51 et 52 ne diffèrent que par la fréquence maximale admissible. Tous trois peuvent être directement commandés par microcontrôleur et acceptent des données de prépositionnement série.



CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

A l'aide d'un quartz standard de 4 MHz les SP 5050 à 52 permettent de verrouiller n'importe quel VCO jusqu'à 2,056 GHz avec un pas de 125 kHz.

de l'horloge broche 18, et de l'entrée de sélection, broche 17.

Ce mot de seize bits est scindé en deux blocs. Un bloc de 14 bits via un registre prépositionne le diviseur programmable avec une valeur M qui peut être com-

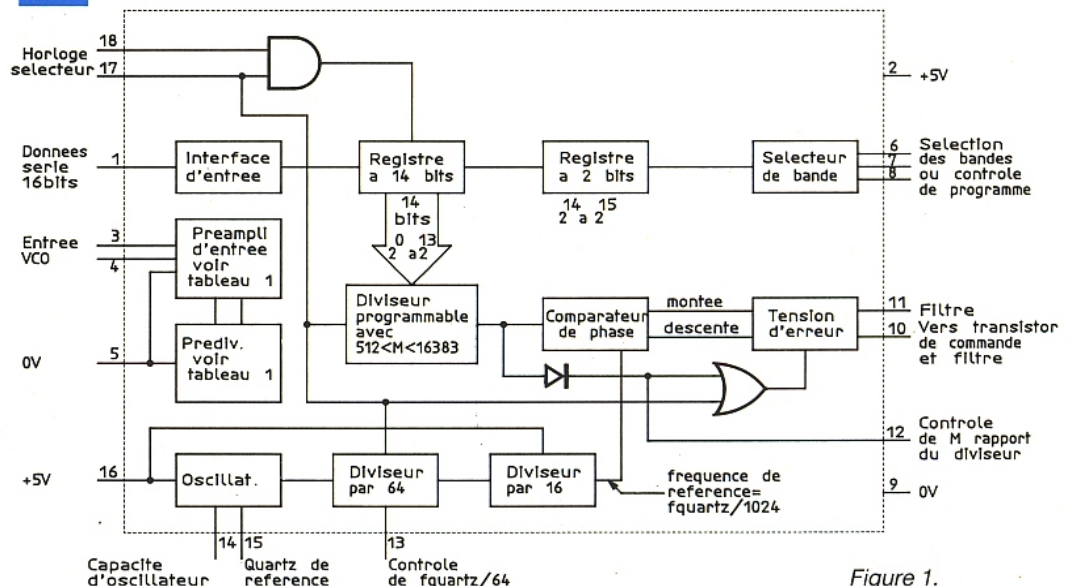


Figure 1.

Le synoptique donné en figure 1 présente l'architecture fonctionnelle de ces synthétiseurs dont la programmation s'effectue par un mot série de 16 bits, en provenance d'un microcontrôleur ou de registres parallèle/série, entré sur la broche 1 sous le contrôle

prise entre 512 et 16 383 ($2^{14} - 1$). Un bloc de 2 bits (les poids forts 2^{15} et 2^{16} du mot série) via un autre registre peut être utilisé pour la sélection de bandes dans un récepteur. Les broches 3,4 constituent l'entrée différentielle qui reçoit le signal issu du Vco.

Ce signal après préamplification (sauf dans le 5051) attaque un diviseur fixe par 16 (SP 5000) ou 32 (SP 5050) avant d'être injecté dans le diviseur programmable. Le signal résultant de la division totale et celui en provenance du diviseur par 1024 (64×16) de l'oscillateur de référence à quartz attaquent le comparateur de phase suivi du filtre. La sortie en broche 10 ne nécessite qu'un transistor alimenté sous 30 V, configuré en émetteur commun pour assurer la commande de la ou des diodes Varicap de l'oscillateur contrôlé par tension.

La fréquence synthétisée s'obtient donc à l'aide des relations :

$$f_{vco} = \frac{M \times f_{quartz}}{64} \text{ pour le SP 5000}$$

et

$$f_{vco} = \frac{M \cdot f_{quartz}}{32} \text{ pour les SP 5050 à 52}$$

Où M représente le module du diviseur programmable en décimal (de 512 à 16 383).

Le pas entre deux fréquences discrètes contigues vaut :

$$\frac{f_{quartz}}{32}$$

pour les SP 5050 et

$$\frac{f_{quartz}}{64}$$

pour les SP 5000.

Signalons qu'il est tout à fait envisageable d'employer un oscillateur de référence externe et, dans ce cas, attaquer via couplage capacitif la broche 15, la broche 14 restant alors en l'air. Le tableau 1 résume les caractéristiques électriques principales des circuits aux différentes broches.

Les figures 2 a et b illustre le transfert du mot série 16 bits et les relations temporelles entre les données l'horloge et l'entrée de sélection. Celle-ci doit être au niveau haut pendant 16 tops consécutifs afin de garantir le transfert correct des 16 bits de programmation.

Le tableau 2 fournit la combinaison des états sur les sorties des broches 6, 7, 8 selon le positionnement des bits 14, 15 du mot de programmation. Une des possibilités offertes par ces broches de sélection est fournie en figure 3 dans le cas d'une sélection de bandes en télévision. La structure interne de la "pompe de charge" accessible par les broches 11 et 10 est donnée en figure 4. On voit que le filtre de boucle est très simple à réaliser. Par ailleurs un seul transistor NPN est nécessaire pour appliquer la tension de consigne au VCO.

Les broches 12 et 13 sont des broches de contrôle de fréquence. En 12 on a accès à $f_{vco}/32$ M et on peut donc vérifier la bonne valeur de M. En 13 le signal issu de l'oscillateur à quartz est divisé par 64 ce qui autorise une vérification aisée du bon fonctionnement du quartz ou de l'oscillateur complet.

Il faudra cependant relier la broche 13 au + Vcc par une résistance de tirage de 10 k Ω , car cette sortie s'effectue sur collecteur ouvert. Enfin pour en terminer avec les caractéristiques de ces circuits, revenons sur l'oscillateur de référence accessible aux broches 14 et 15.

	SP 5000	SP 5050	SP 5051	SP 5052
tension d'alimentation	5 V $\pm$ 10 %	5 V $\pm$ 10 %	5 V $\pm$ 10 %	5 V $\pm$ 10 %
courant broche 2	60 mA	70 mA	85 mA	90 mA
courant broche 16	1 mA	1 mA	1 mA	1 mA
sensibilité d'entrée	de 18 à 200 mV	50 mV mini	100 mV mini (pas de préampli en entrée)	150 mV mini (pas de préampli en entrée)
impédance d'entrée broches 3 et 4	50 Ω	50 Ω	50 Ω	50 Ω
niveau haut	à partir de 3,5 V	3,5 V à Vcc	3,5 V à Vcc	3,5 V à Vcc
niveau bas	jusqu'à 1,5 V	0 - 1,5 V	0 - 1,5 V	0 - 1,5 V
courant niveau haut	400 μ A	400 μ A	400 μ A	400 μ A
courant broche 18	5 μ A	5 μ A	5 μ A	5 μ A
Hystérésis broche 18 (sur le front descendant du Top)	600 mV	600 mV	600 mV	600 mV
fréquence d'horloge broche 18	500 kHz maxi	500 kHz	500 kHz	500 kHz
temps d'établissement des données	500 ns	500 ns	500 ns	500 ns
courant de sortie broche 11		de $\pm 75 \mu$ A à $\pm 125 \mu$ A pour V ₁₁ = 2 V		
stabilité de l'oscillateur	0,25 ppm/V	0,25 ppm/V	0,25 ppm/V	0,25 ppm/V
courant de sortie broche 10	1 mA pour V ₁₀ = 0,7 V	1 mA pour V ₁₀ = 0,7 V	1 mA pour V ₁₀ = 0,7 V	1 mA pour V ₁₀ = 0,7 V
fréquence d'entrée maximum	1 GHz	1,8 GHz	2 GHz	2,5 GHz
pas avec quartz	62,5 kHz	125 kHz	125 kHz	125 kHz
pas de référence avec Q = 4 MHz	3,90625 kHz	3,90625 kHz	3,90625 kHz	3,90625 kHz
prédiviseur d'entrée	par 16	par 32	par 32	par 32

Tableau 1 : Le fonctionnement de ces quatre circuits est garanti sur la plage de température - 10°C à + 70 °C.

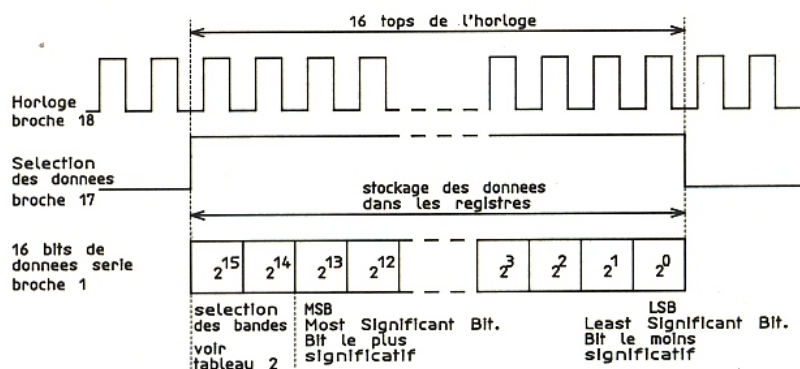


Figure 2 a.

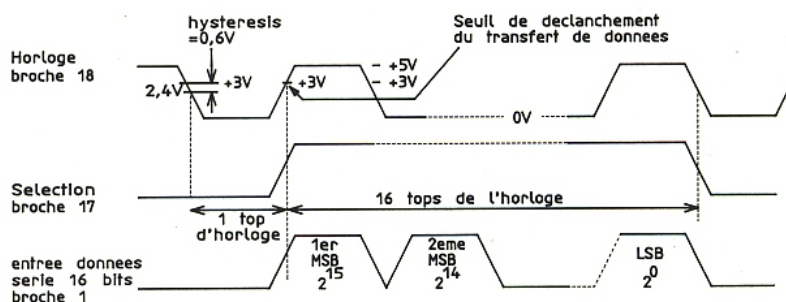


Figure 2 b.

