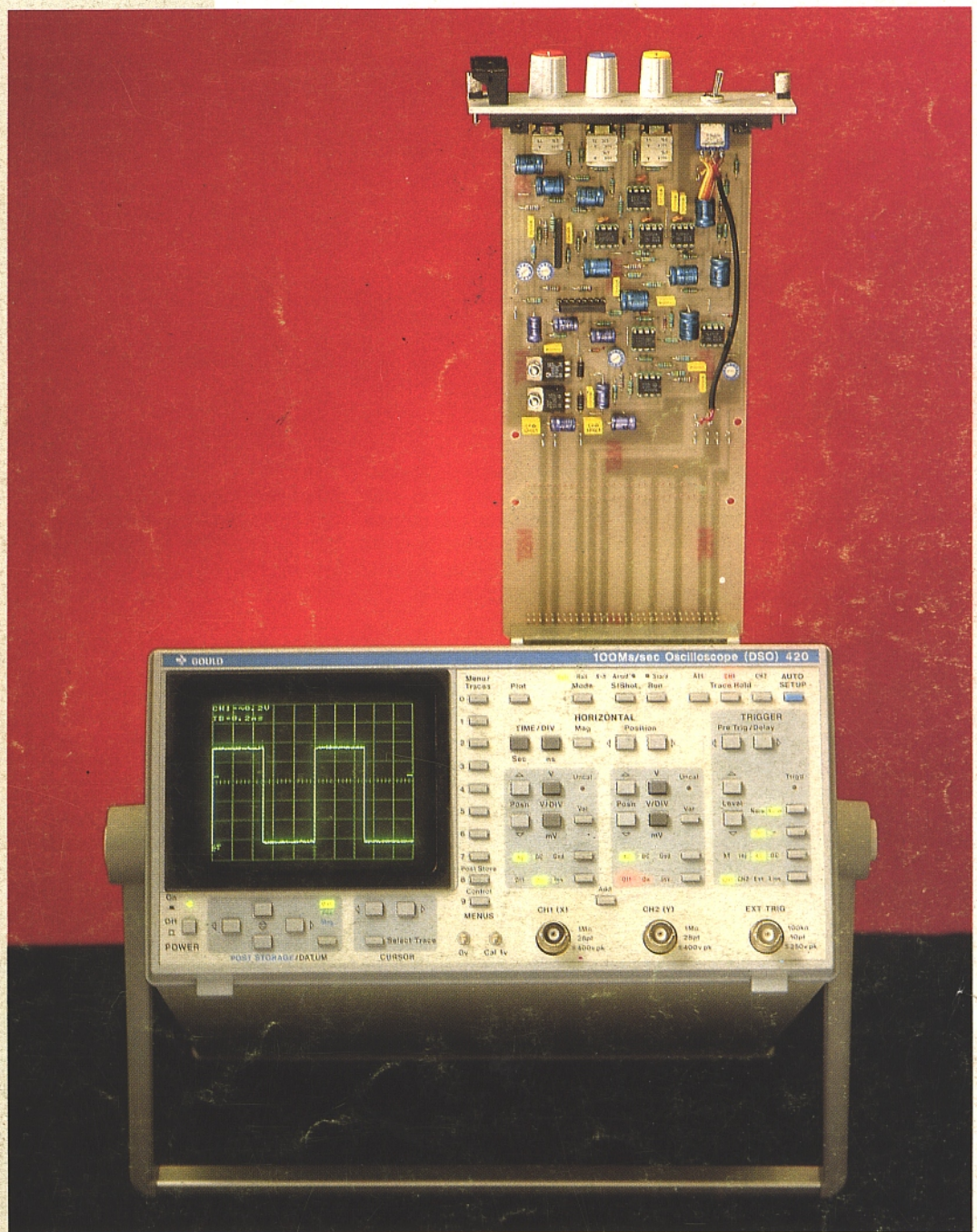


RADIO PLANS

APPLICATIONS DU COMPTEUR-FRÉQUENCEMÈTRE ICL 7226
AUDIO PRO : UN SUPPESSEUR DE SIFFLANTES
FIABILITÉ DU MONTAGE DES TRANSISTORS DE PUISSANCE
LES SONDES ACTIVES : CARACTÉRISTIQUES ET APPLICATIONS
OSCILLOSCOPIE NUMÉRIQUE : LA SÉRIE GOULD 400
GUIDE DES SATELLITES DE RADIOTÉLÉDIFFUSION 1990
FINDER : RÉPERTOIRE DE COMPOSANTS SUR PC



T 2438 - 508 - 22,00 F



3792438022002 05080

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 230472F - Télécopie : 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHERA
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 FIGHERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER
Directeur des ventes : Joël PETAUTON
Abonnements : Odette LESAUVAGE
Service des abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif

« spécial abonnement » page 81.

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 67 100 exemplaires

Dépot légal mars 90 - Éditeur 1605 -

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 Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

25 De-esser : un supprimeur de siffantes

61 Conception d'un baro-altimètre

MONTAGES

34 Un chargeur optimal pour batteries 6F22

47 Une télécommande codée sur 27 MHz

CIRCUITS D'APPLICATIONS

9 Le synthétiseur FUJITSU MB 1504

39 Applications de l'ICL 7226

MESURE ET INSTRUMENTATION

16 L'oscilloscope à mémoire numérique et l'enseignement

19 Les oscilloscopes GOULD série 400

75 Les sondes actives

TECHNIQUE

69 Le montage fiable des transistors de puissance

COMMUNICATIONS

53 Le système NAVSTAR-GPS

57 Répertoire 90 des satellites de radio-télé-diffusion

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

49 Les LED en CMS

INFOS

78 Le logiciel FINDER de MARLIN SOFTWARE

80 Le μ P 32 bits 68040 MOTOROLA
Nouveaux modulateurs TV Sider-Ondyné

82 Le micro- ϵ 286, MITSUMI, un AT sur une carte

Interrupteurs optiques QUINTEL

83 Oscilloscopes numériques PM 3355 et PM 3375 PHILIPS

Résistance ajustable CMS Citec

84 Optocoupleurs rapides HP

Des entretoises en ryton chez ACCEL

85 Simulateurs de perturbations CONVERGY

86 Convertisseurs DC-DC Newport Components

Des MOSFET en CMS chez SUPERTEX

La connectique et LUMBERG

87 Logiciels pour analyseurs SNA WANDEL & GOLTERMANN

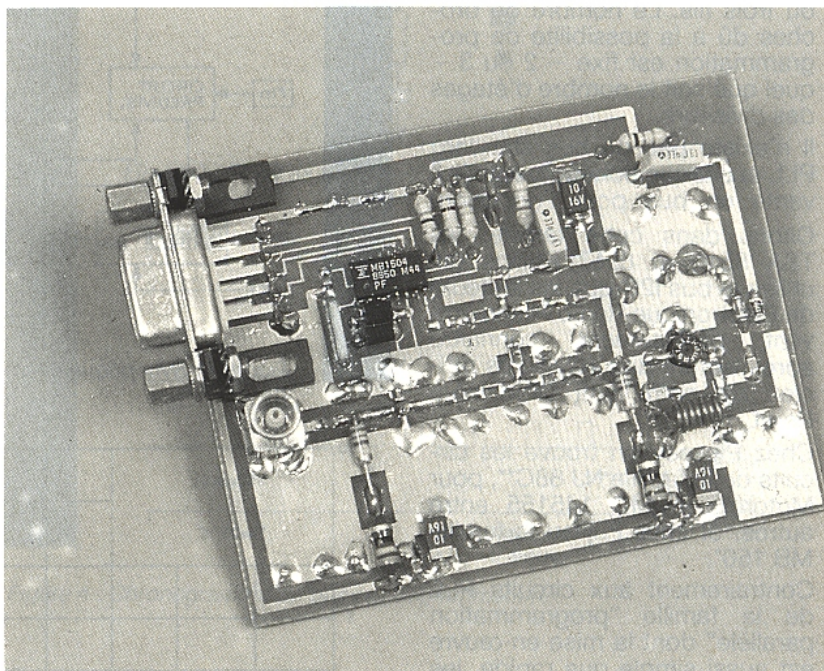
ALS Design et la CAO

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, F. de Dieuleveult, A. Garrigou, G. Genoux, P. Gueulle, Ph. Horvat, R. Knoerr, C. Lefebvre, P. Lesne, S. Nueffer, D. Paret, B. Schnebelen.

Applications du synthétiseur Fujitsu MB 1504

La famille des circuits intégrés PLL ne cesse de s'agrandir depuis le début des années 80, date à laquelle les fameux MC 145151 et 152 ont fait leur apparition en Europe. Il nous a semblé intéressant de faire le point en ce début 90 et à cette occasion vous présenter un circuit encore mal connu. Evidemment au cours de cette décennie les performances des circuits intégrés PLL se sont accrues. Les fréquences maximales d'entrée augmentent, les consommations diminuent et le fonctionnement est assuré pour des tensions de plus en plus faibles. Le seul point sur lequel il est difficile d'agir est la miniaturisation : taille du boîtier du circuit intégré.



LES SYNTHÉTISEURS À PROGRAMMATION PARALLÈLE

Dans cette famille, les circuits les plus connus des lecteurs d'Electronique Radio-Plans sont sans nul doute les deux circuits Motorola cités précédemment. La programmation du diviseur s'effectue le plus simplement possible en binaire, en connectant une entrée au zéro ou au un logique. Cette caractéristique se traduit par un nombre de broches important : 28, caractérisant l'encombrement. La version CMS de ce circuit ne donne qu'un faible gain de place puisqu'il s'agit d'un boîtier PLCC 28 broches assez peu pratique. Remarquons que 28 broches ne sont pas suffisantes pour programmer entièrement le diviseur de référence. L'utilisateur a un choix réduit : 8 diviseurs standards en ROM sélectionnés par la polarisation de 3 broches. Il existe de nombreux circuits de cette catégorie : citons pour

mémoire le S 187 de Siemens, assez voisin du MC 154152 mais très gourmand, retiré de la circulation depuis un an environ, le HCTR 0320 de Hughes programmable sur 3 digits en BCD, les HEF 4750 et 4751 Philips programmables par 6 digits en BCD multiplexé, et finalement le plus simple d'entre eux le MC 145106 Motorola utilisé dans de nombreux émetteurs/récepteurs CB.

Ces synthétiseurs trouvent leur emploi dans des ensembles où la fréquence est en général fixe ou rarement changée.

Ce type de circuit est idéal pour la réalisation d'émetteurs/récepteurs standards sur une, deux ou trois fréquences figées en usine. Il n'y a donc aucune intervention de l'utilisateur et le matériel est identique quelle que soit la ou les fréquences.

A contrario ce type de circuit est totalement inapproprié pour, par exemple, la réalisation d'un récepteur FM ou TV.

Pour recevoir la nième chaîne on conçoit mal de connaître exactement la fréquence, calculer N, le convertir en binaire, hexa, ou même BCD et basculer les switches ad-hoc.

Ceci justifie donc la deuxième famille de circuits, les PLL à programmation série.

PLL À PROGRAMMATION SÉRIE

Dans ces types de synthétiseurs, on accède aux diviseurs de référence et au diviseur du signal VCO au moyen d'un bus deux ou trois fils. Le nombre de broches dû à la possibilité de programmation est fixe – 2 ou 3 – quel que soit le nombre d'étages des diviseurs.

Il n'existe pas de bus standard PLL et chaque constructeur réinvente un bus pour l'occasion.

Citons dans cette famille, les TSA 5510 et 6057 Philips qui utilise le bus I2C que les lecteurs de Electronique Radio-Plans doivent parfaitement connaître après lecture des excellents articles de notre ami Dominique Paret.

Chez Plessey on trouve les circuits de la famille NJ 88C**, pour Motorola le MC 145155 entre autres, et chez Fujitsu la famille MB 150*.

Contrairement aux circuits PLL de la famille "programmation parallèle" dont la mise en œuvre est aussi simple que rapide, les circuits de la famille "programmation série" ne savent rien faire seuls. A la mise sous tension, les diviseurs des circuits de la famille programmation série prennent des états arbitraires, aucune EEPROM n'étant intégrée, il faut impérativement les programmer.

Avec les circuits programmables, rares sont les fabricants pouvant donner une disquette d'évaluation. A notre connaissance seul Philips dispose de ce genre d'outil pour son bus I2C. Cet état des choses justifie donc les quelques lignes qui suivent consacrées au MB 1504 Fujitsu et sa programmation.

SYNOPTIQUE ET CARACTÉRISTIQUES DU MB 1504 FUJI

Le circuit FUJI MB 1504 est intégré dans un boîtier 16 broches classique ou CMS. Le schéma de principe de ce circuit est représenté à la **figure 1**.

Il s'agit en fait d'une structure à prédiviseur d'entrée à double module. Le prédiviseur est inté-

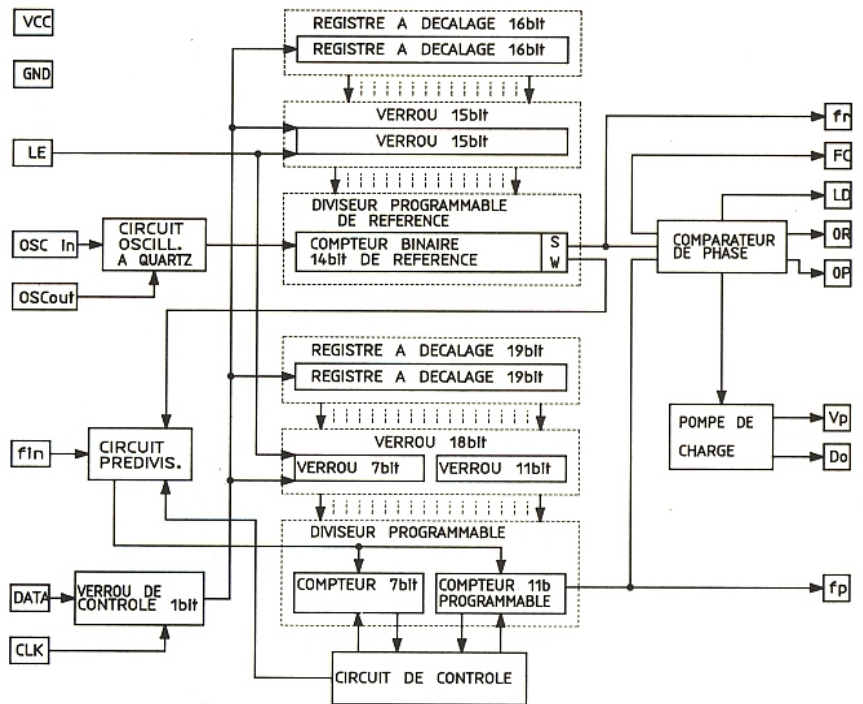


Figure 1 : Synoptique interne du MB 1504.

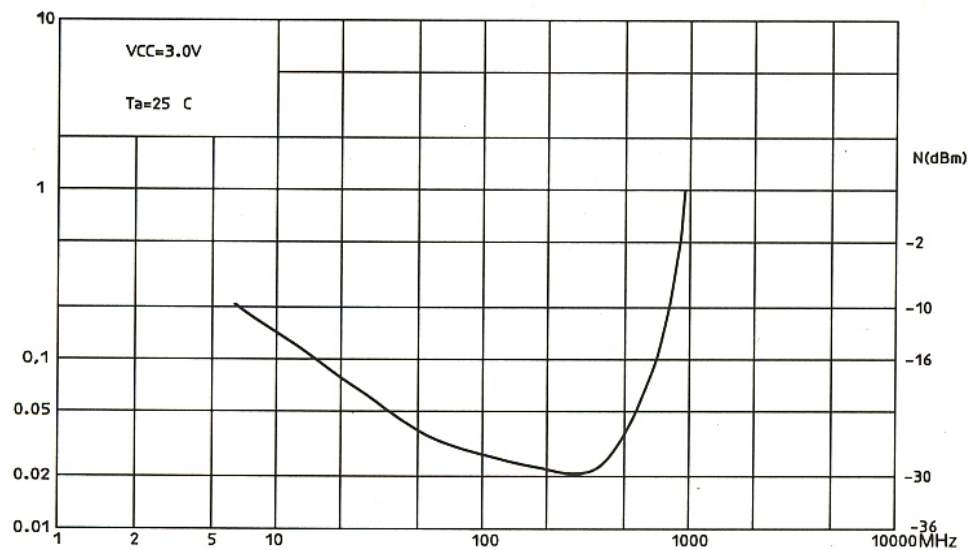


Figure 2 : Courbe représentant la sensibilité d'entrée en fonction de la fréquence.

gré et peut prendre deux valeurs 32 ou 64, notons P cette valeur. Dans l'application finale le prescaler divisera le signal soit par 32/33 soit 64/65.

Le diviseur de référence, diviseur de la fréquence de référence issue de l'oscillateur à quartz, est un diviseur 14 bits qui peut prendre une valeur comprise entre 8 et 16 383, ce diviseur est noté R. Pour la fréquence du VCO, on a les deux diviseurs traditionnels A et N. A est programmable sur 7 bits et N sur 11 bits. A sera compris

entre 0 et P-1 et N entre 16 et 2 047.