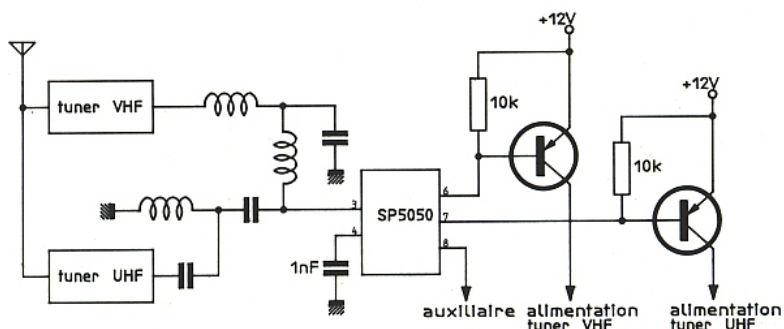


Figure 3.

donnees de programmation		niveau de sortie aux broches		
2 ¹⁵	2 ¹⁴	6	7	8
0	0	Haut	Haut	Haut
0	1	Haut	Bas	Haut
1	0	Bas	Haut	Haut
1	1	Haut	Haut	Bas

Tableau 2.

Il s'agit d'un étage type Colpitts détaillé à la figure 5. Normalement conçu pour un quartz 4 MHz en résonance parallèle, il peut néanmoins fonctionner avec n'importe quel quartz dans la plage de 100 kHz à 8 MHz. Il est donc de la sorte possible de changer le pas entre canaux mais cela joue aussi sur la gamme de fréquences synthétisable. Dans le cas d'un quartz 4 MHz prévu pour une capacité de charge de 30 pF, les valeurs des condensateurs de réaction seront respectivement 56 pF et 47 pF pour C(14, 15) et C(14, masse).

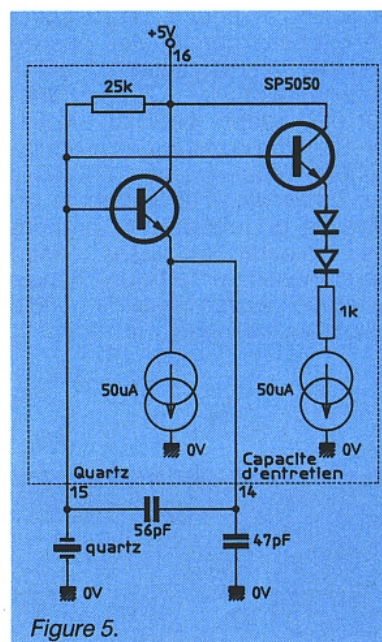
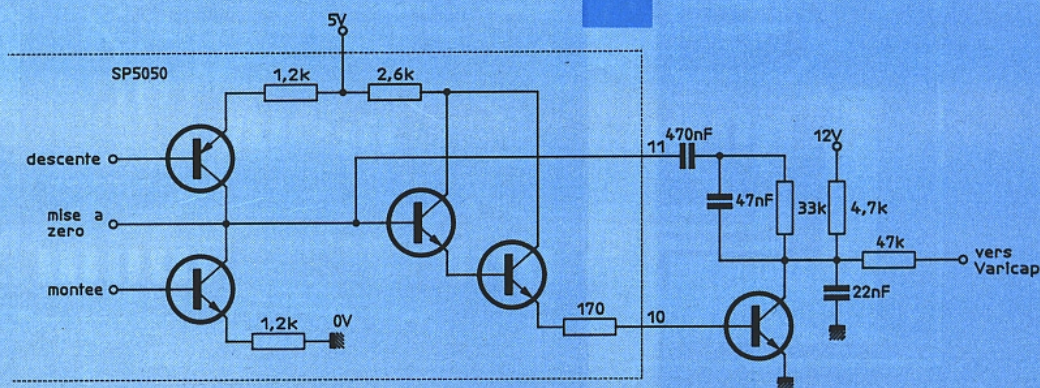


Figure 5.



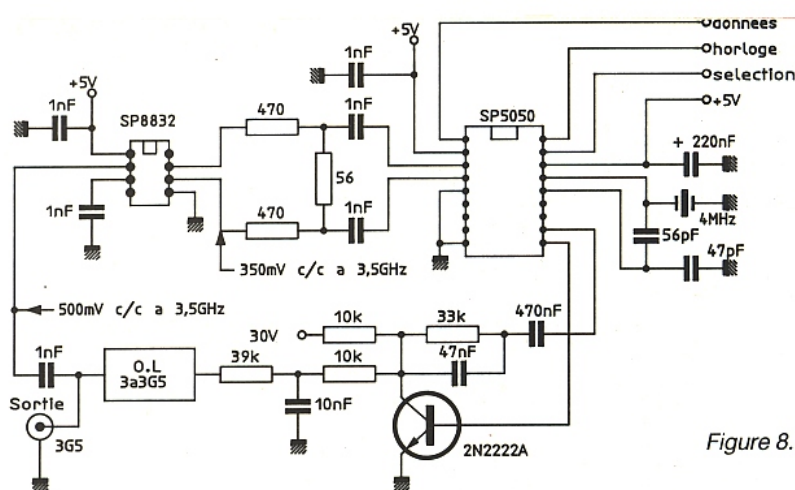
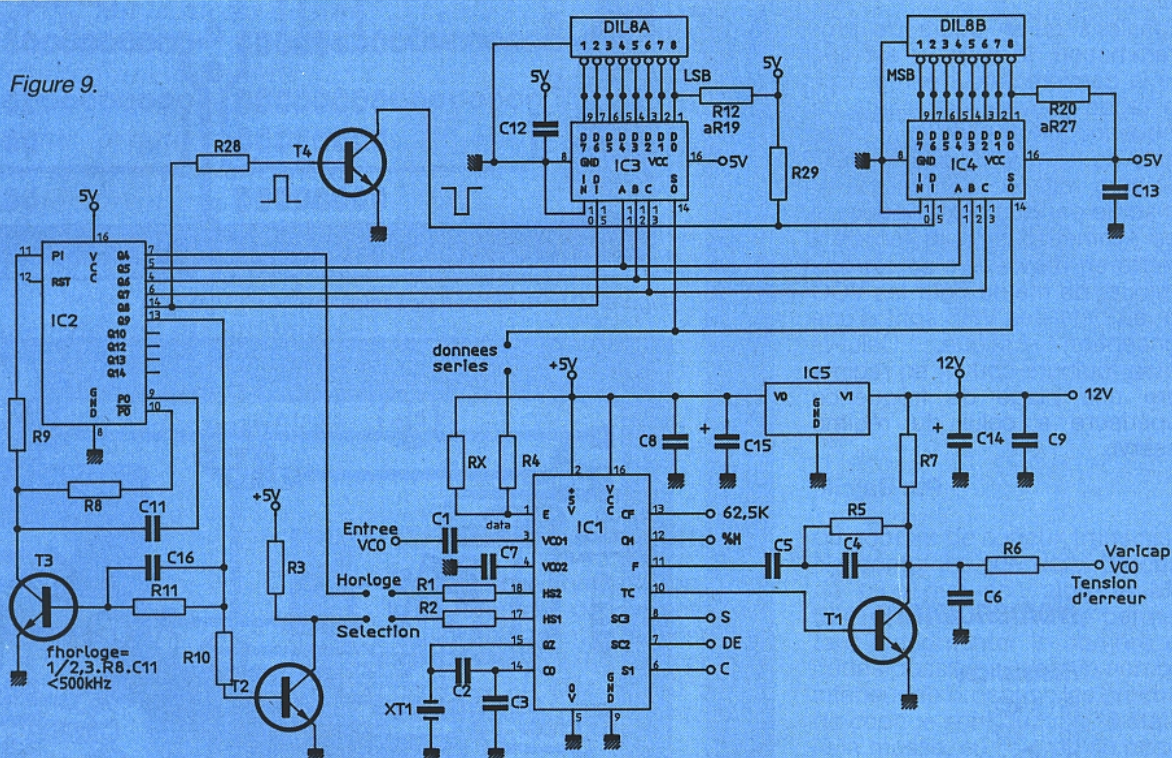


Figure 8.

Plessey commercialise depuis peu un prédiviseur par 2 qui autorise des applications jusqu'à 3,5 GHz conjointement au SP 5050 ; la figure 8 représente une

Figure 9.



telle application où le SP 5050 fonctionne avec un quartz de 4 MHz et le pas final vaut alors 250 kHz ; la gestion des données est confiée soit à un μ P PIC 1655A soit à une platine conçue en logique traditionnelle. A ce propos la firme Plessey propose un schéma articulé autour d'un 74 C 150 et d'une horloge à 107 kHz ; nous l'avons adapté et vous proposons un "sérialiseur" composé de deux 4512 et d'une horloge à 107 kHz avec un 4060. Le schéma fonctionnel ainsi qu'une étude de circuit imprimé et d'implantation sont donnés aux figures 9, 10 et 11.