Finalement la fréquence du VCO, en cas de verrouillage, sera donnée par la relation :

$$FVCO = (NP + A) FXTAL/R.$$

Avant d'examiner les caractéristiques de programmation du circuit, voyons ses performances. La fréquence maximale d'entrée vaut typiquement 520 MHz. La courbe de sensibilité donnée à la **figure 2** montre que le fonctionnement est assuré pour un signal d'entrée aussi faible que -20 dBm.

Le circuit peut s'alimenter sous

3 V et l'alimentation des diviseurs, VCC broche 4, est dissociée de l'alimentation du circuit de pompe de charge, VP broche 3.

Malgré la faible tension d'alimentation et la fréquence maximale d'entrée élevée, la consommation reste faible, 10 mA, et ceci est dû à la technologie Bi-CMOS.

Sur le schéma synoptique de la **figure 1**, on remarquera que la fréquence de référence FXTAL/R est disponible à la sortie Fr, broche 13, et que la fréquence du VCO divisée par $(NP + A)$ est disponible à la sortie Fp, broche 14, et que les signaux de sortie ne sont visibles qu'en disposant une résistance entre ces broches et la tension positive d'alimentation puisqu'il s'agit de sorties drain ouvert.

Classiquement on retrouve deux comparateurs de phase, le premier délivrant ses signaux sur ΦR et ΦP broches 15 et 16, et le second délivrant un signal unique sur la sortie DØ, broche 5.

Les filtres de la **figure 3** seront utilisés avec l'un ou l'autre des comparateurs.

La broche LD — lock detect — est traditionnelle sur ce genre de circuit ; en cas de verrouillage la sortie passe à l'état haut, par contre l'entrée FC est originale car elle permet de retourner les caractéristiques des deux comparateurs de phase.

Lorsque FC sera en l'air ou au 1 Logique, le circuit PLL sera adapté à des VCO à pente positive : fréquence croissante avec la tension de commande. Si FC passe à l'état bas, la caractéristique du VCO devra être inverse : fréquence décroissante lorsque la tension de commande croît.

Cette caractéristique est intéressante mais non primordiale puisque l'on obtient le même résultat en inversant les sorties ΦR et ΦP . Les trois diviseurs A, N et P sont programmés via un bus spécial : clock, data et enable.

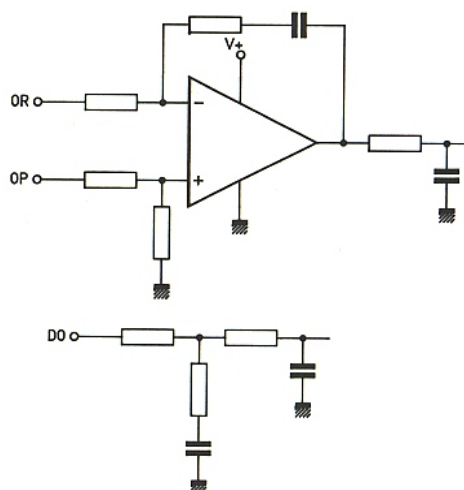


Figure 3 : Schéma des filtres de boucle pouvant être utilisés.

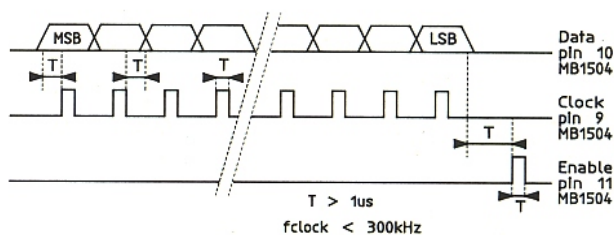


Figure 4 : Chronogramme du bus de programmation.

Bus de programmation

Pour ce bus trois fils : Clock, Data, Enable, broches 9, 10 et 11, le diagramme des temps est donné au schéma de la **figure 4**. Le fonctionnement du bus est extrêmement simple. Les données sont transférées dans des registres à décalage internes et aux bascules mémoire par l'impulsion Enable.

Il y a fort peu de restrictions sur le timing du bus, et les données sont chargées dans les registres à décalage internes sur les fronts montant de l'horloge.

Format de programmation

Le format de programmation du circuit MB 1504 est donné à la **figure 5**. La programmation s'effectue en deux temps par un mot de 16 bits et un mot de 19 bits.

Il n'y a pas d'ordre préférentiel pour l'introduction de ces deux mots.

Le mot de 16 bits programme les diviseurs R et P et le mot de 19 bits programme les diviseurs A et N.

Le bit de poids fort est introduit en premier dans les registres à

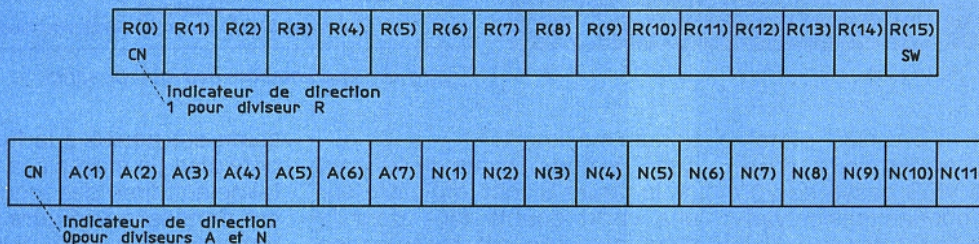
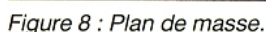
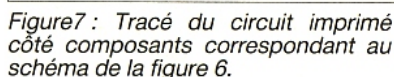
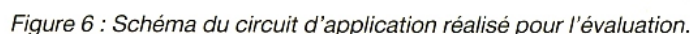


Figure 5 : Format de programmation du MB 1504.



tion au maximum.
Tous les composants du schéma de la **figure 6** sont implantés sur une carte double face dont la face inférieure est réservée au plan de masse.
Le tracé des pistes côté compo-



En ce qui concerne la pureté spectrale, cet oscillateur n'est pas un modèle à suivre, par contre, alimenté en + 12 V de même que l'étage amplificateur MAR-6, nous avons obtenu des variations importantes : 300 MHz jusqu'à environ 900 MHz lorsque la tension varicap passe de 0 à 20 V.

mesure d'effectuer les premiers essais et de programmer les diviseurs grâce au logiciel basic suivant.

Programme basic pour PC

Pour fabriquer les trois signaux Clock, Data, Enable, nous utilisons la sortie parallèle LPT2 d'un PC AT.

Pour ce port, l'adresse de sortie est en 278 H et l'adresse d'entrée en 279 H.

Dans le cas où vous ne disposez que d'un seul port parallèle, ces valeurs seront transformées en 378 H et 379 H.

Le listing du programme Basic est représenté à la **figure 10**. Ce programme est suffisamment commenté pour que l'on puisse se passer d'un organigramme, nous allons malgré tout donner quelques explications.

Le programme débute par le dimensionnement de deux chaînes R et N qui contiendront les valeurs à envoyer au MB 1504.

On positionne ensuite les indicateurs de direction R(0) et N(0) et les adresses des ports d'entrée et de sorties.

Les deux valeurs DX et DY seront changées si l'on utilise LPT1 ou LPT3.

Vient ensuite l'introduction des données FXTAL, f comparaison, la fréquence du VCO, et éventuellement la valeur du prescaler dans le cas où il est possible d'utiliser 32 ou 64.

Au cours de l'introduction des paramètres, on effectue un test sur la validité de ceux-ci : limites de A, N, P et R respectées.

A la ligne 390 on dispose de tous les paramètres nécessaires à la programmation du MB 1504.

La dernière opération consiste donc à mettre ces paramètres sous la forme ad-hoc pour le bus Clock, Data, Enable.

Les lignes 400 à 570 sont consacrées à la conversion binaire des trois diviseurs A, R et N. Noter que l'indice de N est décalé de 7 unités pour se loger à l'endroit adéquat dans le tableau N.

Les deux tableaux R et N sont affichés pour un éventuel contrôle. Cet affichage pourra être éliminé dès que le bon fonctionnement du système sera observé.

```

10. CLS
20. REM
30. REM
40. DIM R(15),N(18)
50. R(0)=1:N(0)=0:ENVOI=0
60. DX=&H278:DY=&H279
70. PRINT"LA FREQUENCE DU QUARTZ DOIT ETRE COMPRISE ENTRE 1 ET 20 MHz"
80. INPUT"FREQUENCE DU QUARTZ DE REFERENCE FXTAL EN MHz";FXTAL
90. IF (FXTAL<1) OR (FXTAL>20) THEN 70
100. PRINT
110. INPUT"FREQUENCE DE COMPARAISON FCOMP EN KHz";FCOMP
120. PRINT"R EST LE DIVISEUR DE REFERENCE R=FXTAL/FCOMP"
130. R=1000*FXTAL/FCOMP
140. IF R<8 THEN 150 ELSE 200
150. PRINT"FREQUENCE DE COMPARAISON TROP GRANDE"
160. GOTO 110
170. IF R>16383 THEN 180 ELSE 200
180. PRINT"FREQUENCE DE COMPARAISON TROP PETITE"
190. GOTO 110
200. INPUT"FREQUENCE A SYNTHETISER FVCO EN KHz";FVCO
210. REM M EST LE DIVISEUR GLOBAL ENTRE FVCO ET FCOMP
220. M=FVCO/FCOMP
230. IF (M<543) OR (M>131071) THEN 240 ELSE 260
240. PRINT"ERREUR DE PROGRAMMATION"
250. GOTO 70
260. IF M<65535 THEN 270 ELSE 320
270. PRINT"LE PRESCALER PEUT PRENDRE DEUX VALEURS : 32 OU 64"
280. INPUT"VALEUR DU PRESCALER P";P
290. IF P=32 THEN 340
300. IF P=64 THEN 340
310. GOTO 270
320. PRINT"LE PRESCALER EST AUTOMATIQUEMENT FIXE A 64"
330. P=64
340. REM CALCUL DES DIVISEURS A ET N
350. N=INT(M/P)
360. A=M-N*P
370. REM POSITIONNEMENT DE SW -BIT R(15)- EN FONCTION DE P
380. IF P=32 THEN R(15)=1
390. IF P=64 THEN R(15)=0
400. REM CONVERSION EN BINAIRE DES DIVISEURS A,N ET R
410. REM CONVERSION DE R
420. REM R(0) ET R(15) SONT PREALABLEMENT DEFINIS
430. FOR X=14 TO 1 STEP-1
440. R(X)=INT(R/2^(X-1))
450. R=R-R(X)*(2^(X-1))
460. NEXT X
470. REM CONVERSION DE N
480. REM N(0) EST PREALABLEMENT DEFINI
490. FOR X=11 TO 1 STEP-1
500. N(X+7)=INT(N/2^(X-1))
510. N=N-N(X+7)*(2^(X-1))
520. NEXT X
530. REM CONVERSION DE A
540. FOR X=7 TO 1 STEP-1
550. N(X)=INT(A/2^(X-1))
560. A=A-N(X)*(2^(X-1))
570. NEXT X
580. PRINT"R(X)"
590. FOR X=0 TO 15
600. PRINT R(X);
610. NEXT X
620. PRINT
630. PRINT"N(X)"
640. FOR X=0 TO 18
650. PRINT N(X);
660. NEXT X
670. REM DONNES SUR BIT 0
680. REM CLOCK SUR BIT 1
690. REM ENABLE SUR BIT 2
700. REM ENVOI DES DONNEES VERS LE SYNTHETISEUR
710. REM ENVOI DE R ET P
720. FOR X=15 TO 0 STEP-1
730. OUT DX,R(X)
740. OUT DX,R(X)+2
750. OUT DX,R(X)
760. NEXT X
770. OUT DX,0
780. REM ENVOI DE L'IMPULSION DE TRANSFERT
790. FOR X=1 TO 10
800. OUT DX,4
810. NEXT X
820. REM ENVOI DE A ET N
830. FOR X=18 TO 0 STEP-1
840. OUT DX,N(X)
850. OUT DX,N(X)+2
860. OUT DX,N(X)
870. NEXT X
880. REM ENVOI DE L'IMPULSION DE TRANSFER"
890. FOR X=1 TO 10
900. OUT DX,4
910. NEXT X
920. OUT DX,0
930. REM DETECTION DE VERROUILLAGE
940. FOR X=0 TO 200
950. VERROU=INP(DY)
960. NEXT X
970. IF VERROU<8 THEN 980 ELSE 1010
980. CLS
990. PRINT"LE SYNTHETISEUR EST VERROUILLE SUR";FVCO;"Hz"
1000. GOTO 1060
1010. PRINT"LE SYNTHETISEUR NE SE VERROUILLE PAS SUR";FVCO;"kHz"
1020. IF ENVOI=1 THEN 1060
1030. PRINT"NOUVEL ENVOI DES DONNEES DE PROGRAMMATION"
1040. ENVOI=1
1050. GOTO 720
1060. PRINT"-F- POUR UNE NOUVELLE FREQUENCE"
1070. A$=INKEY$
1080. IF A$="F" THEN 1100
1090. GOTO 1070
1100. CLS
1110. GOTO 200
2000. END

```

Figure 10 : Logiciel Basic d'évaluation sur PC.

Les lignes 700 à 920 sont les lignes les plus importantes puisqu'il s'agit de l'envoi des signaux sur le port parallèle LPT2. Le processus est séparé en deux parties, envoi des données puis envoi de l'impulsion de transfert.

Pour chaque bit le port de sortie change trois fois d'état : lignes 730 à 750 par exemple.

Dans un premier temps, on envoie N(X), les data sur le bit 0 de la prise parallèle et dans un deuxième temps on fait monter l'horloge sur le bit 1 de la sortie sans changer N(X) puis dans la troisième partie l'horloge redescend et N(X) ne change pas. On change X en X - 1 et le processus est répété jusqu'à ce que la valeur X atteigne 0.

A ce moment toutes les sorties repassent au zéro.

L'impulsion de transfert est ensuite envoyée sur le bit 2 de la prise parallèle.

Il ne reste plus qu'à s'assurer que le synthétiseur est bien verrouillé. Pour cela on relève la valeur du bit 3 du port 279 H, éventuellement les données de programmation sont réenvoyées.

Rappelons pour mémoire :
bit 0 (278 H) broche 2 DB 25
bit 1 (278 H) broche 3 DB 25
bit 2 (278 H) broche 4 DB 25
bit 3 (279 H) broche 15 DB 25
GND broches 18 à 25 DB 25

Ce programme PC peut facilement être transformé pour le 8052 AH Basic. Supposons que l'on utilise le port 1 du 8052 comme port d'E/S et que les connexions soient effectuées de la manière suivante :

Clock sur P1.0
Data sur P1.1
Enable sur P1.2
Lock detect sur P1.7

Il suffit alors de remplacer les instructions OUT et INP en Basic PC par PORT1 en basic 52.

OUT DX, N (X) se traduira donc en PORT1 = N (X) et VERROU = INP (DY) se transforme en VERROU = PORT1

Si la valeur sur le port 1 est supérieure ou égale à 128, le MB 1504 est verrouillé.

Ce circuit est particulièrement intéressant et performant, il doit trouver de nombreuses applications associé à un microcontrôleur, en émission et réception de tous genres.