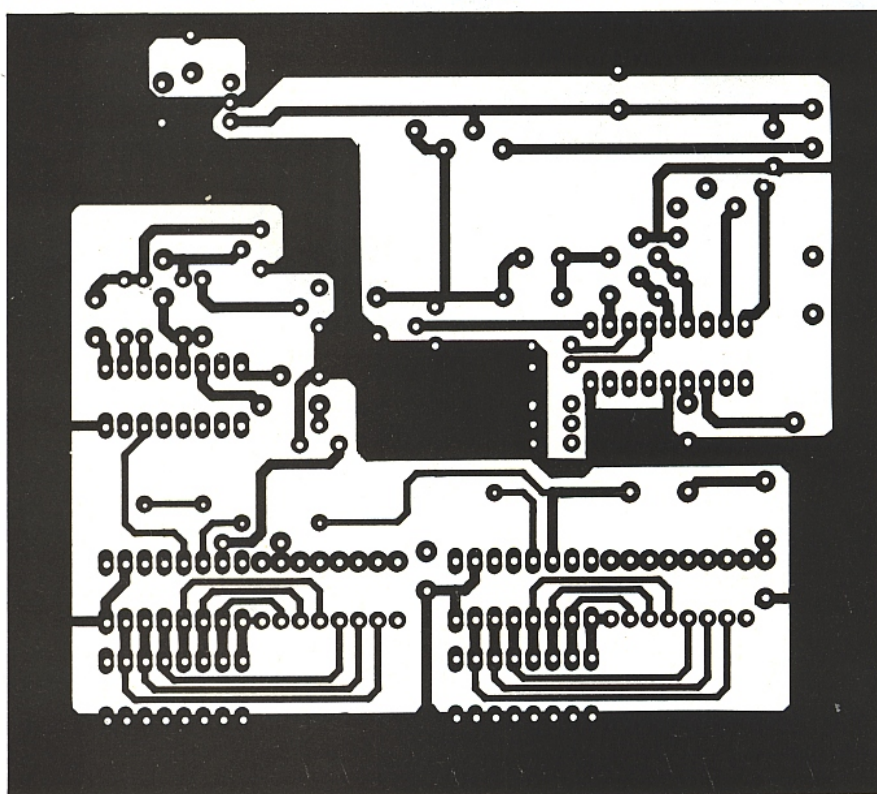


Figure 10 a - Circuit imprimé côté soudures.

La fréquence à synthétiser se calcule aisément à partir des relations fournies en début d'article sachant qu'un poids est validé à l'état haut avec les switches. Ainsi avec un quartz 4 MHz, une fréquence de 198 MHz sera obtenue avec un module $M = 3\ 168$ soit :

$M = 2\ 048 + 1\ 024 + 64 + 32$.
Dans ce cas les poids 2^{11} , 2^{10} , 2^6 et 2^5 seront positionnés à l'état 1 sur la carte. On part toujours du poids le plus fort pour arriver au plus faible.

Signalons qu'en cours de programmation, le diviseur est figé sur la dernière valeur enregistrée de façon à éviter des sauts de fréquence indésirables. Cette carte ne comporte pas le VCO qui sera relié en commande et en sortie par du coaxial téflon. Si ces synthétiseurs sont faciles à mettre en œuvre, il n'en est pas toujours de même pour les VCO qui au-delà des VHF sont d'une conception critique. Celui-ci devra toujours couvrir en régime libre une plage de fréquence supérieure à celui du régime asservi.

Ph. Bajcik.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 1 kΩ
R₂ : 1 kΩ
R₃ : 6,8 kΩ
R₄ : 1 kΩ
R₅ : 33 kΩ
R₆ : 47 kΩ
R₇ : 4,7 kΩ
R₈ : 15 kΩ
R₉ : 47 kΩ
R₁₀ : 15 kΩ
R₁₁ : 15 kΩ
R₁₂ à R₂₇ : 10 kΩ
R₂₈ : 4,7 kΩ
R₂₉ : 4,7 kΩ
R_x : 4,7 kΩ

Condensateurs céramique

C₁ : non sur CI (10 pF)
C₂ : 56 pF
C₃ : 47 pF
C₄ : 47 nF
C₅ : 470 nF MKH
C₆ : 22 nF
C₇ : 10 nF
C₈ : 10 nF
C₉ : 10 nF
C₁₀ : 10 nF
C₁₁ : 270 pF
C₁₂ : 10 nF
C₁₃ : 10 nF
C₁₆ : 10 nF

Capacités chimiques

C₁₄ et C₁₅ : 220 μF, 16 V

Quartz

XT₁ : 4 MHz

Semiconducteurs

IC₁ : SP 5050 ou 5051 ou 5052 (voir texte) ou SP 5000.
IC₂ : 4060 BCN
IC₃ : 4512
IC₄ : 4512
T₁ : 2 N 2222 A
T₂ : 2 N 2222 A

T₃ : 2 N 2222 A

T₄ : 2 N 2222 A

IC₅ : 7805

Divers

Supports de CI si trous métallisés.
5 straps.
16 picots pour CI.
Coaxial téflon pour fvco et tension d'erreur.
2 switches DIL à 8 interrupteurs.

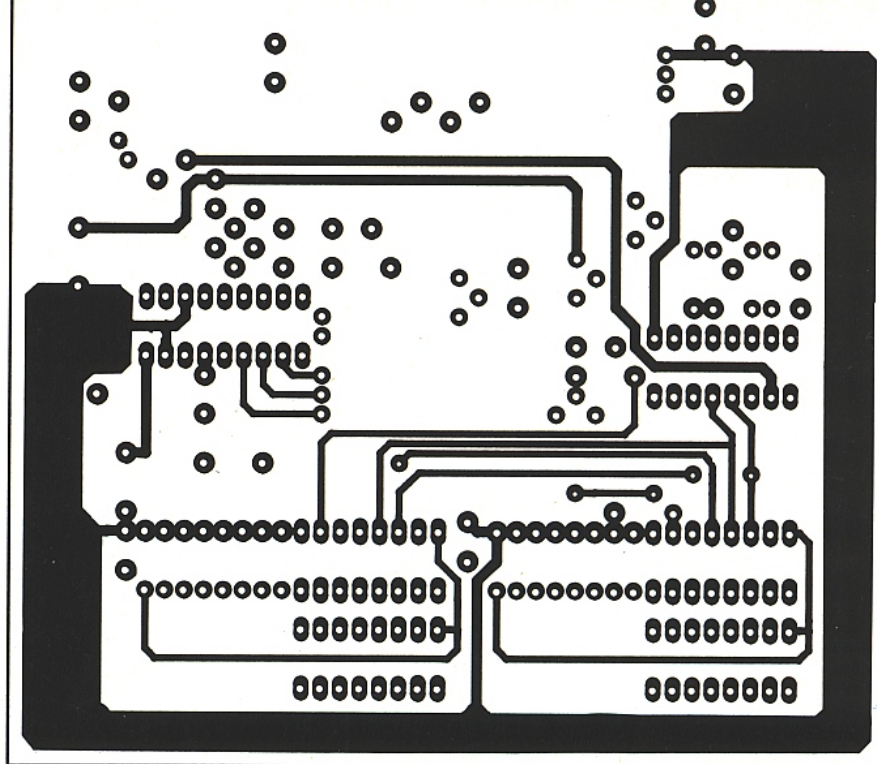
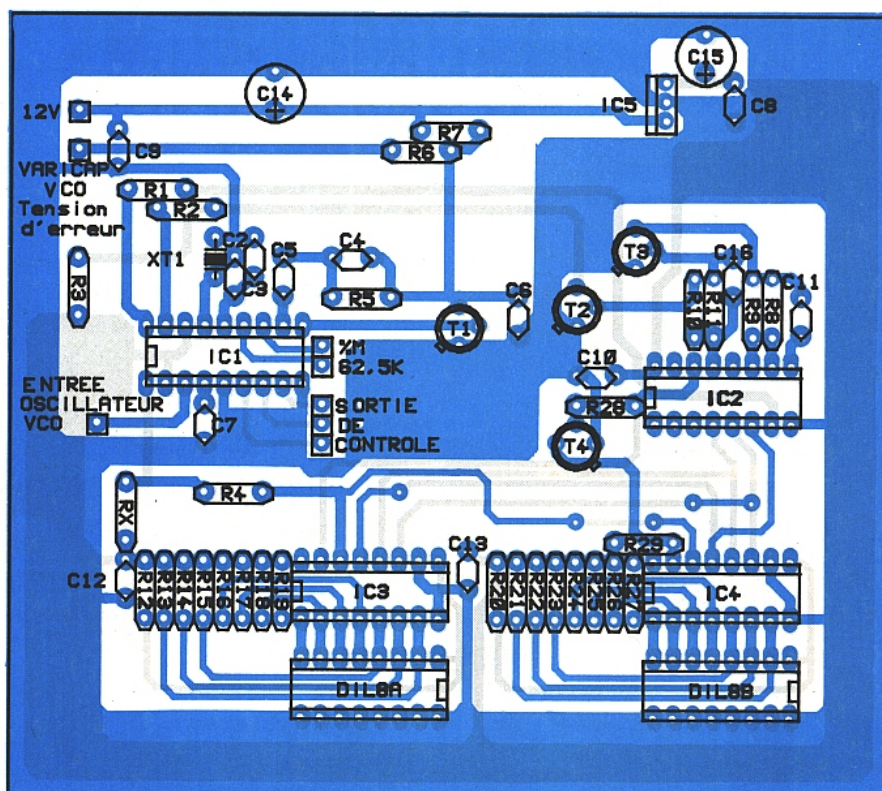


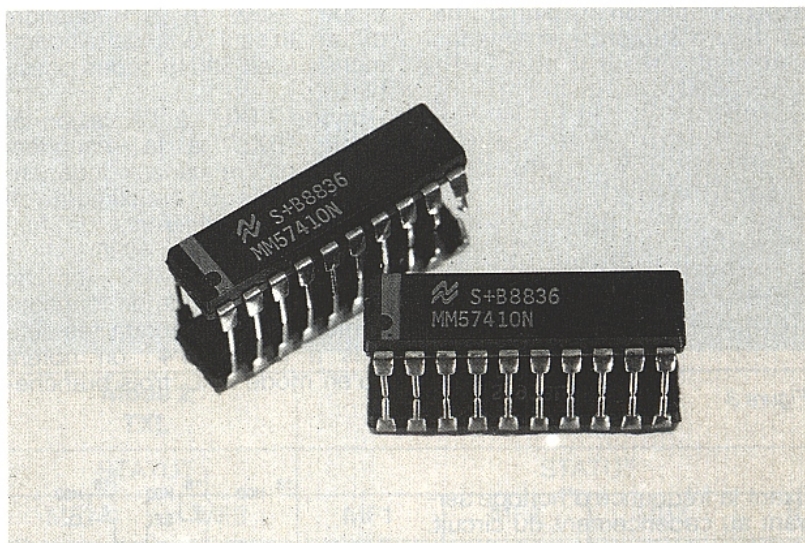
Figure 10 b - Côté composants.