F. de Dieuleveult.

Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 % ou CMS 1206

R₁ : 150 Ω
R₂ : 47 Ω
R₃ : 1 kΩ
R₄ : 100 kΩ
R₅ : 4,7 kΩ
R₆ : 100 kΩ CMS
R₇ : 22 kΩ CMS
R₈ : 150 Ω
R₉ : 75 Ω CMS
R₁₀ : 15 Ω CMS
R₁₁ : 47 Ω CMS
R₁₂ : 75 Ω CMS
R₁₃ : 33 Ω CMS
R₁₄ : 22 Ω CMS
R₁₅ : 47 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 μF/10 V CMS
C₂ : 10 nF CMS
C₃ : 1 nF CMS
C₄ : 10 μF/10 V CMS
C₅ : 10 nF CMS
C₆ : 22 pF CMS
C₇ : 22 pF CMS
C₈ : 33 nF LCC
C₉ : 33 nF LCC
C₁₀ : 68 pF CMS
C₁₁ : 22 pF CMS
C₁₂ : 10 μF/10 V CMS
C₁₃ : 10 nF CMS
C₁₄ : 1 nF CMS
C₁₅ : 1 nF CMS
C₁₆ : 1 nF CMS
C₁₇ : 1 nF CMS
C₁₈ : 10 nF

Circuits intégrés et semiconducteurs

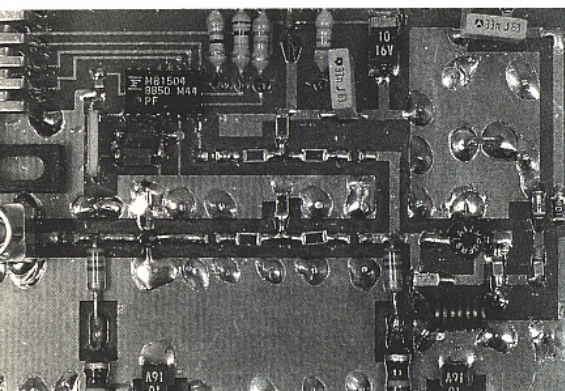
Ch₁ : MB 1504 FUJI
Ch₂ : MAR-6 mini-circuits
T₁ : BFR 91

Inductances

L₁ et L₂ : 10 μH moulées
L₂ : 6 spires jointives de fil 0,8 mm isolé sur mandrin de formage 3 mm

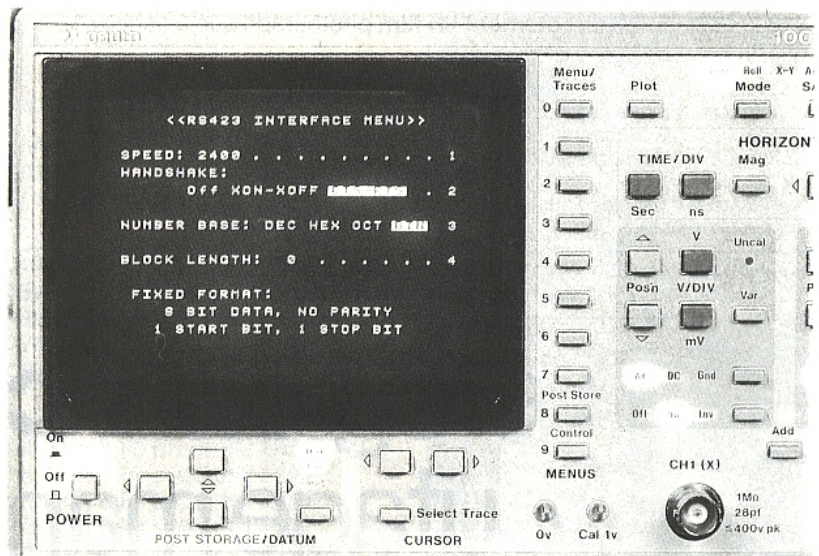
Divers

1 embase Lemo
1 embase DB 9 femelle



L'oscilloscope à mémoire numérique dans l'enseignement

Un D.S.O.* permet de visualiser les signaux non répétitifs. C'est la raison la plus évidente pour laquelle on l'utilise dans l'industrie. Pour un enseignant de physique générale, le D.S.O. présente en plus un intérêt pédagogique, celui de travailler avec des montages simples. C'est ce que nous proposons d'illustrer à partir de quelques exemples. L'oscilloscope retenue est le modèle 1425 GOULD avec, pour certaines manipulations, le processeur de signaux correspondant. Les courbes présentées sont les copies d'écran sur PLOTTER.



* D.S.O. : Digital Storage Oscilloscope.

Rebonds à la fermeture d'un interrupteur

Objectif : ce phénomène bien connu des électroniciens peut désormais être présenté dès la classe de seconde.

Exemple de montage :

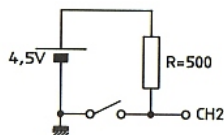
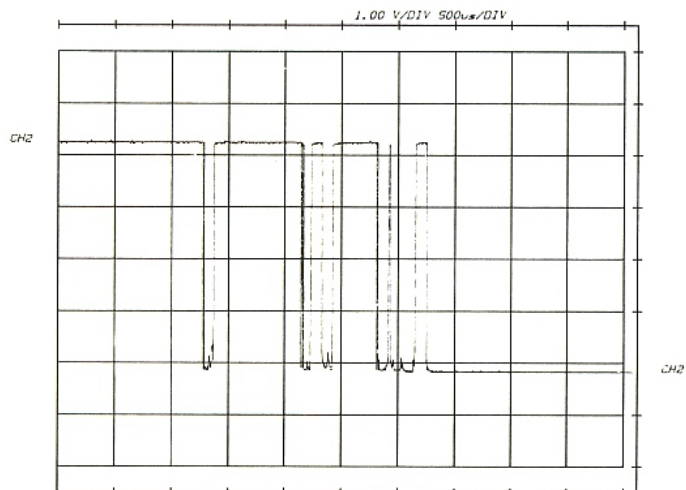


Figure 1

Principaux réglages :

- déclenchement interne sur la voie 2, front descendant
- mode DÉFILEMENT avec pré-déclenchement de 25 %
- sensibilité Y₂ : 1 V/div.
- sensibilité X : 500 μs/div.



- Rebonds à la fermeture d'un interrupteur.

Etablissement du courant dans une lampe

Exemple de montage

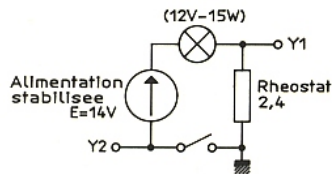


Figure 2

principaux réglages :

- déclenchement interne sur la voie 2, front montant.
- sensibilité Y₁ : 2 V/div.
- sensibilité X : 20 ms/div.

Etablissement du courant dans un circuit RLC série

Exemple de montage

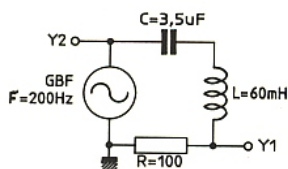


Figure 3

Principaux réglages :

- on utilise l'interrupteur du générateur BF
- déclenchement interne sur Y₂, front montant
- sensibilité Y₁ : 500 mV/div.
- sensibilité X : 5 ms/div.
- mode DÉFILEMENT avec pré-déclenchement de 25 %

On ne peut pas se servir d'un oscilloscope conventionnel dans les 3 cas précédents. Par contre, dans les exemples qui suivent, l'utilisation d'un oscilloscope conventionnel est très classique. Lorsqu'on choisit un D.S.O., le schéma de principe à partir duquel on mène les calculs est le même que celui sur lequel on fait les vérifications expérimentales.

Charge et décharge d'un condensateur à travers une résistance

Exemple de montage permettant de visualiser simultanément la tension, et l'intensité aux bornes de la charge.

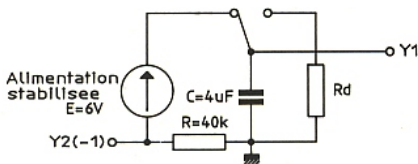
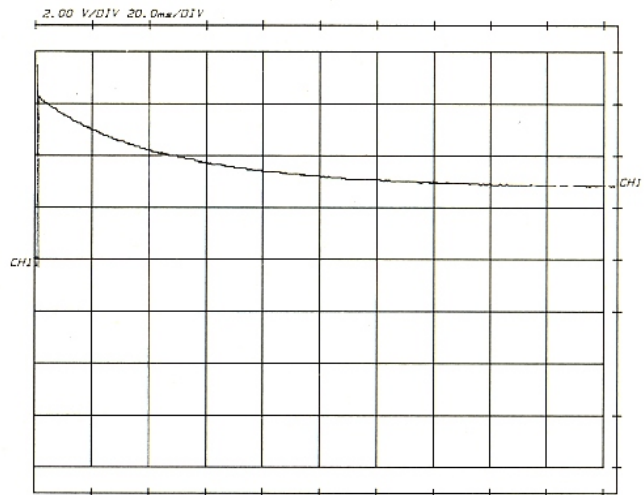
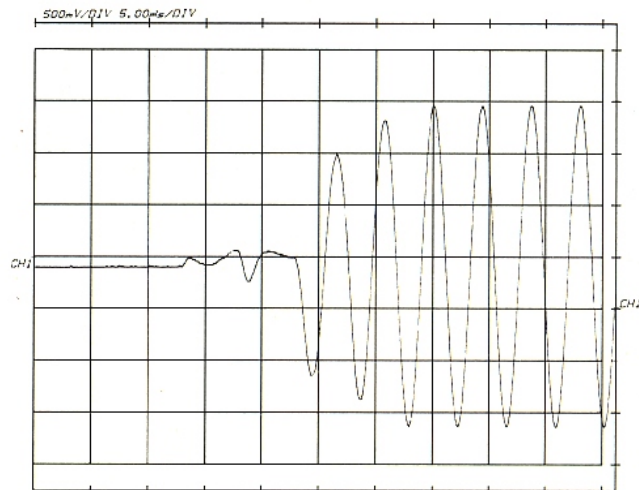


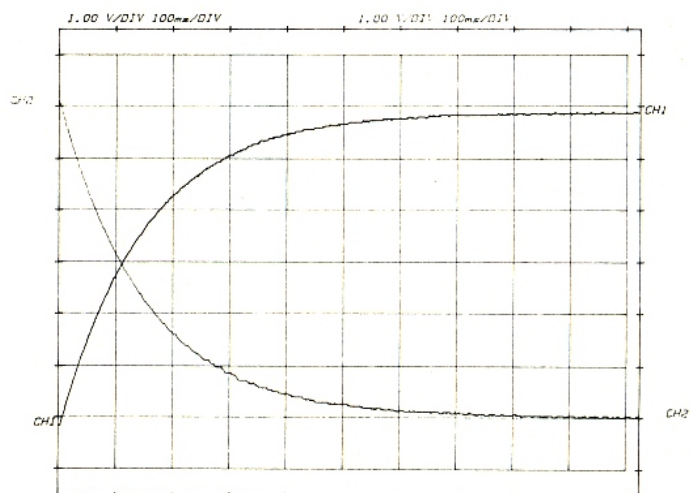
Figure 4



- Etablissement du courant dans une lampe.



- Etablissement dans un circuit R, L, C série.



- Charge d'un condensateur à travers une résistance.

Principaux réglages :

- déclenchement interne sur Y2 front montant
- mode RAFAÏCHI + MONOCOUP
- sensibilité Y1 et Y2 : 1 V/div.
- sensibilité X : 100 ms/div.

L'inverseur permet de décharger le condensateur à travers Rd et de procéder à plusieurs essais consécutifs qui peuvent être éventuellement sauvegardés en mémoire. Le modèle 1425 permet la sauvegarde de 5 signaux. Grâce à la copie sur PLOTTER, on peut tracer sur un même enregistrement plusieurs signaux et montrer, par exemple, l'influence d'un paramètre.

Rappelons que si l'on désire visualiser les mêmes phénomènes avec un oscilloscope conventionnel, il faut remplacer l'alimentation stabilisée par un générateur de signal carré dont la demi-période est grande vis-à-vis de la constante de temps. Une variante du montage précédent permet d'enregistrer la tension aux bornes du condensateur à la charge et à la décharge, au cours d'un même balayage, ainsi que la tension d'alimentation.

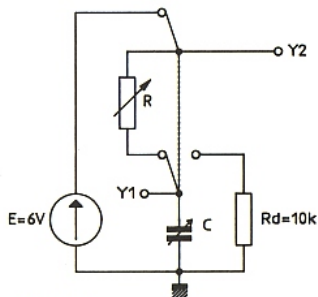


Figure 5

Même réglage que dans l'exemple précédent, avec déclenchement interne sur Y2.

- ① : (R = 20 kΩ, C = 4 μF) ;
- ② : (R = 40 kΩ, C = 4 μF) ;
- ③ : (R = 100 kΩ, C = 4 μF).

Décharge d'un condensateur à travers un circuit R-L série

Exemple de montage

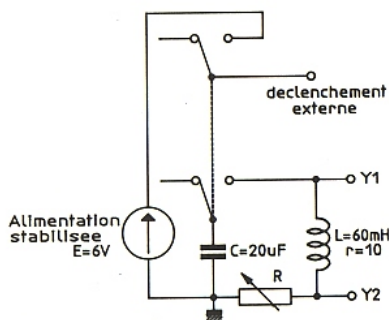
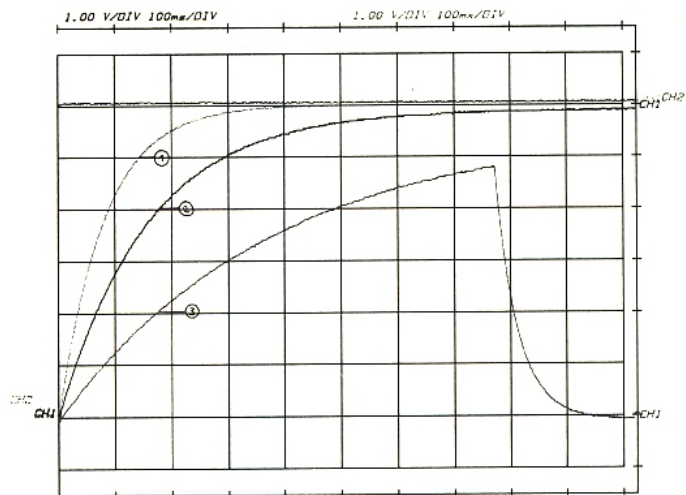


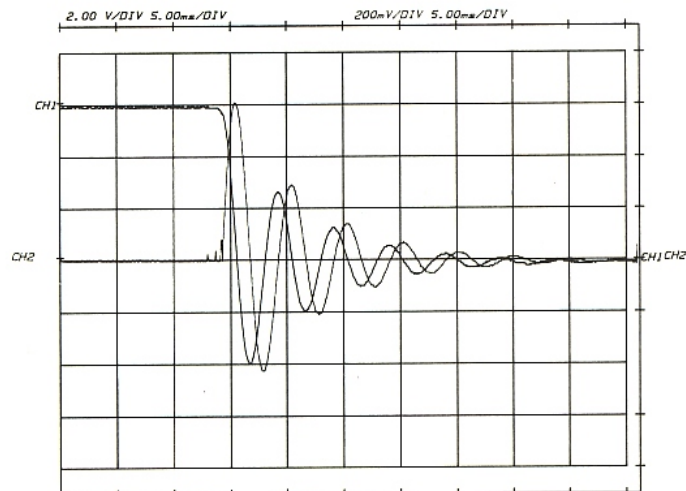
Figure 6

Principaux réglages :

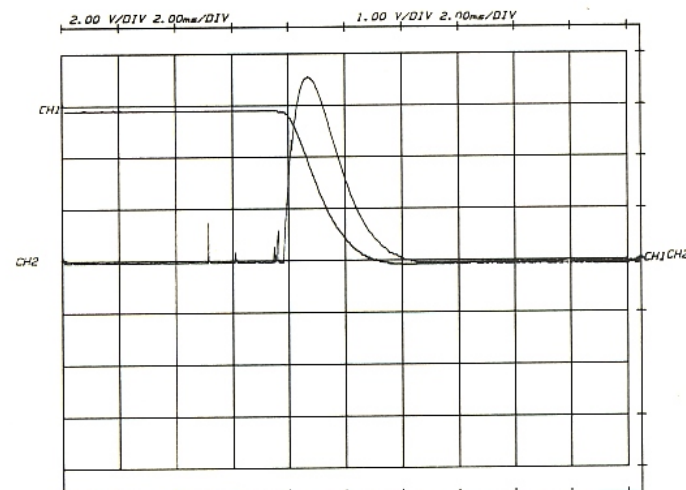
- mode défilement avec prédéclenchement de 25 %
- sensibilité X = 5 ms/div. ou X = 2 ms/div.
- courbe ① : R = 10 Ω, sensibilité : Y1 = 2 V/div. ; Y2 = 200 mV/div.
- courbe ② : R = 120 Ω, sensibilité Y1 = 2 V/div. ; Y2 = 1 V/div.



- Influence du produit RC sur la charge d'un condensateur à travers une résistance.



① R = 10 Ω, C = 10 μF, L = 60 mH (r = 10 Ω)



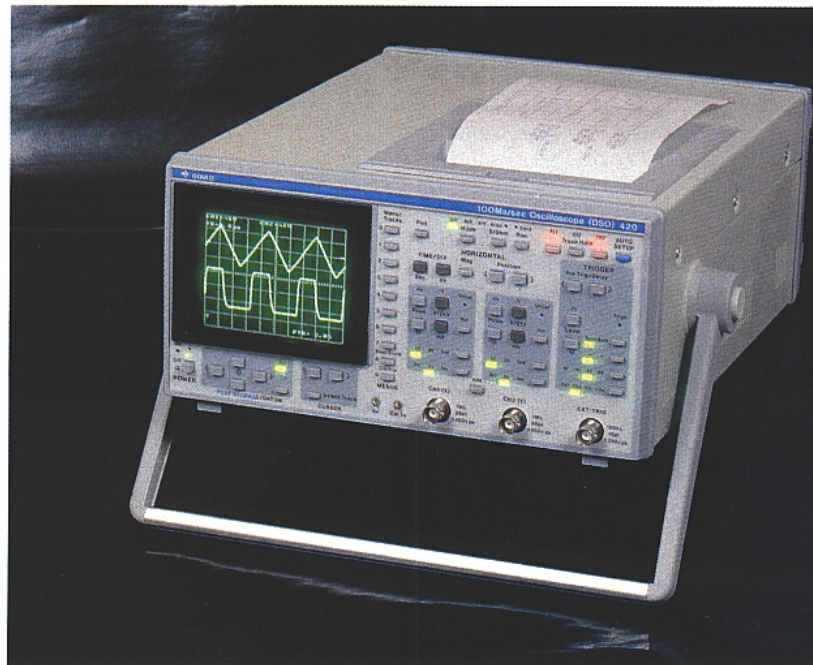
② R = 120 Ω, C = 10 μF, L = 60 mH (r = 10 Ω)

Le D.S.O. a aussi sa place dans un laboratoire de chimie où l'on n'est pas habitué à l'utiliser. Grâce aux faibles vitesses de balayage (jusqu'à 200 s/div.), il peut fonctionner comme un enregistreur.