Applications du MM 57410

Appartenant à la même lignée que le célèbre MM 53200 (qui a déjà fait l'objet d'un article d'application dans notre N° 502), le MM 57410 reprend les points forts qui ont fait le succès de son aîné.

Bénéficiant d'une immunité aux faux déclenchements au moins équivalente, le nouveau codeur-décodeur apporte par ailleurs un certain nombre d'améliorations notables. En particulier, il devient possible de recevoir jusqu'à quatre canaux indépendants sur un unique décodeur, à moins qu'on ne préfère accroître massivement le nombre des codes possibles...



DU MM 53200 AU MM 57410

Une rapide comparaison s'impose d'entrée de jeu entre ces deux composants, car il est facile de prévoir que les concepteurs habitués au MM 53200 auront intérêt tôt ou tard à passer au MM 57410.

Rappelons que l'un comme l'autre de ces circuits intégrés CMOS peuvent travailler soit en codeur, soit en décodeur selon l'état logique d'une ou plusieurs broches de sélection de mode.

En mode CODEUR, un train d'impulsions véhiculant un message numérique est produit, dont le contenu dépend de l'état logique d'un certain nombre de broches de codage.

En mode DECODEUR, la réception du même message numérique plusieurs fois de suite déclenche le basculement d'une broche de sortie, pourvu que les broches de codage soient configurées exactement comme sur le codeur, et que les fréquences d'horloge soient égales des deux côtés de la liaison. On se méfiera toutefois du fait que l'état de sortie du MM 57410 est logiquement complémentaire de celui du MM 53200 !

Le MM 57410 possède par ailleurs plusieurs modes de codage et de décodage, permettant à l'utilisateur de choisir entre une augmentation de la complexité du codage, et la multiplication

du nombre de canaux transmis.

Ne comptant que deux broches de plus que son aîné, le MM 57410 utilise un artifice permettant d'augmenter le nombre de codes possibles avec un nombre inférieur de broches : les broches de codage sont du type "3 états" (à la masse, en l'air, ou au positif de l'alimentation).

On ne pourra donc pas exploiter toutes les possibilités offertes avec de simples barrettes d'interrupteurs unipolaires, mais seulement avec des inverseurs à trois positions ou de simples points de soudure.

Enfin, il est très important de noter que le MM 57410 est prévu pour fonctionner sous 5 à 6 V maximum, alors que le MM 53200 fonctionnait sous 7 à 11 V.

BROCHAGE ET FONCTIONNEMENT

La figure 1 reproduit le brochage du MM 57410, valable aussi bien pour la version DIP que pour l'exécution CMS, fort appréciable lors de la réalisation de boîtiers émetteurs de poche.

L'alimentation se fait entre broches 2 (+) et 10 (masse), tandis qu'un circuit de remise à zéro lors de la mise sous tension conforme au schéma de la figure 2 doit être prévu (celui-ci n'existait pas sur le MM 53200). Le produit RC doit être au moins

Figure 1

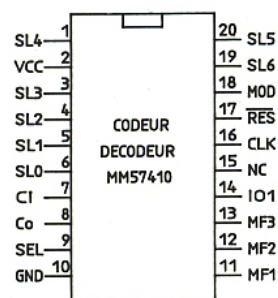
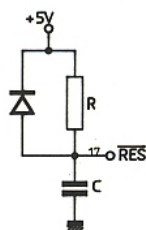


Figure 2



égal à cinq fois le temps d'établissement de la tension d'alimentation pour que le circuit s'initialise correctement. Avec une alimentation par pile et un condensateur de 47 μ F découplant la ligne positive, nous avons obtenu satisfaction en associant une 56 k Ω à un 0,1 μ F. La **figure 3** montre maintenant comment réaliser le réseau RC

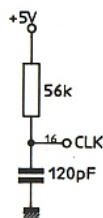


Figure 3

fixant la fréquence d'horloge servant au cadencement du circuit. Insistons bien sur le fait que la tolérance sur la valeur de la résistance mais aussi du condensateur n'est que de 5 % entre le codeur et le décodeur : cela ne pose guère de problème au niveau de la résistance, mais la vigilance s'impose quant au condensateur, surtout si le matériel doit pouvoir fonctionner dans des conditions climatiques très variables.

Les valeurs indiquées sont celles considérées comme optimales par le fabricant, menant à une période d'environ 25 μ s. Il n'est toutefois pas interdit de s'en écarter quelque peu pour introduire un "surcodage".

Voilà pour les connexions communes à tous les modes de fonctionnement du MM 57410, qui en possède quatre : deux en émission et deux en réception, ce qui ne correspond en fait qu'à deux cas d'utilisation possibles :

- mode "TXH" à l'émission et mode "RXH" à la réception, offrant un seul canal de télécommande avec 59049 codes possibles,
- mode "TXL" à l'émission et mode "RXL" à la réception, offrant quatre canaux indépendants, mais un maximum de 6561 codes différents (le MM 53200 étant limité à 4096).

C'est la broche "MOD" (broche 18) qui fixe le mode de fonctionnement, selon les modalités définies à la **figure 4** : on notera qu'en mode RXL, trois branche-

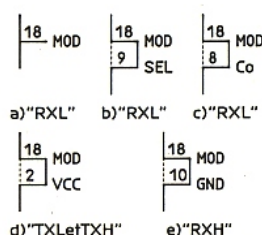


Figure 4

ments sont possibles, avec le même résultat ; en effet, nous verrons que cette broche peut en même temps faire office d'entrée de codage.

Quel que soit le mode de fonctionnement, sept broches servent exclusivement au codage : SL0 à SL6 (voir **figure 1**). Pou-

vant être reliées à la masse, à la ligne d'alimentation, ou laissées en l'air, elles déterminent déjà 2187 combinaisons possibles (trois à la puissance sept), ce qui est souvent suffisant.

Pour aller plus loin, il faut utiliser des broches supplémentaires, dites "multifonctionnelles" : MF1 à MF3 en mode TXH ou RXH, MF1 en mode TXL, et MOD en mode RXL.

Cependant, ces broches ne peuvent être reliées au positif de l'alimentation en tant que niveau haut ; on utilise à la place la broche SEL (broche 9), à travers une diode.

De plus, la broche MOD ne peut être portée au niveau bas par simple mise à la masse : il faut la relier à la broche Co.

Le tableau de la **figure 5** résume ces différentes possibilités, dont

	Codeur	Décodeur
Mode	TXL	RXL
SL 7-pin	MF 1	MOD
Correspondance du Code	à Gnd	à Co
	ouvert	ouvert
	à SEL	à SEL

Figure 5

il est souvent plus simple de se passer si un nombre de possibilités de codage plus modeste peut être considéré comme suffisant.

Tout cela étant posé, il devient facile de bien comprendre le fonctionnement des deux schémas d'application de base.

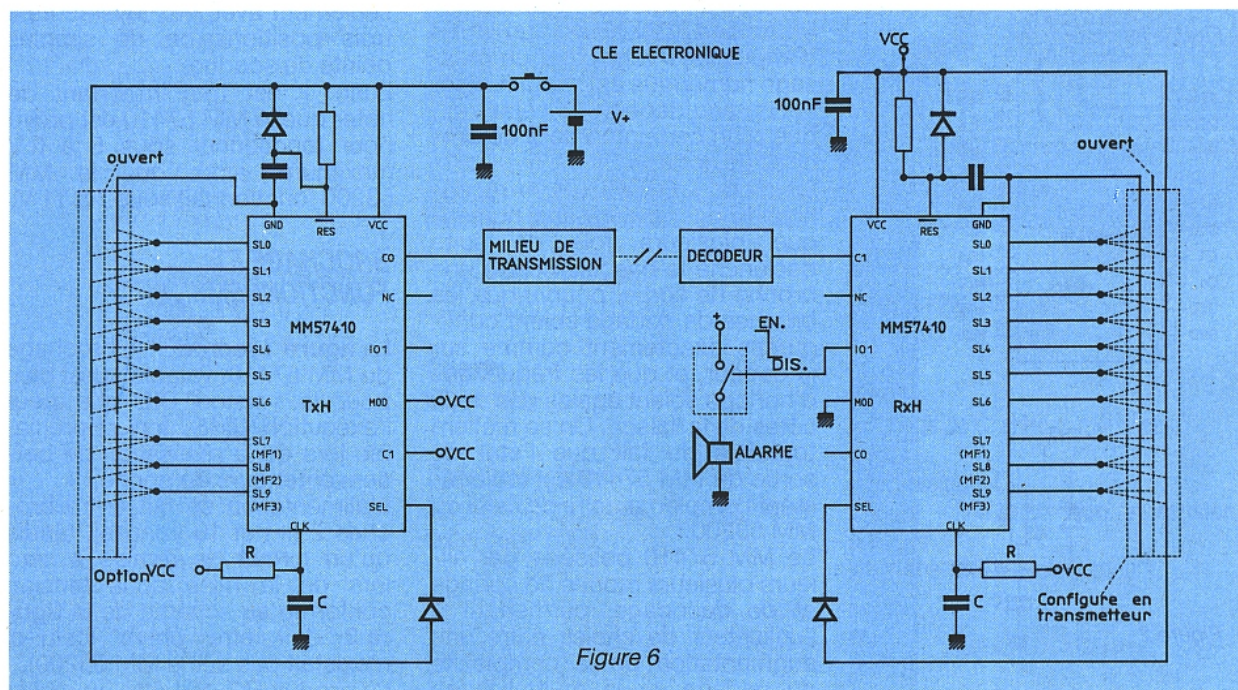
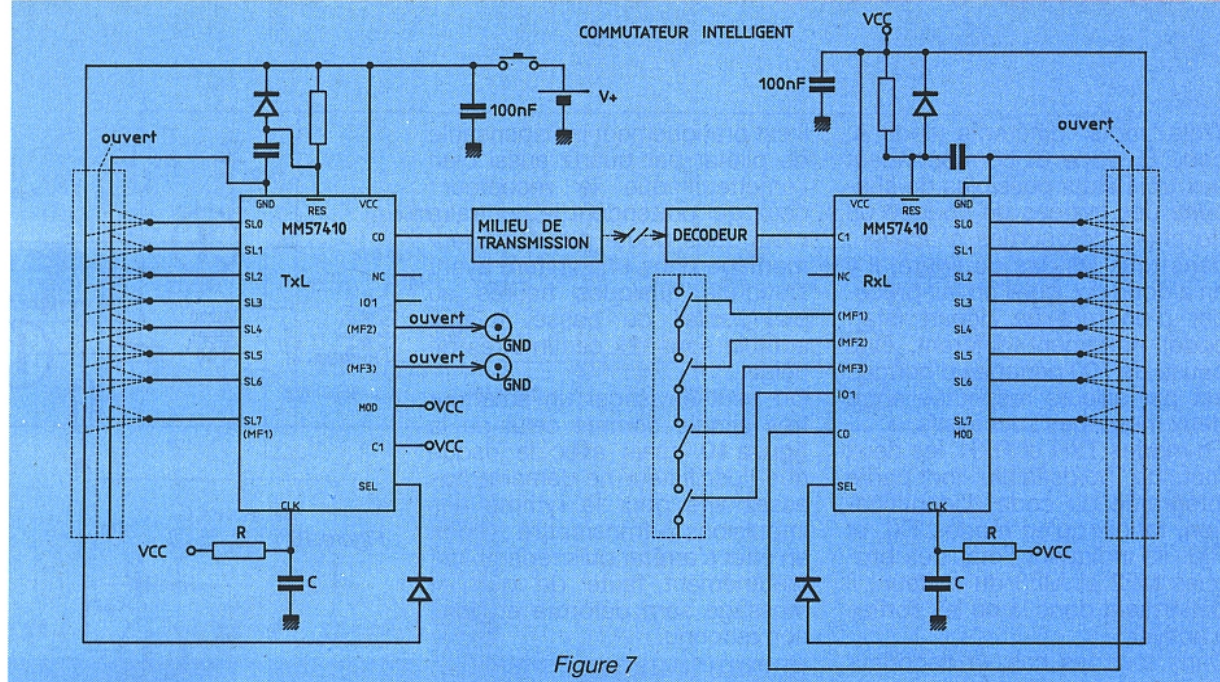


Figure 6



Schémas d'évaluation, devrions nous plutôt écrire, puisque l'établissement de la liaison est laissé à la discrétion de l'utilisateur ; à la limite, un simple fil reliant la broche C_0 du codeur à la broche C_1 du décodeur fera l'affaire, pourvu que la masse soit commune.

Tout l'art du concepteur d'applications consistera à mettre au point un système de transmission aussi "transparent" aux messages numériques que ce simple fil !

Le schéma de la **figure 6** permet d'acheminer un ordre unique, en exploitant les modes TXH et RXH ; le codeur démarre dès sa mise sous tension, tandis que la broche 14 du décodeur (IO₁) ne passera au niveau haut qu'après réception d'un nombre suffisant de messages consécutifs correspondant à l'état de ses broches de codage. Elle reviendra à niveau bas dès que la transmission cessera, ou en cas de

réception de messages erronés. L'application typique est la "serrure électronique" : ouverture de portails, par exemple.

Le schéma de la **figure 7** est plus riche de possibilités, puisqu'il permet de piloter jusqu'à quatre sorties indépendantes : au niveau du codeur, on choisit la voie à activer au moyen de deux entrées pouvant être soit mises à la masse, soit laissées en l'air, conformément au

tableau de correspondance de la **figure 8**.

Cette disposition offre de multiples opportunités en matière de télécommande : modèles, jouets, équipements industriels ou domestiques, systèmes d'alarme, etc.

Terminons cette prise de contact avec le MM 57410 en détaillant à la **figure 9**, le contenu du message numérique véhiculant les ordres de télécommande.

Mode 2 TXL		Mode 1 RXL			
STATUT		STATUT			
MF2	MF3	MF1	MF2	MF3	IO1
0	0	1	0	0	0
0	ouvert	0	1	0	0
ouvert	0	0	0	1	0
ouvert	ouvert	0	0	0	1

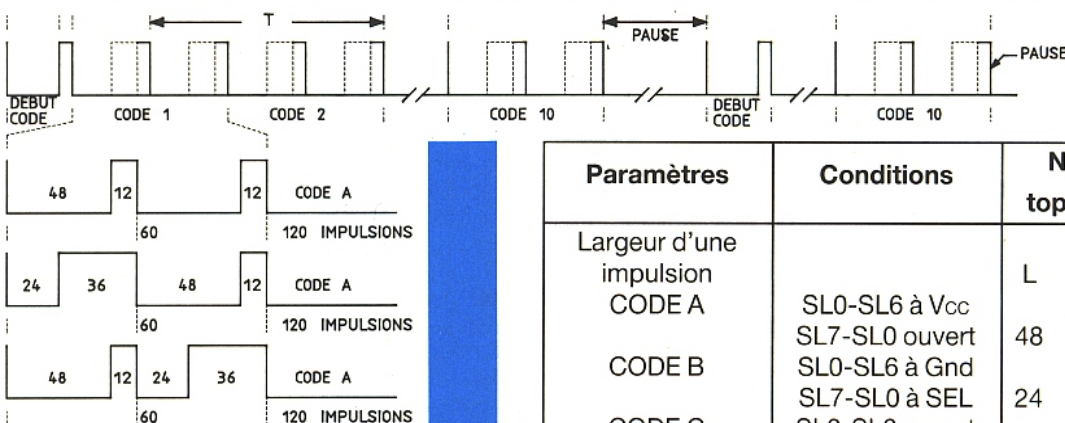


Figure 9

Paramètres	Conditions	Nombre de tops d'horloge			
Largeur d'une impulsion CODE A	SL0-SL6 à V _{CC}	L	M	L	M
CODE B	SL7-SL0 ouvert SL0-SL6 à Gnd	48	12	48	12
CODE C	SL7-SL0 à SEL SL0-SL6 ouvert	24	12	48	12
CODE DE DÉPART	SL7-SL0 à GND	48	12	24	36
				48	12
	T	120			
SÉQUENCE D'IMPULSION TEMPS DE PAUSE	Entre deux séquences	1260 700			

Trois "mots" différents (code A, code B, code C) correspondent aux trois états possibles de chacune des entrées de codage ou de choix des sorties à activer ; dans tous les cas de figure, il y en a donc dix, que l'on fait précéder d'un mot de départ (start code) nettement différent. Une pause de 700 périodes d'horloge est par ailleurs respectée entre deux messages successifs.

En modes TXH et RXH, les deux mots de "poids faible" font partie intégrante du code d'identification, tandis qu'en modes TXL et RXL ils indiquent l'état des broches MF2 et MF3 du codeur ; il définissent donc la ou les sorties à activer.

Dans tous les cas, le décodeur attend de recevoir quatre messages identiques consécutifs pour agir, et il maintiendra son état de sortie tant qu'il arrivera à reconnaître au moins un message correct parmi 4 x 2 messages consécutifs. S'il n'y arrive pas, une pause de 60 000 périodes d'horloge sera respectée, soit plus d'une seconde ; cela accroît la sécurité du système et rend pratiquement impossible son "piratage" par essais successifs de tous les codes possibles (il faudrait plus de 24 heures, contre une bonne heure avec le MM 53200).

Ne perdons cependant pas de vue que si la fréquence radio est connue, il reste facile de "lire" le code à l'aide d'un oscilloscope à mémoire et d'un magnétophone associé à un récepteur adéquat ; il ne faut donc pas hésiter à changer de code très souvent si un haut degré de sécurité est exigé.

EXEMPLES D'APPLICATIONS

Considérant ce qui vient d'être expliqué, le développement d'applications revient surtout à mettre en œuvre un système de transmission des messages numériques dans de bonnes conditions : par infrarouges ou ultrasons à courte distance (quelques mètres), par radio à moyenne distance (quelques dizaines à quelques centaines de mètres), voire par téléphone sans limitation de distance.

Nous ne ferons pas l'injure à nos lecteurs de leur expliquer comment commander un relais ou un triac à partir du niveau positif (CMOS) disponible en sortie du décodeur !

Liaison par radio

Pour obtenir une fiabilité satisfaisante dans toutes les conditions,

il est pratiquement indispensable de piloter par quartz aussi bien l'émetteur que le récepteur ; ceux qui prétendent le contraire n'ont sans doute pas testé leur montage dans une voiture ayant stationné quelques heures au plein soleil ou passé la nuit enfouie sous dix centimètres de neige...

On peut envisager un émetteur très simple comme celui de la **figure 10**, mais avec le risque que l'oscillateur ne démarre pas assez vite pour le rythme des impulsions à transmettre ; il doit en effet s'arrêter puis repartir instantanément faute de quoi le message sera déformé et donc non reconnu.

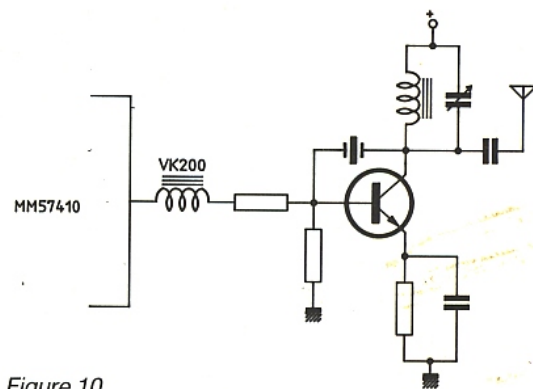


Figure 10

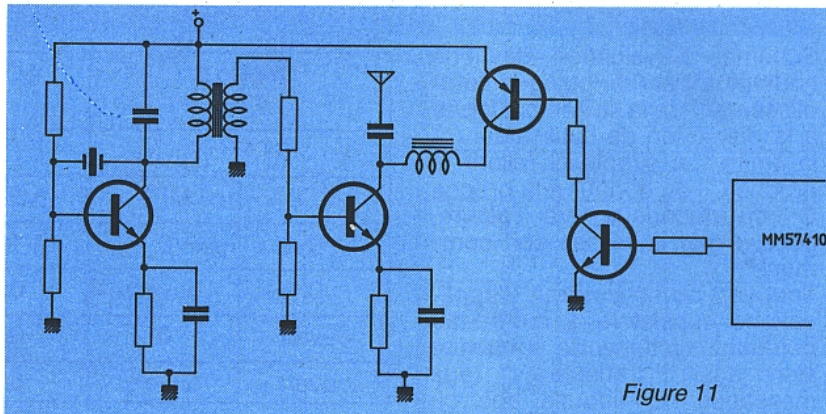


Figure 11

La qualité du quartz et du bobinage est déterminante, bien que pas toujours facile à maîtriser.