Alain Fèvre.
Laboratoire des sciences
de l'ENNA

“L'oscilloscope à mémoire numérique GOULD 420”

Le 420 constitue le milieu de gamme de la nouvelle série d'oscilloscopes numériques portables de GOULD, firme spécialisée depuis de nombreuses années dans l'élaboration de ce type d'appareils. GOULD a en effet complètement abandonné l'oscilloscopie “traditionnelle” — analogique — pour concentrer ses efforts sur le numérique au point d'être un des leaders incontestés dans ce domaine. Cette série d'oscilloscopes offre un vaste éventail de possibilités et a été conçu dans l'esprit d'une certaine universalité d'emploi. Commercialisés à des prix raisonnables, ces appareils rendent le numérique, et ses avantages, accessible à un large public.



Les 400 (420, 450) sont des appareils deux canaux à mémoire numérique échantillonnant à 100 MHz (100 Mech/s) compacts et portables. Les 400 et 420 sont dotés de préamplificateurs d'entrée 20 MHz alors que le 450 dispose de deux voies 50 MHz. Les 420 et 450 offrent des possibilités de traitement du signal dont ne dispose pas le 400. Hormis ces quelques différences résumées dans le tableau de la **figure 1**, les appareils sont identiques.

Toutes les fonctions et commandes sont sélectionnées à partir d'un panneau avant plan doté de trois types de touches :

- Des touches à action directe où chaque appui provoque l'exécution de la fonction correspondante.

- Des touches de choix qui mettent en ou hors service la fonction indiquée ou font défiler différentes options.

Le choix retenu est en général affiché par un voyant sur le panneau de commandes (cas du couplage des entrées par exemple) ou directement sur l'écran.

- Des touches de réglage à action progressive qui permettent d'incrémenter ou décrémenter un paramètre (niveau de déclenchement par exemple).

Ces appareils au vu de leurs fonctionnalités sont destinés de prime abord au laboratoire mais leur compacité et leur masse (5 kg), ainsi que la possibilité de les alimenter directement à partir d'une source de continu comprise entre 12 et 30 V, autorisent leur emploi en maintenance ou en acquisition sur site.

Par ailleurs, hormis les deux traces CH1, CH2 l'utilisateur dispose d'une troisième trace appelée référence qui peut aussi être mémorisée et rappelée à tout instant.

De la sorte on peut transférer des signaux acquis sous CH1 ou CH2 dans REF et se servir de

Comparaison entre les modèles 400, 420 et 450

	400	420	450
Nombre de voies	2	2	2
Fréquence d'échant./voie	100 MHz	100 MHz	100 MHz
Bande passante	20 MHz	20 MHz	50 MHz
Résolution verticale	8 bits	8 bits	8 bits
Fréquence d'échantillonnage équivalente	500 MHz	500 MHz	1 GHz
Taille mémoire	0,5 K	0,5 K	0,5 K
Curseurs de mesure	oui	oui	oui
Pré et post déclenchement	oui	oui	oui
Mesures et traitement	non	oui	oui
Interface RS	oui	oui	oui
Recopie d'écran	oui	oui	oui
Traceur intégré	non	en option	en option
Coffret batterie-chargeur	en option	en option	en option

Figure 1 : Comparaison des appareils de la série 400.

cette dernière comme référence de comparaison. Cette caractéristique est très intéressante pour du test en production ou pour servir de gabarit en conception. De plus on peut stocker en référence le résultat de manipulations effectuées sur les deux autres traces. Par exemple ; le résultat d'une addition (algébrique) ou d'une multiplication de signaux.

Les traces mémorisées le sont dans des mémoires RAM secourues par batterie interne, on peut donc les rappeler indéfiniment tant qu'on ne les a pas "écraser". Secteur coupé l'appareil peut les conserver pendant environ un mois.

Le choix des fonctions "secondaires" : envoi des données sur le traceur interne (option 420 et 450) ou via le port RS 423, accès aux mémoires de sauvegarde, traitement du signal (voir plus loin), moyennage, s'effectue par choix de menus à l'aide de l'ensemble de touches disposées verticalement à droite de l'écran. Cette façon de procéder autorise la mémorisation et l'enchaînement d'un grand nombre de fonctions sans avoir recours à un tableau de commande et une signalétique complexes.

Ces appareils peuvent être mis en service automatiquement à l'aide de la fonction Auto Set-up. Un signal quelconque appliqué à l'une ou aux deux entrées, pourvu qu'il soit d'une fréquence supérieure à 20 Hz configurera automatiquement l'appareil. Cette caractéristique est très intéressante pour une mise en service rapide.

Le tableau de la **figure 2** résume les spécifications techniques principales de modèles 400 et 420.

En mode mono-coup les 400 échantillonne à 100 MHz mais sur des signaux répétitifs, en temps équivalent on arrive à 500 Méch/s (1Géch/s pour le 450) grâce à l'échantillonnage aléatoire (voir conception) et ceci sur les positions 100 et 200 ns/div. de la base de temps.

Le pré-déclenchement sur la totalité de l'écran (100 % de la trace) et le post-déclenchement (délai réglable) jusqu'à 5 000 s permettent de visualiser les causes et les effets sur une grande plage sur signal. Cette caractéristique démultiplie ce qu'on peut obtenir avec la double base de temps d'un scope conventionnel. En exploitation ces appareils se révèlent d'un maniement agréable. Les nombreuses possibilités d'acquisition grâce aux menus ainsi que les fonctions d'analyse

AFFICHAGE

CRT : écran de 5 pouces de diagonale
Balayage trame, balayé verticalement.

Graticule : Créé électroniquement de 8×10 divisions avec subdivisions de 0,2.

Intensité : Contrôles séparés pour les traces, le graticule et les texte alphanumériques.

SYSTÈME VERTICAL

Deux voies identiques, CH1 et CH2. Entrées par des connecteurs BNC.

Sensibilité : 2 mV/div. à 5 V/div. en séquence, pas de 1-2-5.

Précision : $\pm 2,5$ % de la lecture ± 1 niveau de numérisation (1/30 d'une division).

Sensibilité variable : gamme > 2,5 pour 1 permettant un réglage continue de la sensibilité entre les gammes.

Impédance d'entrée : 1 M Ω /28 pF.

Couplage d'entrée : Continu - Masse - Alternatif (DC-GND-AC).

Bande passante : Courant continu : 0 - 20 MHz (- 3 dB).

Courant alternatif : 4 Hz - 20 MHz (- 3 dB).

Protection d'entrée : 400 V continu ou crête alternatif à 10 kHz ou moins.

Expansion : Traitement $\times 0,062$ à $\times 4,00$.

SYSTÈME HORIZONTAL

(Base de temps)

Fréquence de balayage : 27 gammes en séquence de 1-2-5.

Capture de transitoire : 500 ms/div. à 50 s/div.

Echantillonnage répétitif : 200 et 100 ns/div.

Précision de fréquence d'échantillonnage : $\pm 0,01$ % du temps d'échantillonnage.

Expansion : $\times 10$ avec interpolation linéaire entre points.

RETARD DE DÉCLENCHEMENT

Gamme de retard de déclenchement : 20 ns à 5 000 s.

Précision de retard de déclenchement : $\pm 0,01$ %, ± 1 ns.

Pré-déclenchement : 0 à 100 % du balayage en pas de 0,4 %.

Résolution : 2 % de temps/div., 20 ns min.

SYSTÈME DE DÉCLENCHEMENT

Contrôle de niveau variable avec fonction Auto/Normal, résolution inférieure à 0,1 div.

Mode Auto/Norm : En Auto, la base temps est relaxée si un signal insuffisant est présent (20 Hz - 20 MHz) ou quand le niveau sélectionné est en dehors de la gamme du signal d'entrée.

Source : CH1, CH2, Externe ou Secteur.

Couplage : Continu, Alternatif, filtre réjecteur de hautes fréquences.

Pente : + ve ou - ve.

Sensibilité :

Couplage continu interne < 0,3 div. du continu à 2 MHz
< 1,5 div. du continu à 20 MHz

Couplage alternatif interne < 0,3 div. de 10 Hz à 2 MHz
< 1,5 div. de 4 Hz à 20 MHz

Couplage continu externe < 150 mV du continu à 2 MHz
< 600 mV du continu à 20 MHz

Couplage alternatif externe < 150 mV de 10 Hz à 2 MHz
< 600 mV de 4 Hz à 20 MHz

Gamme :

Interne ± 10 divisions.

Externe ± 3 V.

Impédance d'entrée externe : 100 k Ω /10 pF.

Protection d'entrée externe : 250 V continu ou alternatif crête.

Gigue de déclenchement : de 50 s/div. à 0,5 μ s/div., ± 2 % du temps/div. (non expansé), ± 2 ns de 0,2 μ s/div. et 0,1 μ s/div., ± 2 ns.

MODES D'AFFICHAGE

Rafraîchi (Refr) : Données enregistrées et affichage mis à jour par balayage déclenché.

Défilement (Roll) : Données enregistrées et affichage mis à jour continuellement pour des bases de temps de 50 ms/div. à 50 s/div. Le déclenchement stoppe le processus de mise à jour.

Refr et Roll fonctionnent comme un mono-coup répétitif pour des gammes de base de temps plus rapides que 50 ms/div.

Points reliés (Dot Join) : Les points sont reliés par des lignes verticales. Une interpolation de points linéaire est effectuée quand la trace est expansée en X.

X-Y : L'affichage X-Y est de 8 par 8 divisions. Les données enregistrées et l'affichage sont mis à jour par balayage déclenché. Il n'y a pas de liaison de points, d'expansion $\times 10$ ou de curseur dans ce mode. CH1 est utilisé comme déviation X (résolution 8 bits, 25 pas/div.) et CH2 comme déviation Y (résolution 7 bits, 15 niveaux/div.).

Mono-coup : Gèle l'enregistrement à la fin d'un balayage déclenché unique.

Possibilité de gel de l'affichage ou d'une trace.

Trace de référence : Une trace de référence peut être affichée en plus des deux voies d'entrée. Ceci peut permettre d'afficher une mémoire de signal d'une trace copiée de CH1 ou CH2.

SYSTÈME D'ACQUISITION

Vitesse d'échantillonnage maximale : 100 mégaséchantillons/s simultanément sur chaque voie.

Résolution verticale : 8 bits (1 parmi 256) 30 niveaux par division.

Longueur d'enregistrement : 501 points par voie.

MODES D'ACQUISITION

Mode normal : Capture de signaux répétitifs et de transitoires. (L'acquisition répétitive n'existe que sur les gammes de bases de temps 100 ou 200 ns/div., qui donne une période d'échantillonnage équivalent de 2 ns/échantillon sur la gamme 100 ns/div.).

Mode X-Y : Bande passante 20 MHz (- 3 dB). Vitesse d'acquisition fonction de la gamme de base de temps.

Moyennage : Le facteur de moyennage peut être fixé de 2 à 256 en séquence binaire, et est sélectionné à partir du menu. Le moyennage fonctionne continuellement ou en utilisant un mono-coup pour le nombre choisi d'acquisitions (moyenne pondérée).

Détection crête : Largeur d'impulsion minimale 2 μ s. 100 % de probabilité de capture. Fonctionne sur des gammes de base de temps de 100 μ s/div. ou plus lentes.

MÉMOIRE

Mémoire de signal : 3 mémoires de signal sont accessibles pour l'enregistrement de données de signal. Ces mémoires sont non-volatiles.

Configuration : La configuration des contrôles est conservée en mémoire pendant l'arrêt de l'appareil.

Temps de rétention : Le support mémoire conservera les informations pendant 1 mois après la mise hors tension.

Figure 2 : Spécifications techniques.

THE 400 ARCHITECTURE

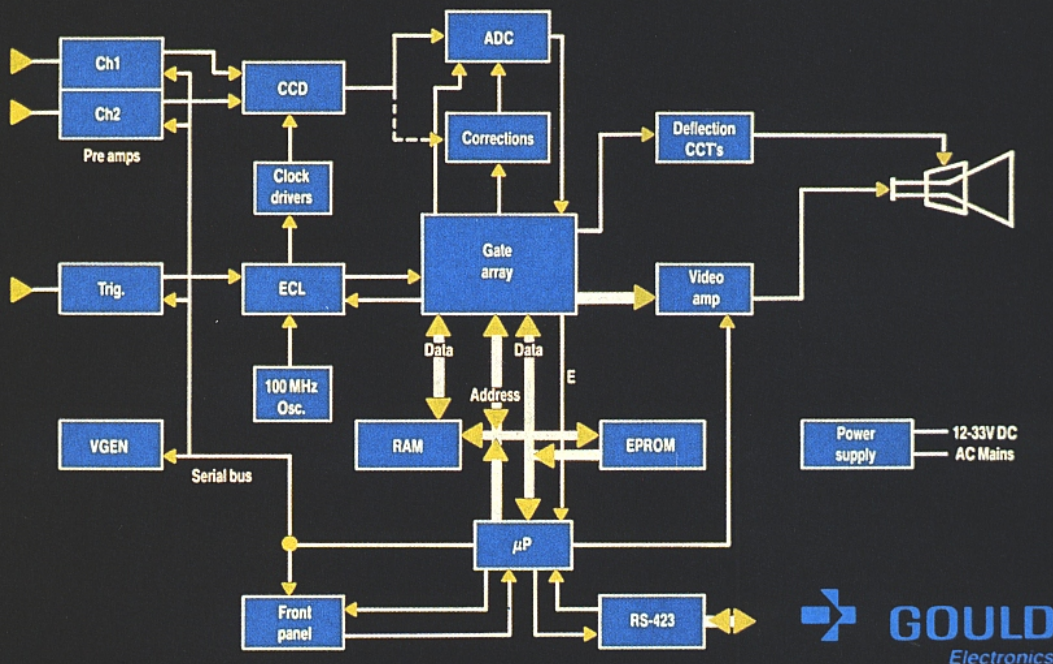
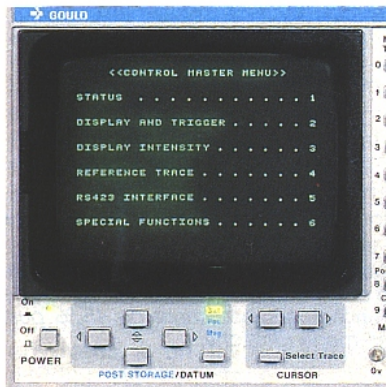


Figure 3 : Synoptique du GOULD 420.



Le menu de contrôle.

et de traitement sur les traces mémorisées décuplent les moyens offerts par un scope traditionnel. Ces outils sont assez puissants pour nécessiter un certain temps d'apprentissage, mais une fois l'habitude prise, il faut bien avouer qu'on regrette de ne plus les avoir entre les mains.

CONCEPTION

GOULD a opté pour une intégration poussée. Outre le fait que la consommation et l'encombrement s'en trouvent largement diminués, cela permet d'accroître la fiabilité.

Le synoptique de la **figure 3** rend compte de l'architecture interne adoptée.

Les blocs CH1, CH2 à gauche sont des préamplificateurs analogiques classiques de 20 MHz de bande passante pour les

modèles 400 et 420 et 50 MHz pour le 450. Toutes les commandes, la génération de caractères, la programmation et les entrées-sorties sont gérées par un microcontrôleur de type 6809 MOTO-ROLA ; ce dernier est assisté d'un circuit VLSI (**figure 4**) conçu par GOULD qui se charge entre autres de la commande d'horloge des CCD, du chargement des données dans la mémoire de travail, de la vidéo et des corrections à apporter à la conversion analogique-numériques. Il s'agit d'un circuit "fondu" par NEC en boîtier 128 broches "flat pack" qui ne remplace pas moins de 500 boîtiers logiques. On imagine donc aisément le gain réalisé en place et en consommation !

La commande des atténuateurs électroniques ainsi que du circuit de déclenchement est effectuée par le microcontrôleur via un bus série. Il en est de même pour les réglages vidéo.

Signalons que Gould a choisi un tube vidéo à déflexion électromagnétique et non un tube électrostatique. Il n'est donc pas possible d'utiliser les appareils de la série 400 en mode conventionnel. Là encore le gain de place est notable car la profondeur du tube pour une même diagonale d'écran est divisée par plus de 2 par rapport à une déflexion électrostatique. De

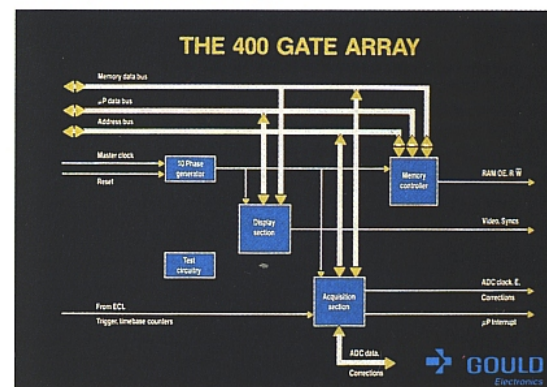
plus la focalisation et la brillance des traces et des caractères, restent identiques quelles que soient les vitesses de balayage et les modes travail.