La version "renforcée" de la **figure 11** semble bien préférable ; l'oscillateur fonctionne en continu, et seul l'étage de puissance est modulé par tout ou rien. La puissance émise peut facilement être déterminée par le choix des valeurs de résistances, de l'antenne, et de la tension d'alimentation.

La plupart du temps, les circuits d'émission fonctionnant sous 9 ou 12 V, un stabilisateur à diode zener devra être prévu pour alimenter le MM 57410 sous 5 à 6 V.

Les fréquences de la bande des 27 MHz conviennent à la majorité des applications, mais il est très possible d'opérer aussi vers 40 ou 50 MHz.

Côté réception, la technique du superhétérodyne est pratiquement la seule à pouvoir donner entière satisfaction, surtout dans une bande de fréquences aussi encombrée ; il faut donc un changeur de fréquence muni d'un oscillateur à quartz décalé de 455 kHz par rapport à la fréquence à recevoir, puis un amplificateur-détecteur de modulation d'amplitude opérant sur cette "moyenne fréquence" de 455 kHz.

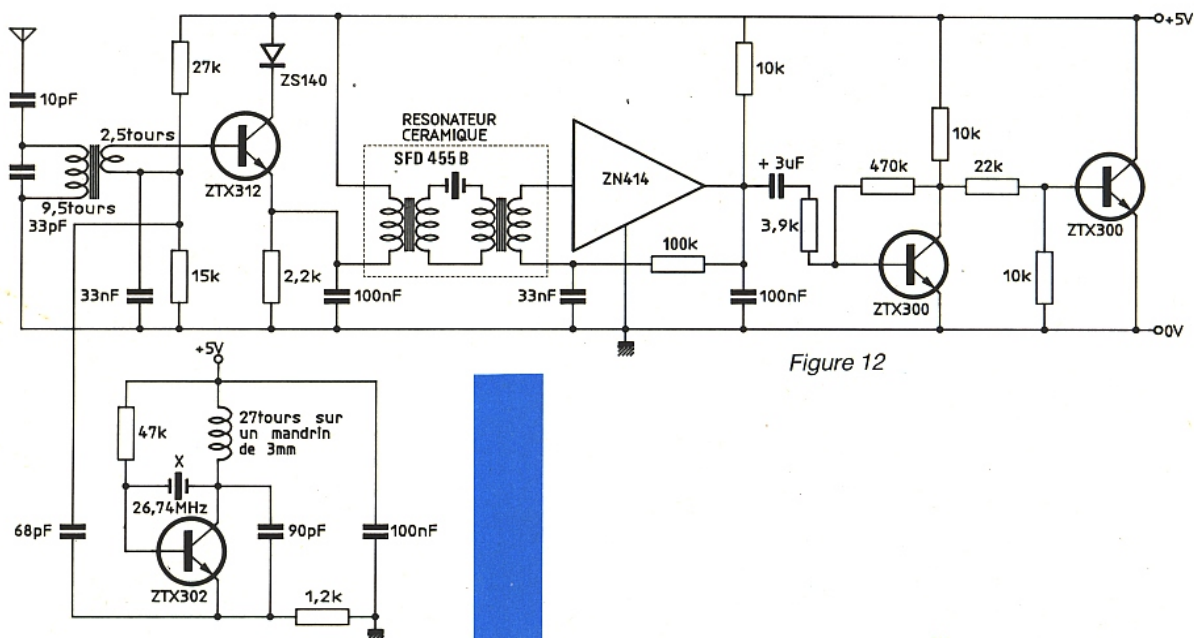


Figure 12

Il est fondamental que le démodulateur délivre des signaux parfaitement mis en forme, afin que le décodeur soit attaqué par un message pratiquement identique à celui du codeur. Cela suppose une conception très différente de celle d'un récepteur de trafic ou de radiodiffusion.

Les figures 12 et 13 reproduisent deux schémas proposés par PLESSEY, spécialiste réputé en matière de composants pour la réception radio ; on pourra s'en inspirer pour réaliser un montage parfaitement adapté au problème spécifique à résoudre.

Liaison secteur

L'emploi des fils du secteur pour les transmissions de toutes sortes est de plus en plus apprécié, et convient très bien au MM 57410.

La solution évidente consiste à utiliser le LM 1893, du même fabricant (NS), et pouvant lui aussi servir aussi bien d'émetteur que de récepteur. La figure 14 reproduit un schéma très classique pouvant être utilisé en toute confiance, à condition de ne pas chercher à alimenter le montage sous moins de 18 V (24 est même préférable).

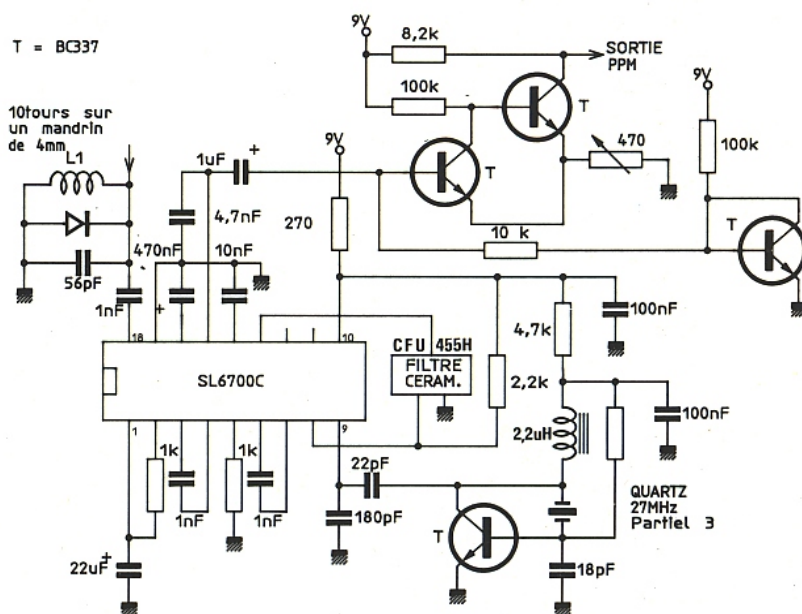


Figure 13

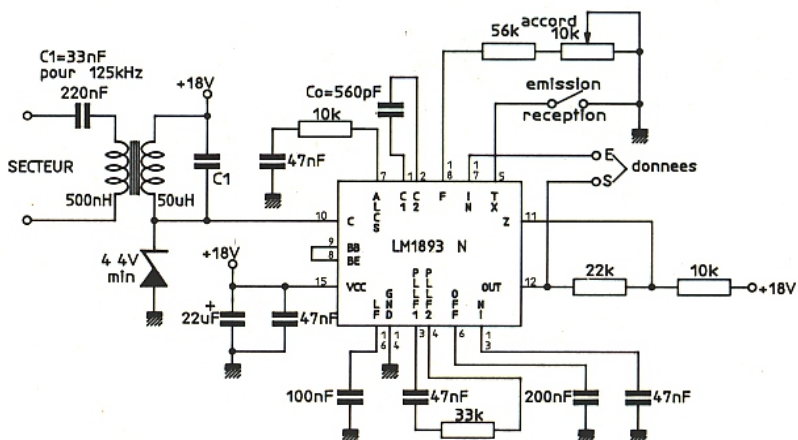


Figure 14

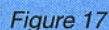
Initialement prévus pour fonctionner en liaison avec un codeur-décodeur différent, ils pourront nécessiter quelques adaptations mais semblent intéressants, notamment en raison de l'utilisation d'un étage de sortie à MOS de puissance laissant présager une portée confortable.

Ces techniques parfaitement rodées n'appellent guère de commentaires particuliers, car les schémas déjà publiés pour le MM 53200 sont directement applicables au MM 57410. On tiendra simplement compte de la polarité inverse de la sortie du décodeur, et de la tension d'alimentation différente.



La plupart des applications courantes exploitent une transmission en "bande de base", par modulation tout ou rien d'une porteuse HF ou d'un rayonnement infrarouge. Pour opérer à très grande distance, il faut recourir au réseau téléphonique ou à des voies radio prévues pour acheminer de la parole (CB, radiotéléphone privé, talkie-walkie, etc).

Des modems simplifiés peuvent éventuellement même être réalisés en utilisant un XR 2206 à l'émission (**figure 17**) et un XR 2211 à la réception (**figure 18**).



Les multimètres Beckman DM 95 et DM 97

Ces deux multimètres de poing sont issus d'une toute nouvelle série d'appareils de 4 000 points conçus pour une utilisation universelle.

La filiale instrumentation du puissant groupe Emerson Electric vise, dans une gamme de prix inférieurs à 1 500 F, un très large public avec ces appareils dotés de nombreuses possibilités.

Avec le DM 97 on a accès aux mesures de : tensions et intensités continues et alternatives, résistances, capacités, fréquences et aux tests de continuité et de jonctions PN.

Équipés d'un afficheur à cristaux liquides grand format à haut contraste, les Beckman n'échappent pas à la mode actuelle — justifiée — qui consiste à allier la résolution de l'affichage numérique à la rapidité de réponse d'un bargraph. Les tendances d'évolution de la grandeur mesurée sont de la sorte plus facilement mises en évidence.



PRÉSENTATION GÉNÉRALE

L'électronique des DM 95 et 97 est insérée dans un boîtier plastique gris mat offrant une grande résistance aux chocs et une bonne protection électrique. Conformés aux exigences IEC 348, ils sont munis de cordons de mesure s'enfichant profondément dans le corps de l'appareil, interdisant de la sorte tout contact accidentel au niveau des branchements.