Ce dernier point est aussi à mettre à l'actif de la mémoire numérique bien entendu.

L'EPROM située en bas à droite contient le logiciel et les algorithmes utilisés en traitement du signal (420 et 450).

Le bloc d'alimentation accepte les tensions réseau ou une source continue dont la tension est comprise entre 12 et 30 V. De la sorte l'appareil peut facilement être alimenté par une batterie voiture à l'aide de la prise allume-cigare par exemple, ou par le bloc batterie-chargeur optionnel. Dans ce dernier cas

Figure 4 : Synoptique interne de l'ASIC du 400 (circuit VLSI NEC).



on peut s'affranchir des parasites et micro-coupures du réseau comme avec une alimentation ininterrompible.

Le principe de conversion adapté

Il existe trois grands types de conversion A/N exploités dans les oscilloscopes à mémoire numérique : la conversion par approximations successives directe, la conversion flash, et l'emploi de dispositifs à transfert de charge (CCD).

Le premier type est lent mais permet d'atteindre de hautes résolutions. Le deuxième type est rapide mais les convertisseurs flash travaillant à des fréquences d'échantillonnage supérieures à 100 MHz sont très chers et difficiles à réaliser.

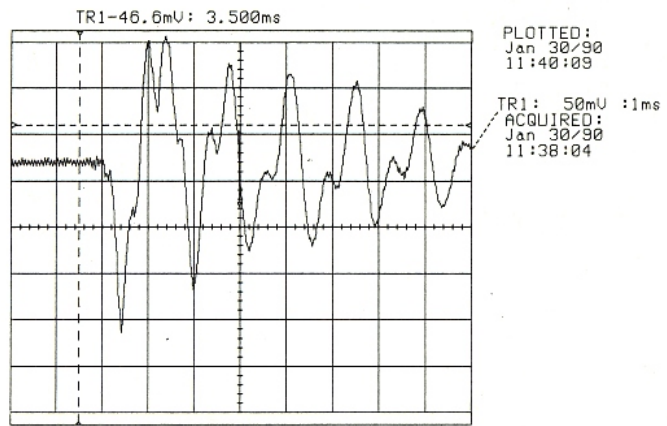
Le type à CCD réalise un bon compromis, autorise des fréquences d'échantillonnage élevées avec une bonne résolution, par contre le signal acquis se dégrade (bruit) pour de grandes profondeurs mémoire.

GOULD a opté pour ce dernier type de conversion avec une profondeur mémoire par voie de 512 points (octets une fois numérisés). Un CCD n'est ni plus ni moins qu'un échantillonneur analogique qui permet d'acquérir le signal à grande vitesse (écriture) et de le relire à un rythme beaucoup moins élevé. De la sorte derrière le CCD on peut employer un convertisseur plus lent, par un exemple du type à approximations successives puis la mémoire numérique proprement dite. Entre temps il est nécessaire d'effectuer une correction sur les données numériques acquises ; c'est un des rôles dévolus au circuit ASIC.

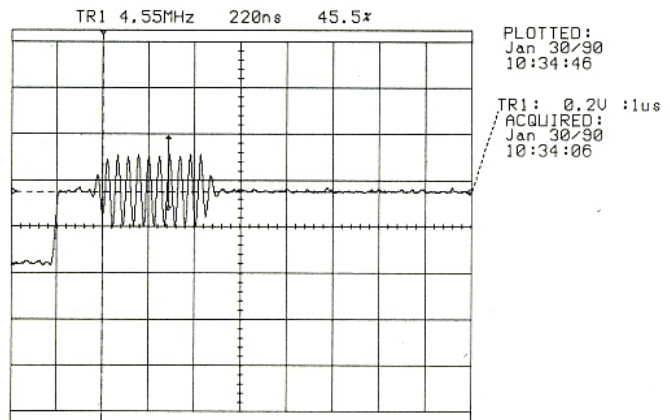
Avec le système adopté on peut acquérir des signaux en mono-coup avec une fréquence d'échantillonnage de 100 Mc/s (cinq fois la fréquence de coupure des circuits d'entrée sur les 400 et 420) ou en temps équivalent sur signaux répétitifs jusqu'à 500 Mc/s (1 Gc/s sur le 450).

Pour ce faire le constructeur a choisi la méthode dite d'échantillonnage aléatoire qui permet d'acquérir les signaux de manière aléatoire par rapport à leur emplacement mémoire.

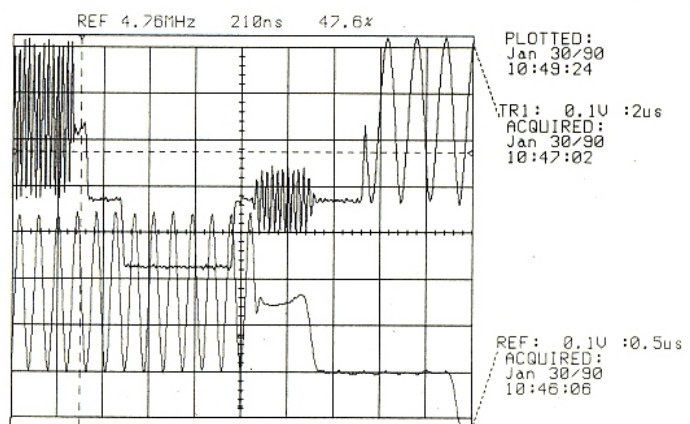
Leurs positions temporelles sont repérées vis-à-vis du point de déclenchement. De la sorte on diminue la "gigue de déclenchement" et surtout on conserve les possibilités de pré et post déclenchement bien pratiques



① Choc percussif sur un microphone dynamique acquis en mono-coup. Les valeurs affichées en haut correspondent à la tension entre ligne de base du signal et référence et au ΔT entre ligne de référence temporelle et curseur.



② Mise en évidence de la salve de sous-porteuse chroma PAL. Le curseur mal positionné induit une erreur sur la période et la fréquence (4,55 MHz au lieu de 4,43 MHz). Le signal a été acquis avec un prédéclenchement de 45 % puis recadré après mémorisation (acquisition en mode rafraîchi).



③ Avec le pré et le post-déclenchement on peut se positionner où l'on veut sur un signal. Ici on visualise le début d'une ligne avec un prédéclenchement de 47,6 % (pallier arrière du top de synchro) et on s'est positionné avec le post déclenchement en expansant à la fin de la même ligne test avec des salves croissantes en fréquence pour mesurer la réponse amplitude/fréquence des circuits vidéo (acquisition en mode rafraîchi).

comme en témoigne l'oscillogramme vidéo obtenu sur une ligne test issue d'un générateur de mire. Cette caractéristique est analogue à ce qu'on peut obtenir avec la double base de temps d'un scope analogique sauf que dans le cas du numérique on conserve toujours la même brillance et la même focalisation de la trace, ce qui permet une plus grande précision de mesure et un confort de lecture évident.

Les possibilités de mesure et de traitement du signal

Sur les modèles 420 et 450, outre les possibilités déjà nombreuses offertes par le 400, on peut effectuer des opérations de traitement du signal, sur n'importe laquelle des traces acquises (canal 1, canal 2 et référence).

Cela va du moyennage (possible sur le 400) avec lequel on débarrasse le signal des composantes non corrélées (bruit) jusqu'au calcul d'intégrales et de surfaces (intégrale définie).

On a de même accès à la mesure de la valeur RMS d'un signal acquis par rapport à sa valeur moyenne (AC) ou par rapport à la ligne de référence des tensions.

Bien entendu les mesures et l'affichage de fréquences, intervalles de temps, périodes, rapports cycliques, temps de montée sont aussi possibles. L'appareil permet même le calcul des overshoots.

Toutes les données peuvent être envoyées à un traceur externe (HPGL) via l'interface RS 423. L'utilisateur rajoutera, s'il le désire, des informations, annotations concernant notamment la valeur des curseurs.

Le format de transmission utilise 8 bits de données un bit de départ et un bit d'arrêt, sans parité.

Le choix de la vitesse de transmission se fera entre 75 et 9 600 bauds (standard).

Avec cet interface on peut communiquer avec un micro-ordinateur et effectuer ainsi en temps différé d'autres manipulations sur les signaux acquis. En option le système peut accueillir un traceur interne 4 couleurs qui offre les mêmes possibilités d'écriture.

Les prix

Un oscilloscope numérique avec ses accessoires peut être considéré comme un système com-

DÉSIGNATION	PRIX FF HT
Oscilloscope numérique 400	19 700,00
2 voies - Echant. : 100 MHz par voie	
Oscilloscope numérique 400 avec coffret batterie-chargeur 107	29 700,00
Oscilloscope numérique 420	24 000,00
2 voies - Echant. : 100 MHz/voie	
Oscilloscope numérique 420 avec traceur couleur	27 700,00
Oscilloscope numérique 420 avec coffret batterie-chargeur	34 000,00
Oscilloscope numérique 420 avec traceur couleur et coffret batterie-chargeur	37 700,00
Oscilloscope numérique 450	28 000,00
2 voies - Echant. : 100 MHz/voie	
Oscilloscope numérique 450 avec traceur couleur 104	31 700,00
Oscilloscope numérique 450 avec coffret batterie-chargeur	38 000,00
Oscilloscope numérique 450 avec traceur couleur et coffret batterie-chargeur	41 700,00
Séparateur de synchro vidéo	2 800,00

Figure 5 :

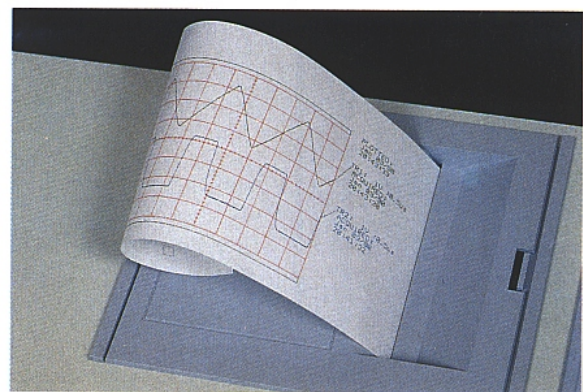
plet. Le prix de tout en partie de l'ensemble constitue donc un des critères de choix important. Nous vous communiquons donc un extrait de la liste de tarif GOULD concernant le système 400 en figure 5.

CONCLUSION

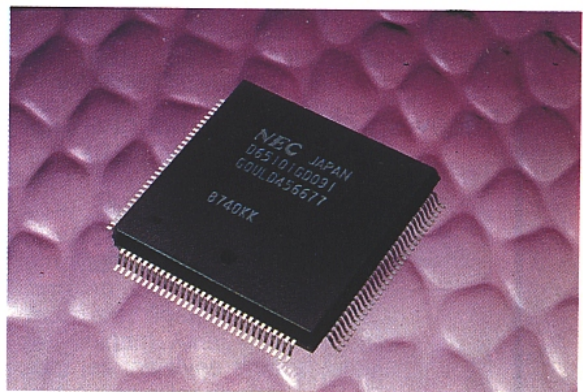
La compacité, l'ergonomie, et le niveau de performances générales du GOULD 420 en font un outil tout terrain qui permettra de faire face à de nombreux problèmes de mesure.

L'adjonction d'accessoires tels que traceur (incorporé), coffret batterie-chargeur, et boîtier de déclenchement TV le rend totalement autonome pour des relevés de mesures sur site.

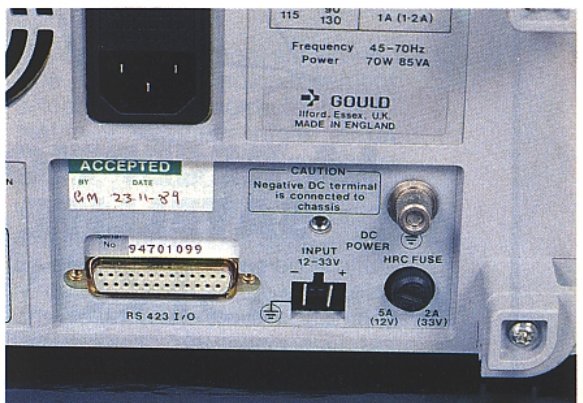
Il s'agit d'un appareil homogène, conçu intelligemment, et bon marché en rapport avec ses caractéristiques générales. GOULD a résolument opté pour le modernisme en n'utilisant que des touches sensibles et des choix par menus. D'emblée, c'est un appareil avec lequel il faut se familiariser. D'aucuns habitués aux traditionnels poussoirs, rotateurs et potentiomètres seront certainement déroutés lors de la prise en main. C'est là affaire de goût et de choix. Le moment de surprise passé, ce mode de commande s'avère convivial et pratique. Il faut bien franchir le pas un jour ou l'autre.



Bien pratique le plotter incorporé (sur option).



L'ASIC développé par GOULD pour la série 400.



Le port d'entrées-sorties RS 423 ainsi que l'entrée alimentation DC.

Etude et conception d'un DE-ESSER

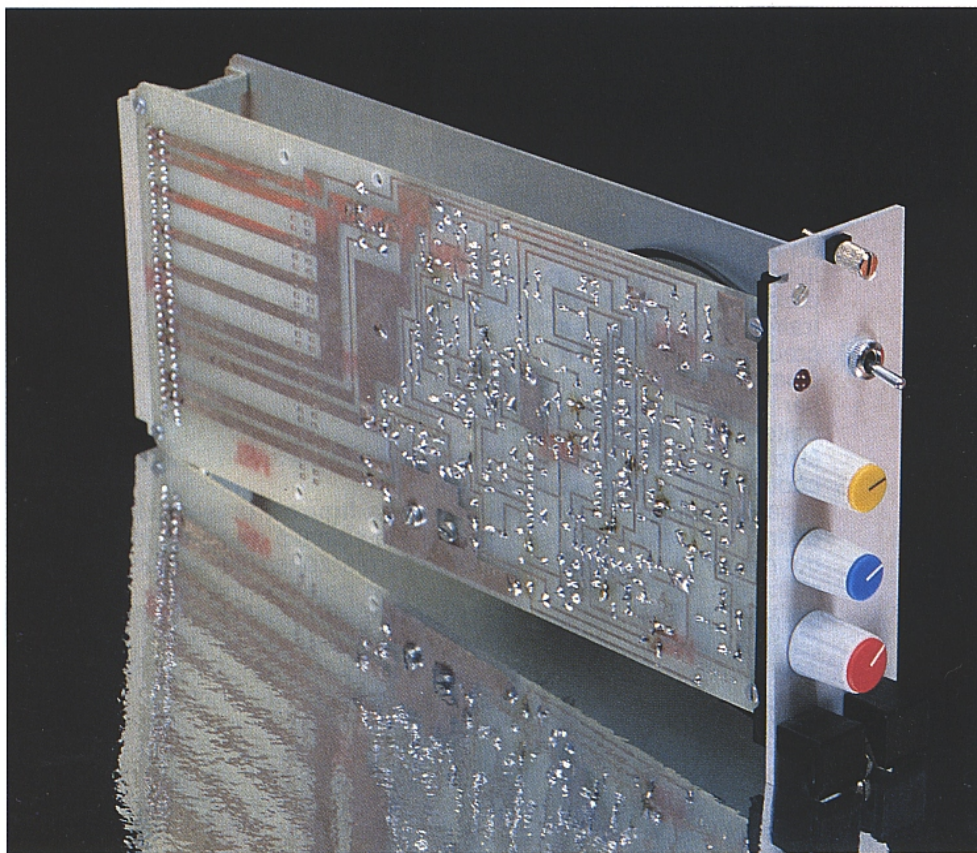
Pour ceux qui liraient pour la première fois le mot "DE-ESSER", voici la correspondance en français : supprimeur de sifflantes.

Nous aurions pu traduire également par : outil permettant de contrôler certaines fréquences indésirables généralement situées dans la plage 3 à 6 kHz. Etait-ce indispensable ?

Nous vous laissons juge et vous proposons de dire devant un microphone : "nous sommes en 76666, et six personnes franchissent le sas".

Les "P" nous ne les traiterons pas, par contre les "S", les "F", les "CH" seront de la fête...

La réalisation pratique offre trois possibilités : carte simple de 100 × 140, carte Europe de 160 ou de 220, dont l'esthétique s'harmonisera parfaitement avec celle de nos précédents modules.



La construction d'un DE-ESSER n'est pas un sujet qui a saturé la presse technique (française). Pourquoi ? Sans doute parce qu'il s'agit d'un outil à usage professionnel, peu connu de l'amateur, et il faut bien le dire : un peu marginal et pas toujours facile à régler (à l'utilisation). Mais faisons d'abord connaissance.

Pour que les nuisances dues aux lettres sifflantes deviennent sérieuses, cela implique déjà que le microphone et la chaîne d'amplification à laquelle il est relié, soient de qualité suffisante.

La venue sur le marché du micro electret au rapport qualité prix tout à fait séduisant, remonte à moins de 15 ans. Son succès obtenu dans les petits studios n'a pas été aussi grand sur scène où on l'a limité à la sonorisation des cymbales, la reprise de choristes et de guitares sèches. Les chanteurs habitués à avaler du dynamique ne pouvaient s'y accommoder, essentiellement à cause de sa sensibilité qui le faisait coller aux "P" et siffler aux "S".

Le "F", est plus particulier : certaines voix le sifflent, d'autres le "frappent" un peu comme un "P". Le mot également intervient : entre "Françoise" et "Affaire" la lettre n'a pas le même impact. Nous allons peut-être en faire sourire quelques-uns, mais l'implantation des dents de l'individu est également un facteur déterminant. Ainsi, les personnes dont les insisives sont écartées, sont à surveiller de près : ce peut être parfois un magnifique sifflet naturel !

Revenons brièvement sur scène : Une bonnette soigneusement sélectionnée, un correcteur paramétrique finement réglé et un micro bien choisi, résolvent souvent les problèmes pour peu que le chanteur sache se servir de son instrument.

En studio, les choses sont différentes : l'effet Larsen est moindre (reste toutefois à combattre les retours de casques), les microphones ont une bande passante superbe (mais les défauts se voient "comme le nez au milieu de la figure"), l'acoustique

est étudiée pour que les plans puissent être respectés (cinéma), etc. mais surtout : on peut recommencer. Et qui dit recommencer dit prendre son temps pour éliminer un défaut, faire respecter très exactement aux artistes leur position par rapport aux micros, etc.

On pourrait dire que sur scène on cherche à combattre une nuisance existante, alors qu'en studio on préfère tenter de la faire disparaître à sa source. C'est un peu comme prendre un sirop pour calmer la toux, ou arrêter de fumer...

Il vous semble que nous nous éloignons du sujet ? Bien au contraire nous sommes en plein cœur :

Quand un DE-ESSER est-il utile par rapport aux techniques de traitements sélectifs fixes : soit électroniques (correcteurs), soit acoustiques (bas — élément de lingerie féminine — tendu sur un cadre, bonnettes diverses, positionnement micro-speaker optimum, etc.) ?

En clair : à qui s'adresse le DE-ESSER, et quels avantages peut-il avoir face aux autres solutions ? Son principe est simple : c'est un correcteur dynamique qui n'intervient qu'une fois quand c'est nécessaire. Tant que le seuil choisi dans une bande de fréquences donnée n'est pas atteint, la transmission est linéaire.

Si le seuil est franchi, le filtre creuse la courbe proportionnellement à l'excès détecté.

Les animateurs de radio, les acteurs enregistrant des textes sont les premiers intéressés, car l'usage d'un DE-ESSER permet une liberté plus grande de l'intervenant, comparativement au respect rigoureux d'un angle et d'une distance par rapport au micro.

Mais le DE-ESSER, s'il est bien conçu, ouvre également d'autres horizons tels que traitement des retours d'échos, de "l'acidité" de certains instruments (harmonica, violon, accordéon, etc.).

ÉTUDE

Plusieurs façons d'aborder le sujet viennent immédiatement à l'esprit et nous en avons essayé deux principales, éliminant d'office les plus ordinaires, car nous voulions vous offrir un outil complet et performant, pas un gadget.

1^{re} étude : Avant même de la commencer, nous savions qu'elle ne serait pas retenue... mais elle est digne d'intérêt comme nous allons le voir.

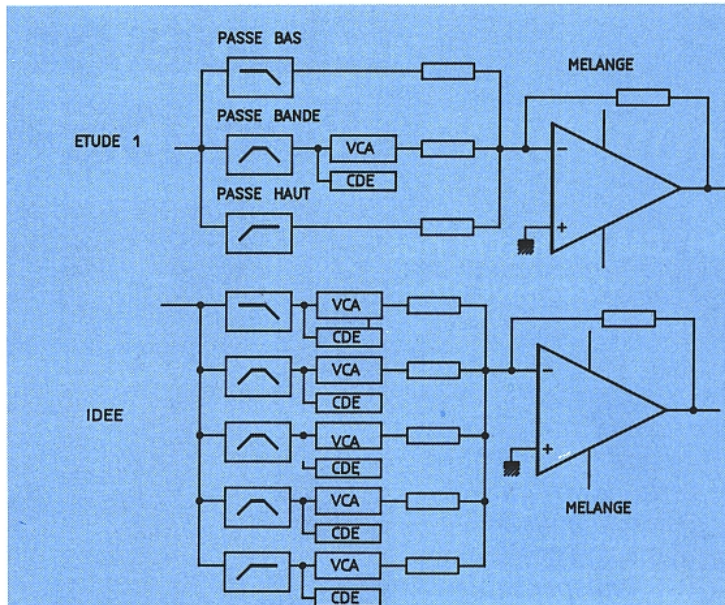


Figure 1

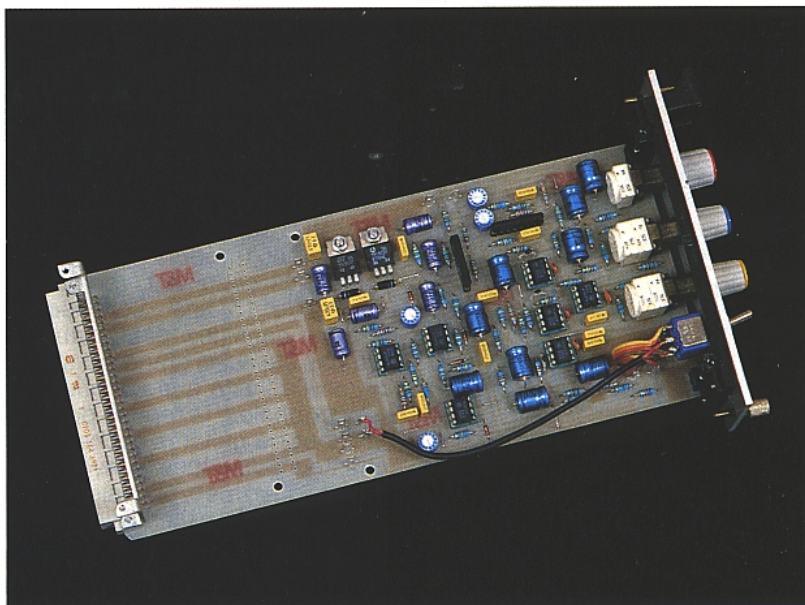
La figure 1 présente le principe : le signal à traiter est découpé en trois zones au moyen de filtres, un peu comme on le ferait pour réaliser un filtre actif à trois voies. Les sorties des filtres passe-haut et passe-bas sont immédiatement remélangées et restituées sans traitement.

Le filtre passe-bande est également envoyé dans le mélangeur, mais au travers d'un VCA commandé en affaiblisseur et dont le gain est piloté automatiquement en fonction de l'amplitude du signal dans la bande considérée. Cela fonctionne très bien, mais ne convient pas pour un DE-ESSER. En effet, si l'on ne veut pas compliquer exagérément le montage, il faut se contenter d'un filtre passe-bande fixe, ce qui n'est pas à notre avis suffisant. Par ailleurs, la mise au point est particulièrement délicate (ou

coûteuse), car si l'on veut disposer d'une atténuation importante dans le passe-bande (disons - 20 dB), il faut que les trois filtres soient à pente très raide (au moins de 4^e ordre) et qu'ils se complètent parfaitement (donc composants de précision, ou très long et fastidieux).

MAIS, ce principe est quand même très intéressant pour un message musical complexe (disque, bande master, laser, etc.), car il permet d'envisager un equaliser automatique très performant. Il faut pour cela traiter toutes les bandes par VCA, et séparer le passe-bande central de notre dessin en 2 ou trois bandes complémentaires.

Comme il serait ridicule d'exiger - 20 dB d'atténuation dans ce cas, en se contentant de - 10 on simplifie considérablement la construction des filtres.



Le résultat est étonnant : on arrive à harmoniser des sources d'origines différentes, à adoucir les lasers agressifs, à corriger certaines colorations prononcées, etc.

Il y a de grandes chances pour que nous vous offrions prochainement un retour sur le sujet, accompagné d'une réalisation pratique plutôt rare.

2^e étude : notre choix

La **figure 2** propose le synoptique de la réalisation proposée ici. Avant de l'examiner en détail (ce qui aidera considérablement à la compréhension du schéma), voyons les possibilités offertes :

- La fréquence centrale de travail est réglable en façade d'environ 1,2 kHz à 22 kHz.

- La largeur de bande, également modifiable en façade, s'étend sur presque trois octaves.

- Le seuil de déclenchement mis à disposition de l'opérateur va de - 25 dBm à + 10.

- Une LED témoigne du franchissement du seuil.

- Un switch autorise une comparaison rapide entre modulation originale ou corrigée.

- Affaiblissement possible de plus de 24 dB (dans la bande). Tout ceci va permettre de multiples combinaisons, et parmi elles : réjection très sélective vers 1 000 Hz, contrôle d'une bande de 4 à 6 kHz, coupe-haut à 18 kHz, etc. De quoi traiter de nombreuses "maladies", pour peu que le diagnostic soit correct !

Voyons comment nous sommes arrivés au résultat.

La modulation d'entrée part dans 2 directions :

- 1) Elle aboutit à l'inverseur assurant la comparaison avec/sans correction (noter que sans correction, aucun élément actif ne vient s'interposer).

- 2) Elle traverse un tampon inverseur et s'engage dans un mélangeur (également inverseur) qui la restituera en sortie, sans avoir modifié le gain.

C'est à la sortie du mélangeur que l'on fait un prélèvement de modulation afin de le confier à un filtre dont l'accord et la sélectivité sont réglables. A la sortie de ce filtre on aura une réjection importante des fréquences situées en aval et en amont de la zone choisie. On a fait ensuite passer cette sélection dans un VCA dont la sortie retourne à l'entrée du mélangeur.

Il faut savoir qu'entre le point de prélèvement et la sortie du VCA,

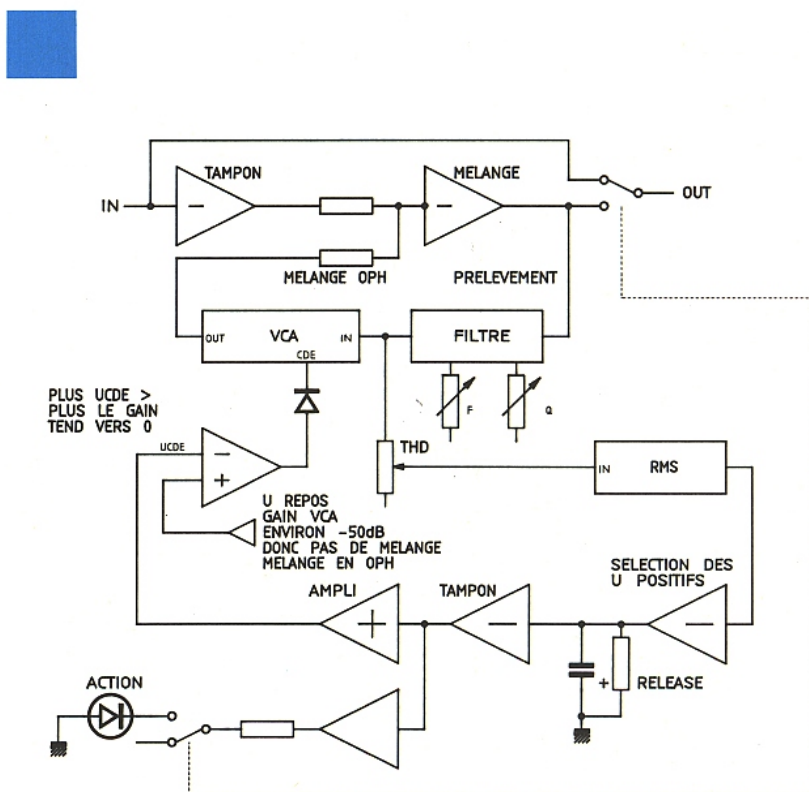
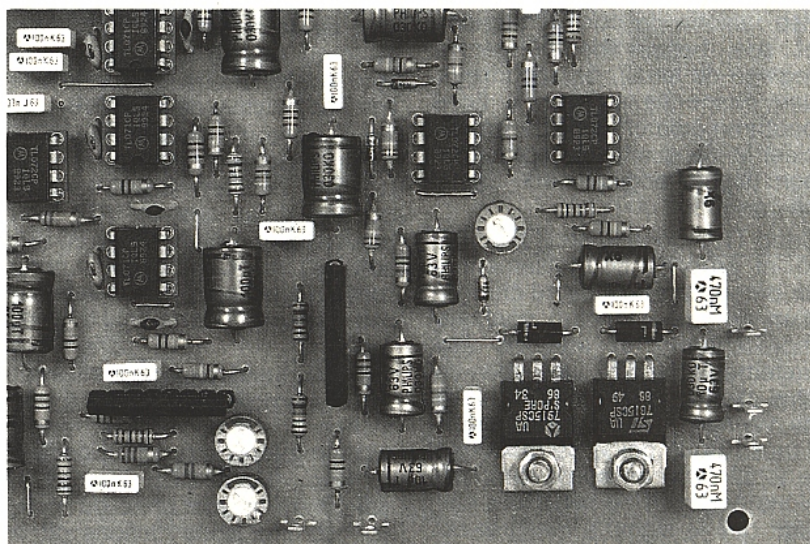


Figure 2



la phase du signal est respectée. Comme le signal est pris à la sortie du mélangeur (inverseur), c'est donc en opposition que la sélection est réinjectée dans le mélangeur. Ceci a pour effet de soustraire les signaux sélectionnés de la modulation originale. Cette façon de faire est des plus classiques, car au VCA près on est à deux doigts des correcteurs traditionnels. Les fidèles pourront d'ailleurs aisément s'en convaincre en regardant le correcteur paramétrique de ODDY : il s'agit du même principe. La seule différence est qu'au lieu de doser le prélèvement entre phase et opposition de phase (OPH) à l'aide d'un potentiomètre, il est fixé en OPH et c'est la réinjection qui est contrôlée en amplitude par VCA.

Parlons-en du VCA, car il va falloir le commander d'une manière un peu particulière. En effet, au repos il va falloir qu'il soit suffisamment affaiblisseur pour ne rien envoyer dans le mélangeur (bande passante linéaire) et en fonctionnement il devra tendre jusqu'au gain unité (maximum de réjection).

Dans la première étude, vous aurez remarqué que les VCAs devaient travailler à l'inverse : gain unité = linéaire, affaiblissement = correction. Autre petite note concernant la **figure 1**, on comprend que dans ce cas un affaiblissement THÉORIQUE de 80 à 100 dB serait envisageable par le VCA, mais seulement avec des filtres d'ordre 30 environ !!!

Dans le cas qui nous concerne, la réjection maximum est déter-

minée uniquement par le niveau issu de la sortie du filtre et le rapport dans le mélangeur, car le VCA est au gain 1. Il eût été possible d'en faire plus en laissant le VCA devenir amplificateur, mais c'était se compliquer la vie pour rien, car comme nous l'avons annoncé nous obtenons déjà 25 dB d'affaiblissement ce qui est considérable.

Voyons donc maintenant la circuiterie de commande du VCA, et pour cela revenons à la sortie du filtre : un potentiomètre (THD ou Threshold) prélève tout ou partie de la sélection. Sur le synoptique nous n'avons pas mis l'extrémité libre du potentiomètre à la masse, pour la bonne et simple raison qu'une résistance talon interdit "de ne rien prendre". C'est un choix (position + 10 dBm maxi pour le seuil), que vous pourrez modifier au besoin. La mise pure et simple à la masse permettra de mettre le circuit OFF, mais nous avons préféré pour cela l'interrupteur cité précédemment à la fois pour des raisons de confort (rapidité et pas besoin de bouger le réglage de seuil), de sécurité (si une panne se produit, la ligne peut immédiatement être rebouclée) et de qualité de comparaison (signal original seul, signal en correction ou non).

Donc THD dose le seuil d'activité, et propose courtoisement à un détecteur RMS de se charger d'en tirer une tension continue représentative et adaptée aux traitements audio. Une fois de plus c'est le 2252 de dbx qui est de service. Une vieille connaissance ! Sous peine de rabacher, le 2252 offre en sortie des tensions positives ou négatives suivant que le signal à mesurer est respectivement supérieur ou inférieur à - 15 dBu environ, à raison de 6 mV/dB (rigoureusement respectés).

Nous ne récupérerons que les tensions positives grâce à un redresseur parfait, lequel étant inverseur va nous donner des tensions négatives de même valeur absolue que celles issues de la sortie du 2252.

Le temps d'attaque est exclusivement laissé au 2252, et à ses lois particulières : 15 ms pour un bond de 10 dB et 3 seulement pour 30 dB. Le temps de retour est repris en main par une résistance et un condensateur qui ne respectent plus les 125 dB/s, mais reste très court cependant ($R_{12} = 47 \Omega$, $C_7 = 100 \mu F$). Au besoin, en modifiant la résistance on pourrait faire varier ce release.

A ce stade les tensions de commandes sont négatives. Un tampon inverseur les rend positives et elles sont prélevées pour être confrontées à un comparateur qui allumera la LED d'action, à condition bien entendu que la clé de comparaison soit sur ON. Dans le cas contraire, le switch isole la LED, afin de ne pas troubler l'opérateur.

C'est un choix personnel aisément modifiable et il serait par exemple possible de mettre une LED bicolore en service permanent pour le rouge, allumée verte par la clé sur OFF, ce qui conduirait à constater les passages de seuil par un mélange tendant vers l'orange. Il faudrait toutefois modifier légèrement notre maquette.