Comme nous l'avons évoqué, il s'agit de 4 000 points de mesure — ou "3 digits 3/4" — à commutation automatique de gamme (autoranging). La commutation automatique peut facilement être débrayée pour passer en mode

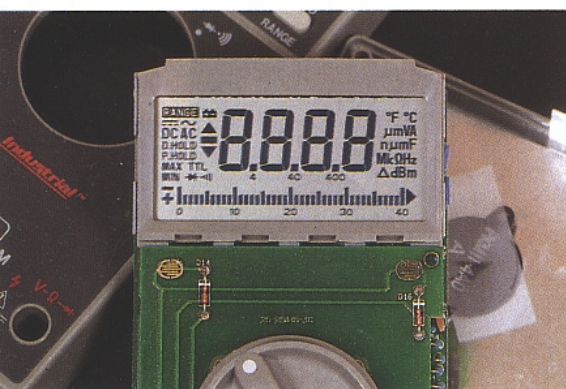
manual grâce à une touche bistable présente en-dessous de l'afficheur. La commutation continu-alternatif sur les positions tension et intensité s'effectue de même par une touche située sur la même ligne. Autrement, les grandeurs aussi que la position marche-arrêt sont sélectionnées par un unique rotacteur circulaire, ce qui à notre avis est beaucoup plus ergonomique que la sélection par poussoirs.

Signalons que dans cette série existe aussi une version baptisée DM 93, beaucoup plus dépouillée que les deux autres, mais reprenant les mêmes concepts et la même électronique de base. Un des points forts de ces multimètres, destinés avant tout aux mesures et vérifications "tous

terrains" réside dans l'affichage. Outre le fait qu'on dispose d'un afficheur 4 000 points grand format numérique, celui-ci est relayé par un bargraph quarante points "rafraichit" vingt fois par seconde, la cadence d'acquisition sur le numérique n'étant que de deux mesures par seconde pour une plus grande précision mais aussi pour éviter les fluctuations intempestives des deux derniers digits. De plus, comme en témoigne la photo prise à la mise sous tension, les Beckman disposent d'une signalétique très complète, renseignant d'un coup d'œil l'utilisateur sur la mesure en cours.

L'afficheur indique :

- La polarité (en analogique et en numérique).
- La surcharge (en analogique et en numérique).
- Une tension batterie insuffisante (< 7 V).
- Les calibres et grandeurs sélectionnés avec les unités.
- La position auto-manuel.
- Le maintien (Hold) ou la crête (peak).
- L'enregistrement des extrema (DM 97 uniquement) en position min./max.



Pour plus de clarté nous avons réuni au sein de deux tableaux les différences entre les modèles DM 95 et 97 ainsi que leurs caractéristiques électriques sur les grandeurs suivantes : tensions et intensités continues et alternatives, résistances.

Mais les DM 95 et 97 permettent les mesures de capacités jusqu'à 40 000 μ F avec une résolution de 1 pF sur le plus petit calibre (4 nF), la précision étant de $5\% \pm 5$ digits sur les deux gammes extrêmes et de $2\% \pm 4$ digits sur les intermédiaires.

Le DM 97 peut-être exploité en fréquences entre 20 Hz et 400 kHz avec une sensibilité de 200 mV et une précision de $0,02\% \pm 1$ digit sur les calibres 4, 40, 400 kHz.

Tensions continues et alternatives

	DM 95	DM 97
calibres	400 mV, 4, 40, 400, 1 000 V DC/750 V AC	
précision en DC	$0,5\% L \pm 1$ U.R.	$0,3\% L \pm 1$ U.R.
précision en AC	$1,5\% L \pm 4$ U.R. de 45 Hz à 400 Hz	$1\% L \pm 1$ U.R. de 40 Hz à 500 Hz
Impédance d'entrée	10 M Ω	10 M Ω
protections	calibre 400 mV : 500 V DC/ 350 V AC autres calibres : 1 200 V DC/850 V AC	
Résolution	100 μ V	100 μ V

Intensités continues et alternatives

	DM 95	DM 97
calibres	400, 4 000 μ A, 40, 400 mA, 10 A	
précision en DC	calibre 10 A : $2\% L \pm 3$ U.R. autres calibres : $1,5\% L \pm 2$ U.R.	calibre 10 A : $1,5\% L \pm 3$ U.R. autres calibres : $1,5\% L \pm 2$ U.R.
précision en AC	calibre 10 A : $2,5\% L \pm 4$ U.R. autres calibres : $2\% L \pm 3$ U.R.	calibre 10 A : $2\% L \pm 4$ U.R. autres calibres : $2\% L \pm 4$ U.R.
chute de tension aux bornes	calibre 10 A : 0,2 V calibres 400 μ A/40 mA : 0,3 V max. calibres 4 000 μ A/400 mA : 2,7 V max.	
protection	fusible 630 mA/250 V (calibre 10 A non protégé)	
résolution	10 nA	10 nA

Résistances

	DM 95	DM 97
calibres	400 Ω , 4, 40, 400 k Ω , 4, 40 M Ω	
précision		
calibre 400 Ω	$1,5\% L \pm 2$ U.R.	$0,3\% L \pm 2$ U.R.
calibre 4 M Ω	$1\% L \pm 1$ U.R.	$0,5\% L \pm 1$ U.R.
calibre 40 M Ω	$3\% L \pm 5$ U.R.	$2,5\% L \pm 2$ U.R.
autres calibres	$1\% L \pm 1$ U.R.	$0,3\% L \pm 1$ U.R.
Protection	500 V DC/AC RMS pour tous les calibres	
tension de test	3,3 V sur le calibre 400 Ω 1,25 V sur les autres calibres	

Le DM 95 quant à lui dispose d'une entrée TTL. L'afficheur dans ce cas représente un niveau haut ou bas par les symboles $\blacktriangle$ $\blacktriangledown$. Ces niveaux sont bien sûr aux normes TTL :
niveau "1" : $2,3\text{ V} \pm 0,2\text{ V}$
niveau "0" : $0,8\text{ V} \pm 0,2\text{ V}$
mais l'impédance d'entrée est toujours 10 M Ω .

Une position notée "mV" sur le rotacteur donne un accès direct au calibre 400 mV DC ou AC, de façon à pouvoir connecter de nombreux accessoires et particulièrement des adaptateurs de mesures. On peut de la sorte accroître les possibilités en ayant accès aux mesures d'une quantité de grandeurs physiques avec des sous-ensembles appropriés. La vérification des fonctions s'effectue sous une intensité de test

	DM 95	DM 97
Capacimètre	•	•
Testeur logique T.T.L.	•	
Fréquence-mètre		•
MIN./MAX.		•
Data Hold/ Peak Hold	•	•

Les différences entre DM 95 et DM 97.

de 1 mA (position diode). En direct, on affiche donc une tension, et inverse on doit avoir l'indication OL (overload) sur l'affichage, sans quoi la diode ou la fonction n'est pas bonne. Pour des diodes de redressement de forte intensité, on ne perdra pas de vue qu'il s'agit juste d'une indication et pas d'une mesure de la tension de sortie de coude, l'intensité de test restant dans ce cas beaucoup trop faible. Enfin les deux appareils effectuent le test de continuité sur la même position du rotacteur. Outre les rapides indications du bargraph, un buzzer (beeper) à deux tons renseigne rapidement l'utilisateur.

LE SCHÉMA ET LA RÉALISATION

L'architecture des DM 95, 97 s'articule autour d'un circuit MAXIM, MAX 133 (U₃) comme en témoigne la partie du schéma total que nous publions.

Il s'agit d'un circuit spécialement développé pour les multimètres et indicateurs de tableau de 4 000 points qui regroupe, sur une puce à haute intégration en technologie CMOS, un grand

nombre de fonctionnalités que nous allons détailler plus loin.

Conjointement avec un microcontrôleur spécialisé 4 bits, un Hitachi dans les modèles Beckman, on peut réaliser un appareil autoranging doté des possibilités maintien, mémorisation d'extrema, linéarisation de thermocouple, affichage des dépassements et des unités etc. Le microcontrôleur gère l'afficheur LCD ce que le MAX 133 n'inclut pas sur le chip.

C'est aussi le microcontrôleur qui gouverne les opérations de correction d'offset, d'échelle et les commandes de corrections de zéro.

Le MAX 133 intègre par contre le convertisseur analogique-numérique dont le temps de conversion vaut 50 ms, les commutateurs de calibres, donc seuls les atténuateurs RC sont externes.

Sa résolution est de 40 000 points pour une précision intrinsèque de 0,025 % ! Avec une résolution de 5 μ V et un courant consommé en mode actif de seulement 100 μ A, il s'agit vraiment d'un circuit dédié aux multimètres portatifs.

Il intègre en outre le circuit de commande du transducteur pié-

zoélectrique, un filtre actif destiné à rejeter entre autres les parasites du multiplexage de l'affichage, ainsi que les alimentations tant numérique qu'analogique. La détection de tension basse d'alimentation est aussi interne au MAX 133 de même que la circuiterie d'ohmmètre. Comme on le constate il ne réclame que peu de composants actifs externes.

La base de temps générale nécessite un quartz de 32,768 kHz, l'oscillateur proprement dit étant lui aussi incorporé au dispositif. Les DM 95, 97 ne sont pas des appareils valeur efficace vraie en alternatif. Le redresseur "parfait" suivi de son filtrage, est réalisé autour du double ampli-opérationnel U_{4A} et U_{4B} associé aux diodes D₁, D₂ et aux passifs périphériques.

Le MAX 133 pourrait quant à lui tout aussi bien être interfacé avec un convertisseur RMS.

De la sorte on mesure en fait la valeur moyenne du signal en affichant la valeur efficace sur un signal sinusoïdal grâce à un coefficient correctif (1,11) obtenu par le gain global du circuit redresseur.