Notre tension positive continue sa route et se voit amplifiée par un ampli non inverseur. A ce stade elle s'appelle sur le dessin UCDE, et arrive sur l'entrée négative du dernier ampli chargé de fournir CDE, tension de commande du VCA. Nous avons vu que ce dernier doit être affaiblisseur au repos, et nous savons que le 2150 exige pour cela une tension positive de 6 mV/dB.

Pour obtenir cet état repos, il suffit d'envoyer sur la broche positive de l'ampli une tension positive telle que le VCA soit affaiblisseur d'environ 50 dB, soit 300 mV. C'est grâce à cette tension que l'on retrouve la linéarité parfaite 20 Hz, 20 kHz dans 1 dB.

On comprend aisément maintenant le processus : UCDE (positive en action ou nulle au repos) va stabiliser le point repos fixé, et faire tendre CDE vers zéro, donc vers le gain unité du VCA, soit comme nous l'avons dit la réjection maximum.

CQFD, ou presque : une diode placée dans la ligne CDE est chargée d'un double rôle.

- 1) éviter certaines instabilités et "franchiser" l'action (le circuit se mord la queue) et surtout
- 2) interdire toute tension négative (panne) en CDE. Le VCA deviendrait amplificateur de manière incontrôlée.

Cette analyse détaillée du synoptique était destinée à vous familiariser avec la structure, condition indispensable avant d'aborder une réalisation de quelconque envergure. Nous espérons vivement être arrivé à nos fins, car si pour un auteur à la mémoire curieuse (comme votre serviteur), il faut un minimum de temps pour réapprendre à nager avec aisance dans une réalisation PERSONNELLE datant par-

fois seulement de quelques mois, qu'en est-il du lecteur qui découvre brutalement (sans le cheminement logique et les voies sans issues inévitables de la conception) une réalisation dite "clé en main" ?

LE SCHÉMA

Nous y voici enfin : A que la figure 3 est jolie !

Si vous le permettez, nous allons faire un rapprochement rapide entre le synoptique et le schéma : IC₈ est le tampon inverseur d'entrée, IC₉ le mélangeur, IC₄ (a et b) le filtre, IC₁ + IC₃ constituent le VCA (sortie de IC₁ en courant, IC₃ ampli courant-tension, gain unité), IC₂ détecteur RMS, IC_{5a} sélection des tensions positives issues de IC₂, IC_{5b} tampon inverseur, IC₆ comparateur pour la LED "action", IC_{7a} ampli des tensions positives, IC_{7b} soustracteur permettant de passer de UCDE forcée par AJ₄ vers 0 V (si le filtre a constaté un excès important dans la bande sélectionnée).

La relation étant faite, le schéma devient beaucoup plus simple et seuls quelques points restent à préciser.

Parmi eux, les régulateurs d'alimentation : ils n'ont rien de particulier, mais ceux d'entre vous qui ont commencé un rack 19" EUROPE constateront que ce module n'utilise pas les bus LIGHT. Il est vrai que nous aurions pu indiquer par LEDs le taux de réduction dans la bande choisie, mais nous avons décidé de simplifier. Les budgets des réalisations A & C ont pris, il faut le déplorer, un violent coup derrière les accessoires (faces avant comprises) !

Toutefois ce genre d'indicateur ne serait pas aussi simple à ajouter, comparativement aux compresseurs et noise gate que vous connaissez. En effet, on travaille ici à l'envers et il ne serait pas très facile d'exploiter la broche 3 de IC₁, car il faudrait inverser toutes les indications. Il serait préférable de se prendre à la sortie de IC_{5b}, en veillant toutefois à ce que les seuils de basculement correspondent exactement avec la réalité.

Mais est-ce bien utile ici ? C'est l'oreille qui va juger, non les yeux.

La fréquence d'accord du filtre est déterminée par les éléments suivants : C₂₄, C₂₅, R₃₅, R₃₆ et P₃. Si l'on considère que R₃₅ = R₃₆ et que les 2 pistes de P₃ évoluent de manière identique, on peut simplifier par $R = R_{35}$ (ou R₃₆) + valeur de P₃.

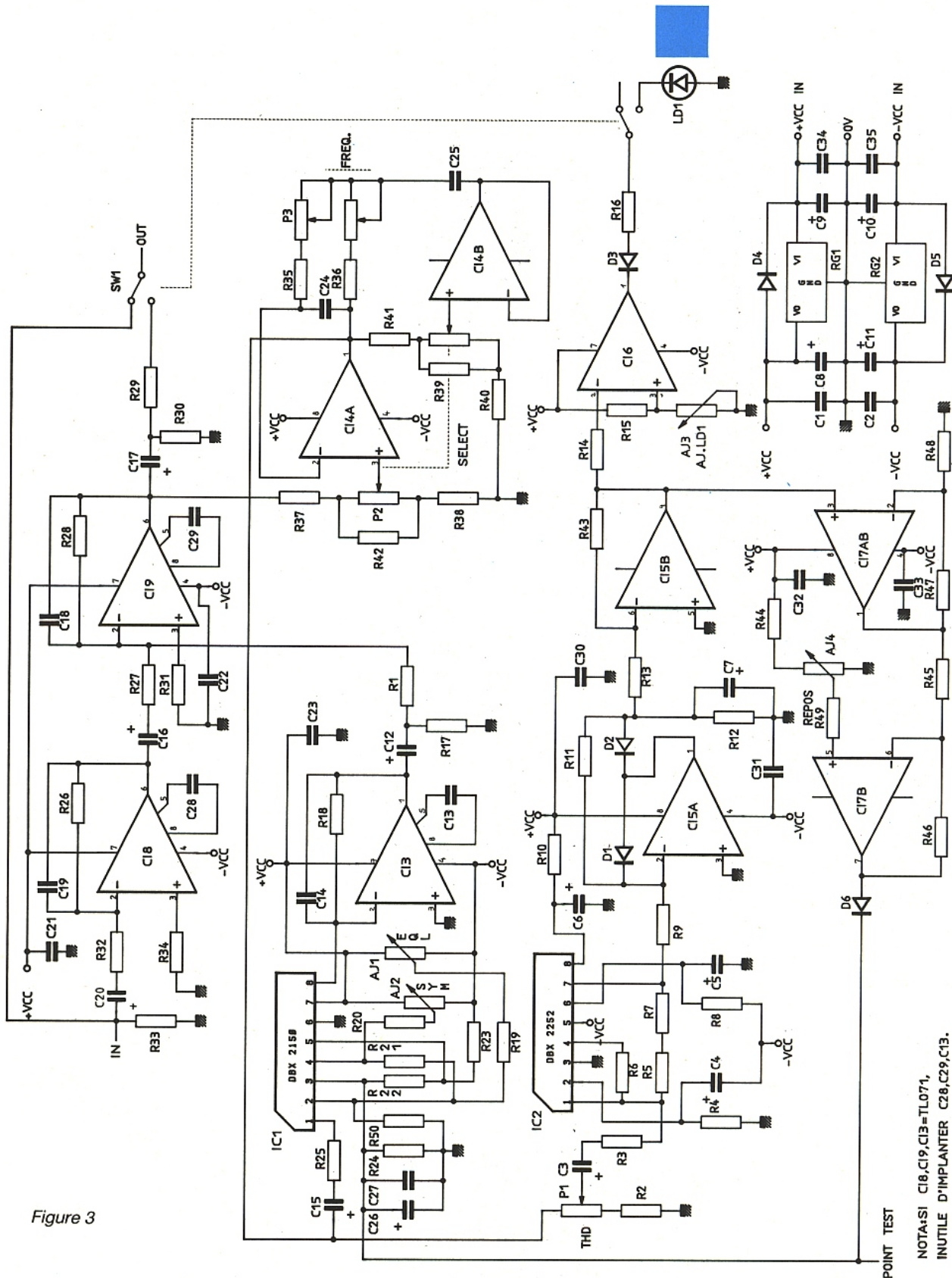


Figure 3

Ainsi, la fréquence d'accord se calcule suivant la formule :

$$F = 1/(6,28 \times \sqrt{C_{24} \times C_{25} \times R^2})$$

Pour C_{24} nous avons adopté 33 pF et pour C_{25} , 33 nF. C'est le moment de dire qu'il serait tout à fait possible de faire couvrir au filtre la gamme basse (de 50 Hz à 1,2 kHz). Ce ne serait plus un DE-ESSER bien entendu, mais ce pourrait être très utile pour

traiter les "P" ou les résonances graves.

Pour faire l'essai c'est facile, il suffit de passer C_{24} à 1 nF, et C_{25} à 1,5 μ F.

Si le lecteur était intéressé par les deux possibilités simultanément, il ne faudrait pas rajouter une seconde paire IC8, IC9, mais utiliser IC8 déjà en place. En audio, quand on peut éviter au maximum les intermédiaires, il ne faut surtout pas se priver.

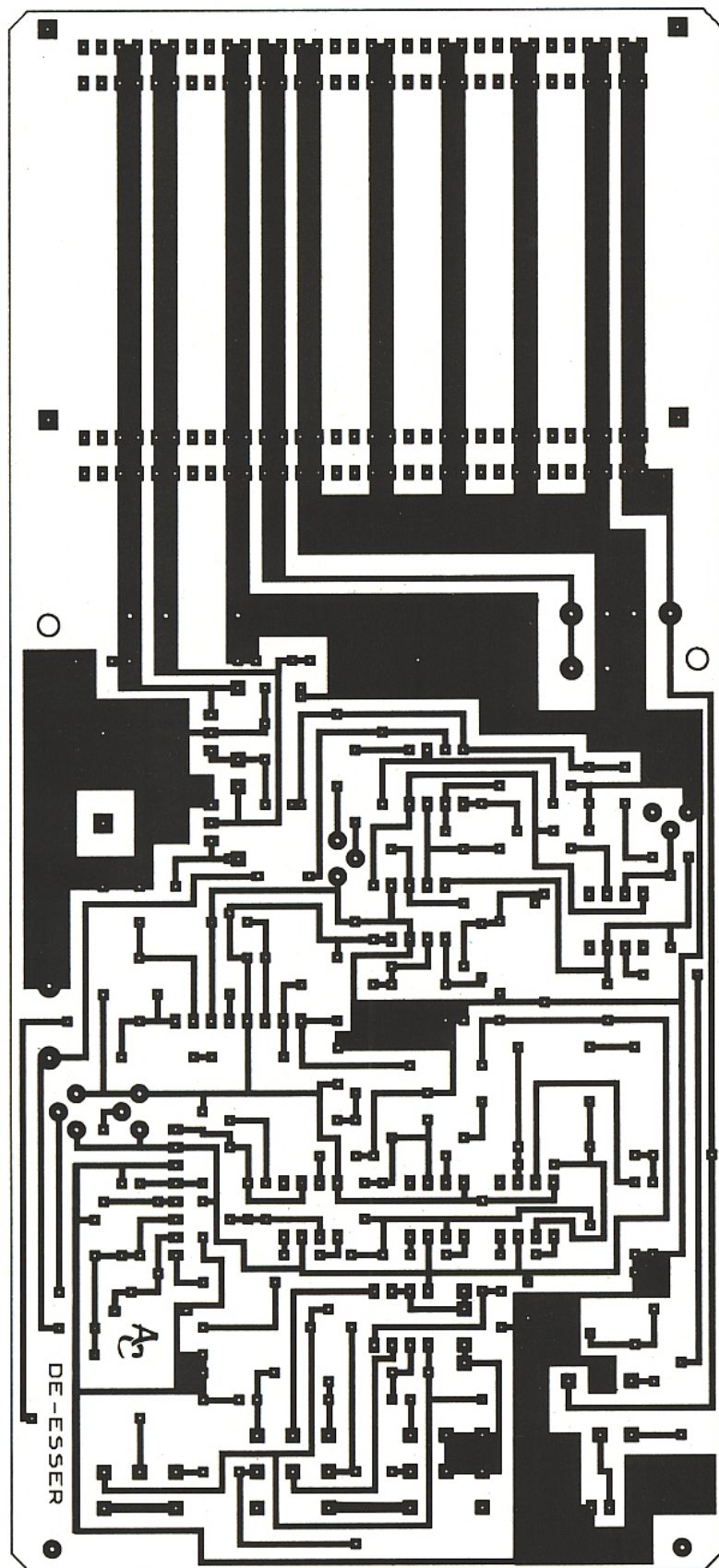


Figure 4

RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé est donné à la **figure 4** et son implantation à la **figure 5**.

Comme nous l'avons annoncé au début, nous avons prévu trois solutions sur la même carte :

1) Un arrêt à 140 mm. Idéal pour une mise en coffret, surtout que tout est prévu : deux passages de vis pour fixer la carte à l'arrière, et tous les points d'accès sur cosses.

2) Carte EUROPE 3U 160. Pour notre rack, nous avons retenu 220, mais si un lecteur désirait construire plusieurs DE-ESSER dans un même chassis, il serait plus économique de choisir 160. Comme l'alimentation commune (+ 20 V, - 20 V non régulés) est simplifiée (il n'y a plus LIGHT), cela ne pose aucun problème.

Bien entendu, la carte mère donnée dans le numéro 496 page 40 est tout à fait conforme.

Comme le DE-ESSER est monophonique (ce qui est normal puisqu'il est destiné à traiter des voies MICRO), le nombre d'entrées-sorties et bien évidemment réduit. Par convention, c'est la voie gauche (LEFT) qui est retenue pour les accessoires monophoniques.

3) CARTE EUROPE 3U 220. C'est le choix que l'on retiendra si on veut panacher divers modules dans un même rack. Inutile dans ce cas de percer les 66 trous du connecteur placé à 160 nous ne l'avons fait que pour la photo !

L'implantation des composants n'a qu'une seule particularité : ne soudez pas C₁₅ côté +, ni R₁.

Précisions : En module EUROPE, les potentiomètres sont montés sans écrou : ils ne sont pas liés à la face avant.

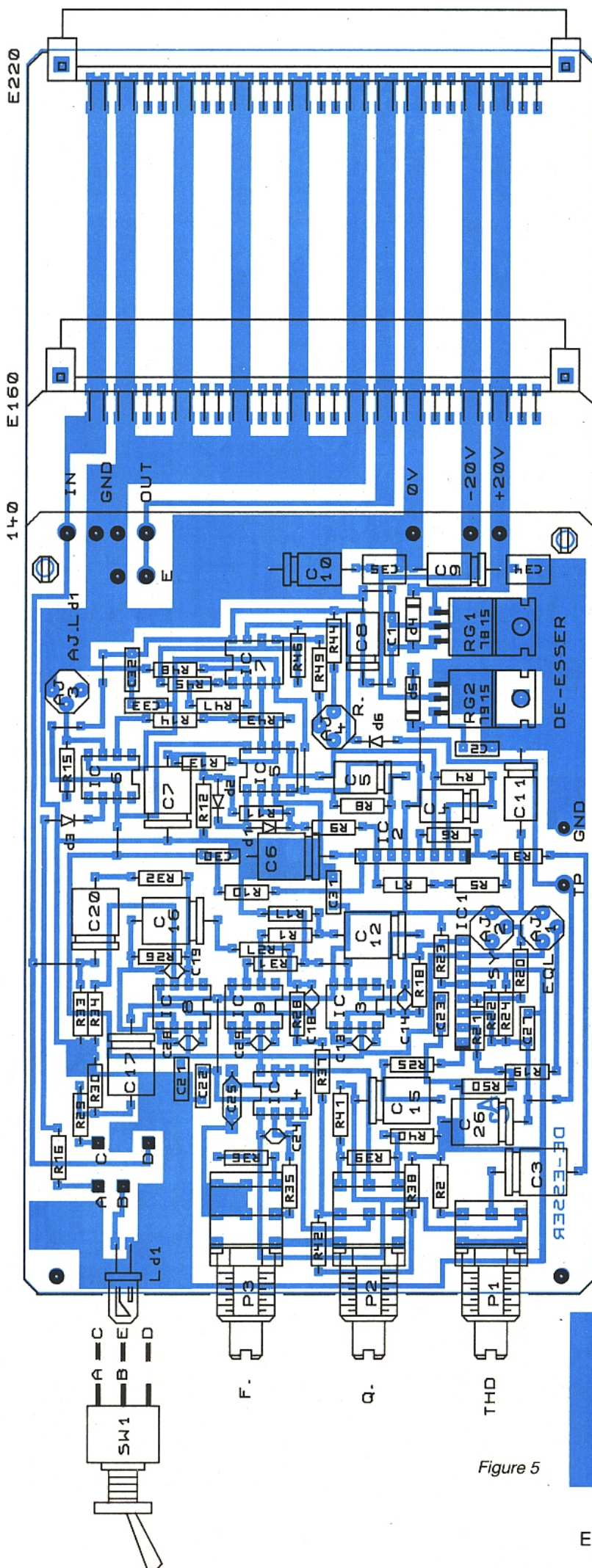
Le câblage de SW₁ est simple et parfaitement repéré sur le dessin. La liaison E est faite en fil blindé dont la tresse n'est mise à la masse qu'en un seul point (voir photographies).