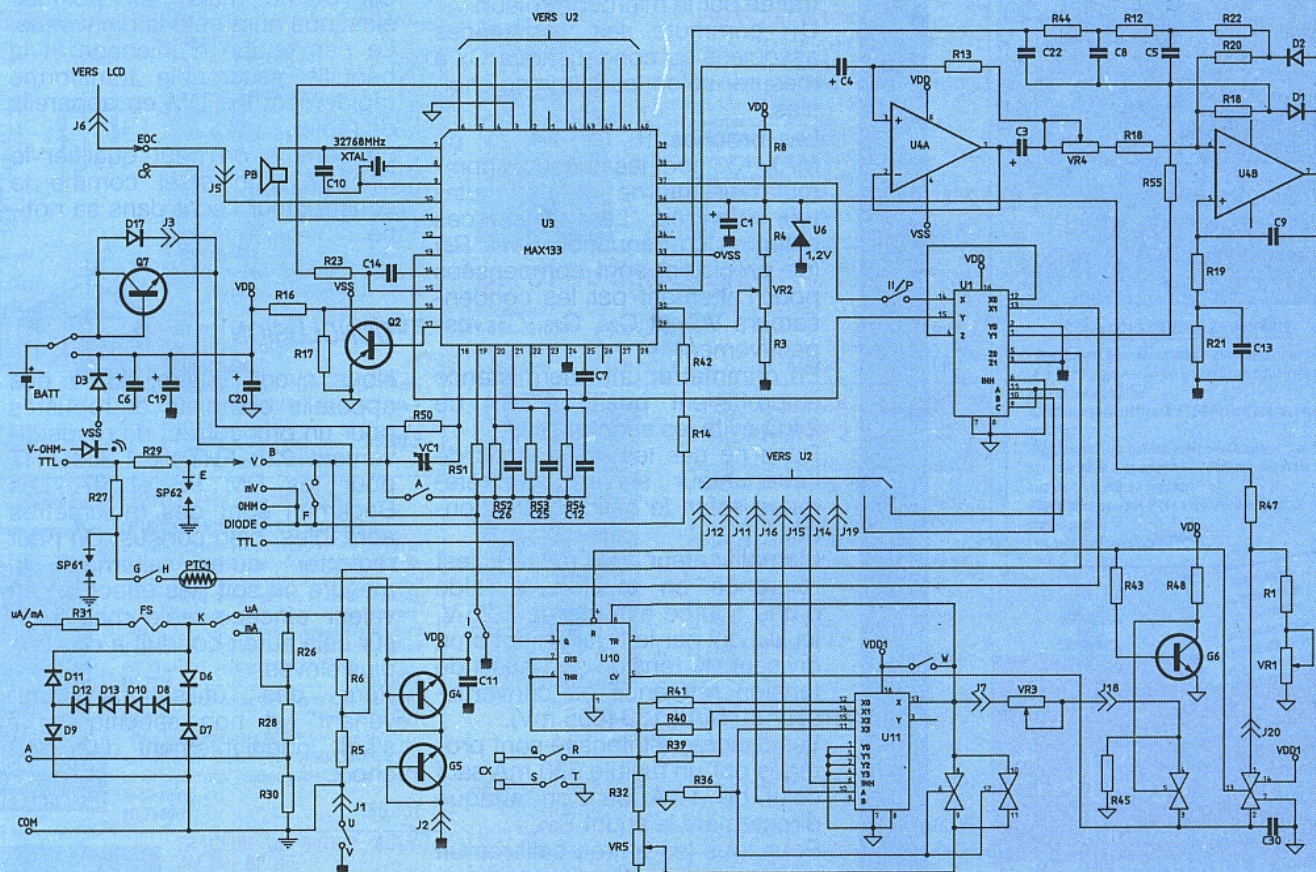
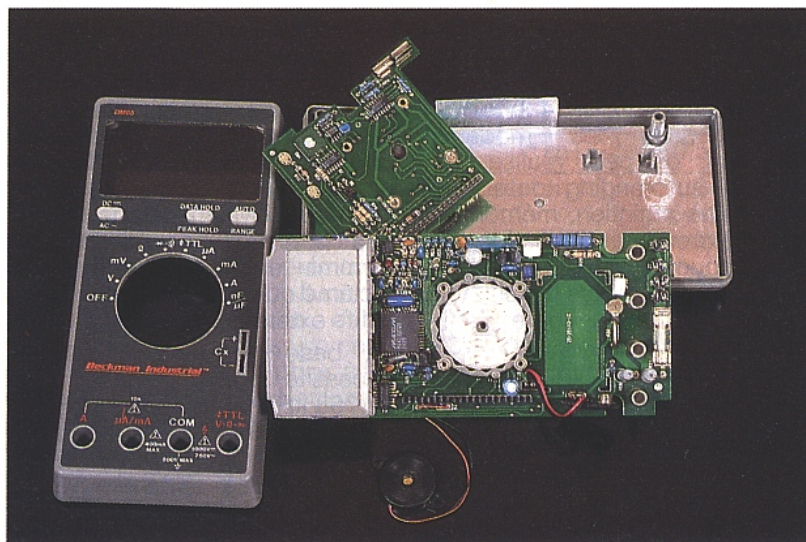


Schéma partiel du DM 95.



U_{10} est un 555 qui avec le multiplexeur analogique U_{11} et les commutateurs CMOS U_9 réalise la fonction capacimètre. Le schéma partiel (U_2 qui ne figure pas étant le microcontrôleur) est celui du modèle 95. Le DM 97 dispose d'un oscillateur à portes CMOS et d'un autre circuit de commutation dédiés à la fonction fréquencemètre.

En capacimètre on réalise simplement une conversion capacité/fréquence à l'aide du 555 configuré en astable. La fréquence obtenue est directement traitée par le microcontrôleur.

U_{11} commute les résistances associées au condensateur C_x à mesurer selon les gammes choisies.

Les broches 18, 19, 20, 21, du MAX 133 sont les accès au commutateur interne de l'atténuateur d'entrée. Les résistances externes d'atténuation R_{50} à R_{54} (de précision) sont compensées pour l'alternatif par les condensateurs VC_1 et C_{26} , C_{25} , C_{16} respectivement.

En ohmmètre, une thermistance à coefficient positif (PTC₁) de 2 k Ω évite les surintensités.

Dans ce cas les résistances de l'atténuateur servent de référence selon le calibre sélectionné.

L'amplificateur de mesure est référencé en tension à l'aide d'une source externe de 1,25 V, ici U_6 , qui par le truchement d'un diviseur de tension sert aussi de tension référence au convertisseur du MAX 133 (655 mV).

Les calibres d'intensité sont protégés par un fusible 630 mA sauf celui de 10 A où l'on attaque directement le shunt R_{30} .

Pour tous les autres calibres une protection des shunts par écretage est effectuée à l'aide des diodes de limitation D_6 à D_{12} .

Sur les entrées ohmmètre et volt-mètre des limiteurs (SP₆₁, SP₆₂) rejettent les tensions excessives.

Au plan de la réalisation, les DM 95 et 97 mettent en œuvre deux platines imprimées de haute qualité et font appel à des circuits intégrés en version CMS (montage en surface).

La réalisation d'ensemble est soignée et le constructeur a fait appel à des composants de qualité là où il se doit. Rien à redire.

UTILISATION

Les DM 95 et 97 se révèlent d'un usage agréable en exploitation. Cela tient principalement à la commutation automatique des gammes et à l'unique rotacteur central.

Les touches bistables disposées en ligne sous l'afficheur sont pratiques. Notons aussi la signalétique très claire et complète qui épaulé l'affichage double numérique-analogique.

Des accès faciles par douilles pour les cordons de sécurité et par lumières dotées de lamelles pour les condensateurs concourent aussi à ce sentiment de facilité d'emploi qu'on ressent en manipulant l'appareil. Au plan "mécanique", la prise en main est bonne mais une poignée élastique aurait été la bienvenue. Le pan coupé d'affichage et la béquille escamable transforme rapidement les DM en appareils de table.

En somme on peut qualifier le DM 97 d'universel comme le constructeur l'écrit dans sa notice.

CONCLUSION

Nous avons affaire, ici, à des appareils complets et robustes pour un prix correct de respectivement 923 FHT et 1 269 FHT pour les DM 95 et 97. Les Beckman sont des multimètres agréables, bien conçus. On peut regretter qu'en alternatif la mesure ne soit pas effectuée en valeur efficace vraie mais bien sûr cela aurait conduit à des prix plus élevés.

Pour des utilisations "tout venant" et non spécifiques, il s'agit indéniablement d'un bon choix.



A l'épreuve du futur Le Pace SS 3 000

Premier d'une nouvelle génération de récepteurs satellite PACE, le SS 3 000 conçu pour Astra peut également recevoir aussi bien Télécom qu'ECS ou Intelsat. Une des innovations principales est l'utilisation de l'affichage écran pour simplifier l'installation et permettre une utilisation plus simple pour le téléspectateur.

Numéro du canal, polarité, fréquence, contraste, audio-fréquence et information décodeur, tous ces éléments sont affichés, et peuvent être facilement ajustés directement depuis la télécommande. Pour simplifier la mise au point, tous les canaux et fréquences Astra sont programmés à l'usine, mais ils peuvent être modifiés par l'utilisateur selon le cas.

Une autre caractéristique importante est le fonctionnement avec un seul câble pour la réception d'Astra. La commande du polariseur se fait par le câble d'antenne.

Le PACE bénéficie d'une sortie UHF et d'une sortie Péritel. Une entrée Péritel est prévue pour l'utilisation d'un décodeur.

- 32 canaux.
- Commande à distance infra-rouge.
- Affichages écran.
- Bouclage UHF.
- Débranchement sonore.
- Générateur de mire électronique.
- Interface directe avec polarisateur magnétique.
- Prise TV "Péritel".
- Prise "Péritel" pour décodeur Chaîne Sky.
- Bouclage programmable par audio-vidéo.
- Contraste et polarité ajustables par logiciel pour chaque canal.
- Bande de base de modulation (MAC & PAL) ajustable par logiciel par canal.

Pour connaître votre plus proche revendeur, contactez-nous dès aujourd'hui :

TELECIEL
1, chemin du Plateau 69570 DARDILLY

Tél. : 78.47.45.45
Fax : 78.43.20.90