Le strap situé à la perpendiculaire du plus de C₂₀ devra être particulièrement aplati (côté bord de la carte), et la soudure peu volumineuse afin de ne pas gêner l'introduction dans les guides du rack.

Réglages

1) Tous les ajustables sont placés à mi-course.

2) Ne monter que IC₈ et IC₉ et vérifier que le transfert IN-OUT se fait bien sans gain et sans dégradation d'aucune sorte.



3) Ajouter IC₄, et observer la pin 1. En balayant la bande 20–20 000 Hz, on doit mettre en évidence le fonctionnement du filtre (fréquence et sélectivité).

4) Placer IC₁ et injecter par exemple 775 mV à 1 kHz sur le plus de C₁₅. Mettre le point test TP (sous R₅) à la masse (une cosse est prévue à côté). Observer le signal sur C₁₂ côté moins. Obtenir la distorsion la plus faible possible grâce à AJ₂ (si vous n'avez pas de distorsiomètre, AJ₂ restera à mi-course).

5) Avec AJ₁ obtenir un gain unité exact (775 mV en sortie).

6) Souder C₁₅ et R₁, laisser TP à 0 V.

Générateur en IN, oscilloscope en OUT, balayer la bande. A ce stade le circuit se comporte comme un correcteur paramétrique bloqué en affaiblissement maximum.

7) Placer IC₂ et observer qu'en broche 7 une tension continue varie en fonction de la position de THD. Mettre le curseur d'AJ₄ côté masse. Libérer la liaison TP masse et brancher un voltmètre (gamme 2 V). Tourner THD au maxi (curseur côté R₂). Placer IC₅ et IC₇. Injecter en IN environ 250 mV à 4 kHz. Tourner P₂ à fond à gauche (sélectivité maximum) et chercher avec P₃ le creux maxi de la courbe. Monter doucement AJ₄ afin de résorber ce creux. Dès que la bande passante est parfaitement plate, arrêter AJ₄. Sur TP vous devez avoir environ + 300 mV. Jamais plus de 700 mV en TP !

8) Tourner THD doucement vers la gauche jusqu'à obtenir une baisse de 1 dB à 4 kHz. Ajuster AJ₃ pour que LD₁ s'allume franchement.

C'est terminé. Maintenant vous pouvez passer aux essais réels avec un microphone.

CONCLUSION

Pour des raisons financières, l'auteur n'a pu lancer une fabrication de faces avant en Lexan, pour une seule pièce. Les lecteurs intéressés sont donc conviés à se faire connaître, idem d'ailleurs pour MARC, le générateur du mois dernier. A partir de 25 pièces ce serait sans doute possible à environ 100 F pour MARC et une trentaine de francs pour le DE-ESSER.

A bientôt.

Jean ALARY

Figure 5

Nomenclature

Résistances

R₁ : 4,7 kΩ ou 10 kΩ (cf. texte)
 R₂, R₁₀ et R₄₈ : 1 kΩ
 R₃ : 33 kΩ
 R₄ : 470 kΩ
 R₅ et R₇ : 10 MΩ
 R₆, R₂₁ et R₅₀ : 18 Ω
 R₈ : 1 MΩ
 R₉ et R₁₁ : 180 kΩ
 R₁₂ : 47 Ω
 R₁₃, R₃₃ et R₄₃ : 47 kΩ
 R₁₄ : 6,8 kΩ
 R₁₅ : 680 kΩ
 R₁₆ : 2,2 kΩ
 R₁₇ : 4,7 kΩ
 R₁₈, R₂₅, R₂₆, R₂₇, R₂₈, R₃₂ et R₄₁ : 22 kΩ
 R₁₉, R₂₂, R₃₀ et R₄₉ : 10 kΩ
 R₂₀ : 68 kΩ
 R₂₃ : 3,9 kΩ
 R₂₄ : 150 Ω
 R₂₉ : 27 Ω
 R₃₁, R₃₄ et R₄₂ : 2,7 kΩ
 R₃₅ et R₃₆ : 5,6 kΩ
 R₃₇ : 18 kΩ
 R₃₈ : 330 Ω
 R₃₉ : 1,5 kΩ
 R₄₀ : 100 Ω
 R₄₄, R₄₅ et R₄₆ : 100 kΩ
 R₄₇ : 15 kΩ

Potentiomètres

P₁ : 22 kA P11 mono
 P₂ : 10 kA P11 duo
 P₃ : 100 kA P11 duo

Ajustables

AJ₁ et AJ₂ : 47 kΩ T7YA
 AJ₃ : 470 Ω T7YA
 AJ₄ : 10 kΩ T7YA

Condensateurs

C₁, C₂, C₂₁, C₂₂, C₂₃, C₂₇, C₃₀, C₃₁, C₃₂ et C₃₃ : 0,1 μF
 C₃, C₆, C₇, C₁₂, C₁₅, C₁₆, C₁₇, C₂₀ et C₂₆ : 100 μF, 25 V
 C₄, C₅, C₈, C₉, C₁₀ et C₁₁ : 10 μF, 63 V
 C₁₃, C₂₈ et C₂₉ : 27 pF
 C₁₄, C₁₈ et C₁₉ : 22 pF
 C₂₄ : 39 pF
 C₂₅ : 33 nF
 C₃₅ et C₃₆ : 0,47 μF

Diodes

D₁, D₂, D₃ et S₆ : 1 N 4148
 D₄ et D₅ : 1 N 4004

Circuits intégrés

IC₁ : dbx 2150
 IC₂ : dbx 2252
 IC₃, IC₈ et IC₉ : NE 5534
 IC₄, IC₅ et IC₇ : TL072
 IC₆ : TL071

Régulateurs

RG₁ : 7815
 RG₂ : 7915

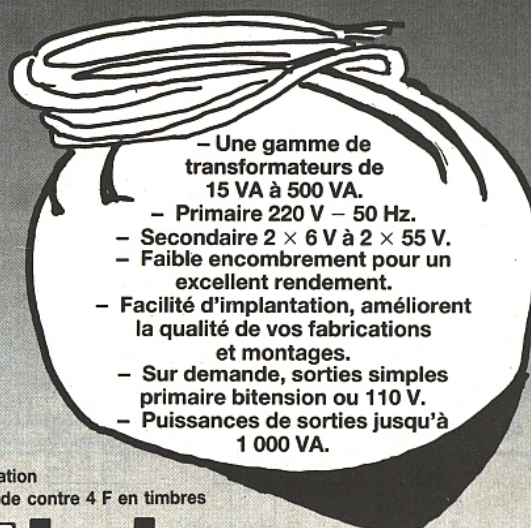
Options

Porte carte double 3U 8TE
 Connecteur 41612 M 64
 Picots + visserie 2,2 mm

Divers

LD₁ : Led rouge 5 mm
 SW₁ : Double inverseur miniature
 Circuit imprimé
 Supports IC et visserie 3 mm

TRANSFORMATEURS TORIQUES (type HTA)



- Une gamme de transformateurs de 15 VA à 500 VA.
- Primaire 220 V - 50 Hz.
- Secondaire 2 x 6 V à 2 x 55 V.
- Faible encombrement pour un excellent rendement.
- Facilité d'implantation, améliorent la qualité de vos fabrications et montages.
- Sur demande, sorties simples primaire bitension ou 110 V.
- Puissances de sorties jusqu'à 1 000 VA.

Documentation
sur demande contre 4 F en timbres

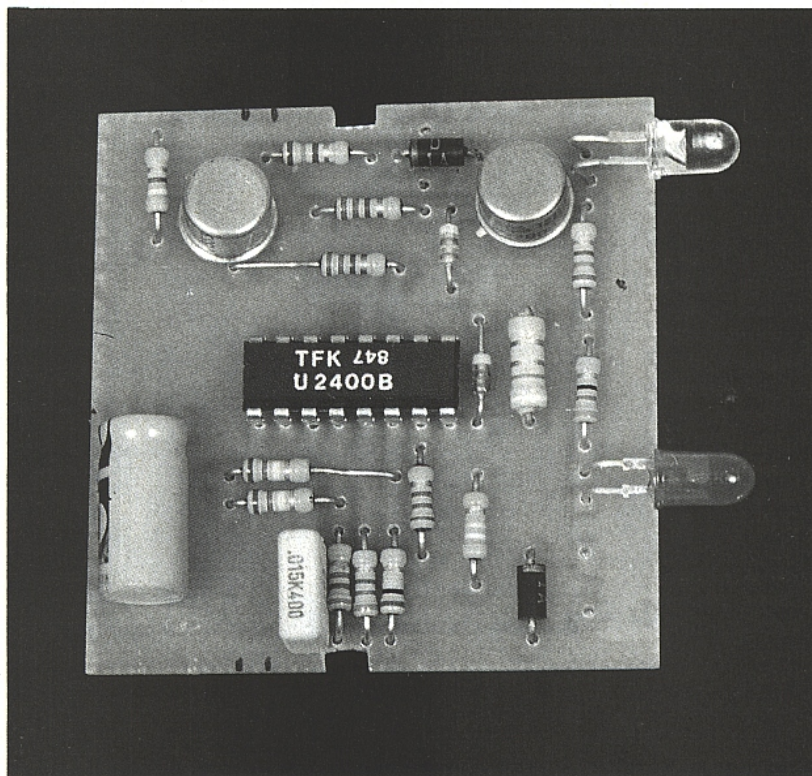


Iskra FRANCE

ZAC des Peupliers - 27 rue des Peupliers - BAT A
92000 NANTERRE

■ Chargeur "optimal" pour accu 9 V 6F22

La pile 9 V miniature à "boutons-pression" (dite 6F22) est la source d'alimentation privilégiée de beaucoup d'équipements électroniques compacts. Sa capacité reste cependant modeste pour un prix relativement élevé, ce qui en fait une source d'énergie commode, mais onéreuse. Dans ces conditions, l'accu cadmium-nickel ou "pile rechargeable" offre une alternative économique dans bien des cas d'utilisation intensive. Un chargeur performant est cependant indispensable pour profiter au mieux de la capacité et de la durée de vie de ce type de batterie.



PILE OU ACCU ?

La solution "pile rechargeable" ne doit pas être adoptée les yeux fermés : un petit accu 6F22 offre une capacité de 80 à 100 mAh selon sa marque, contre 500 mAh pour une pile alcaline de marque et 1 200 mAh pour la nouvelle pile au lithium KODAK ULTRALIFE.

Le prix de l'accu étant environ quatre fois supérieur à celui de la pile alcaline et double de celui de la pile lithium pour une endurance de plusieurs centaines de recharges, le calcul peut sembler outrageusement simple.

C'est exact si l'accu est utilisé de façon intensive, par exemple déchargé chaque jour et rechargé chaque nuit.

Il serait par contre beaucoup moins intéressant d'équiper d'un accu, un appareil ne servant qu'occasionnellement : dans ce genre de cas, la pile au lithium est à recommander, car elle offre une autonomie 12 à 15 fois supérieure pour une durée de vie en stockage supérieure à dix ans (un accu cadmium en charge d'entretien permanente peut par contre être considéré comme « mort » au bout de quatre à cinq ans même et surtout s'il n'a jamais été déchargé).

BIEN DÉCHARGER ET BIEN RECHARGER

La meilleure façon d'utiliser un accumulateur cadmium-nickel consiste à faire alterner fréquemment des décharges complètes et des recharges suffisantes, mais pas non plus excessives. Deux phénomènes électrochimiques doivent en effet être pris en considération.

Premièrement, les accus cadmium-nickel souffrent d'un "effet de mémoire" qui les fait "s'habituer" aux décharges incomplètes : la capacité récupérable après recharge tend progressivement à s'aligner sur la capacité rechargée, la charge "résiduelle" rarement ou jamais utilisée devenant de plus en plus difficile à "réveiller".

Deuxièmement, bien que plus tolérants que les accus au plomb, les accus cadmium-nickel ne doivent pas être surchargés trop largement et trop fréquemment : on peut considérer comme sage de ne pas appliquer régulièrement de surcharge très supérieure à 100 %.

Il découle de tout cela que la façon idéale de traiter un accu partiellement déchargé consiste à finir de le décharger, puis à lui faire subir une charge complète,

normale ou légèrement accélérée. La "charge rapide", en une heure ou moins, est à déconseiller pour les accus 6F22, car elle ne permet de récupérer qu'une partie de la capacité nominale, déjà fort modeste, tandis qu'elle abrège notablement la vie des accus.

LE U 2400 B ET LES ACCUS 6F22

Nos lecteurs connaissent bien le circuit intégré "processeur de charge" U 2400 B de TELEFUNKEN, car il a fait l'objet d'un article d'application dans notre n° 504. Capable de gérer en toute sécurité la charge normale ou rapide d'accus cadmium-nickel de toutes tailles, il se prête admirablement à la recharge optimale des accus 6F22. Encore faut-il dimensionner très précisément ses composants périphériques en accord avec les spécifications des accus.

Nous venons de le voir, la charge d'un accu est une opération délicate qu'il serait pénalisant de mener à partir de données approximatives. Nous avons donc calculé notre montage de la **figure 1** à partir des courbes fournies par VARTA, dont l'accu 6F22 peut être considéré comme une référence représentative : rappelons qu'il est constitué de sept éléments bouton "100 DK" de 1,2 V 100 mAh connectés en série dans un boîtier rectangulaire.

Compte tenu du rendement de charge qui n'atteint jamais 100 %, la charge normale de cet accu correspond à 14 heures au dixième de la capacité, soit sous 10 mA, mais il est parfaitement tolérable de charger sous 20 mA pendant 7 à 14 heures, pourvu que l'accu soit déchargé au préalable.

Le U 2400 B disposant d'un régime de charge en 12 heures, nous pouvons fixer R_{13} à 4,7 Ω pour obtenir des impulsions de 150 à 200 mA durant 100 ms et espacées de 1 100 ms : le courant de charge moyen se situe ainsi entre 14 et 19 mA, ce qui correspond sur 12 heures à une charge de 168 à 228 mAh.

Pour conserver la durée de cycle habituelle de 14 heures, il semble commode d'allouer 2 heures au processus de décharge préalable, ce qui n'a rien d'excessif, la **figure 2** montrant que l'on extrait ainsi près de 95 % de l'énergie stockée dans l'accu. La **figure 3** permet en effet de déterminer que le courant débité doit être fixé à 45 mA, d'où la valeur de

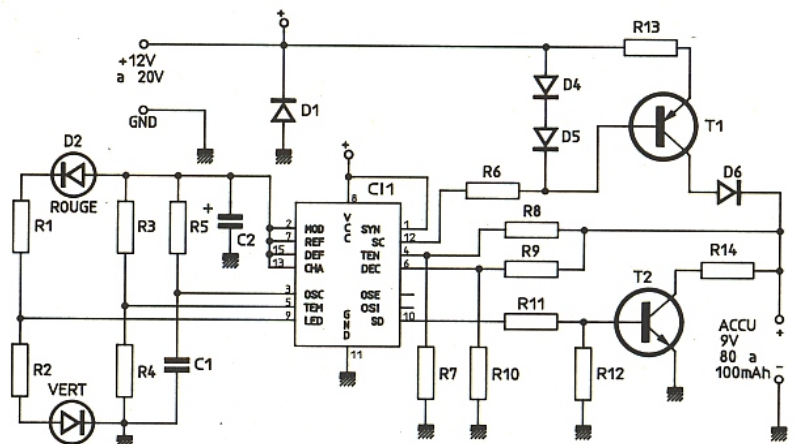


Figure 1

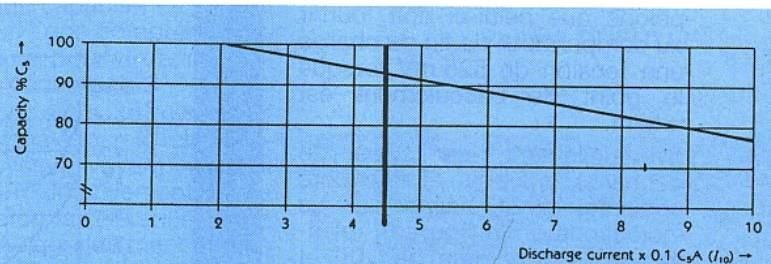


Figure 2

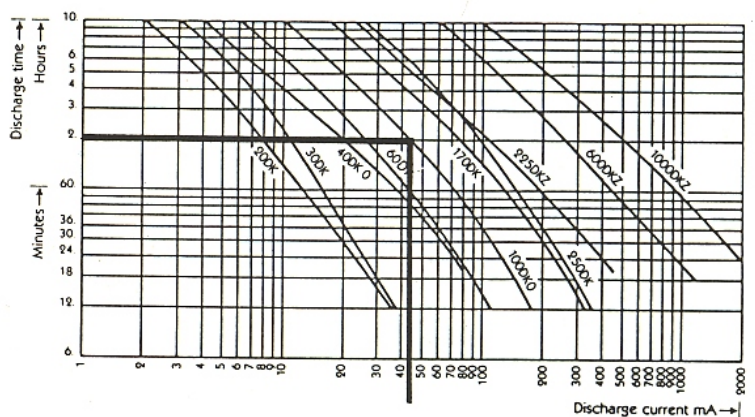
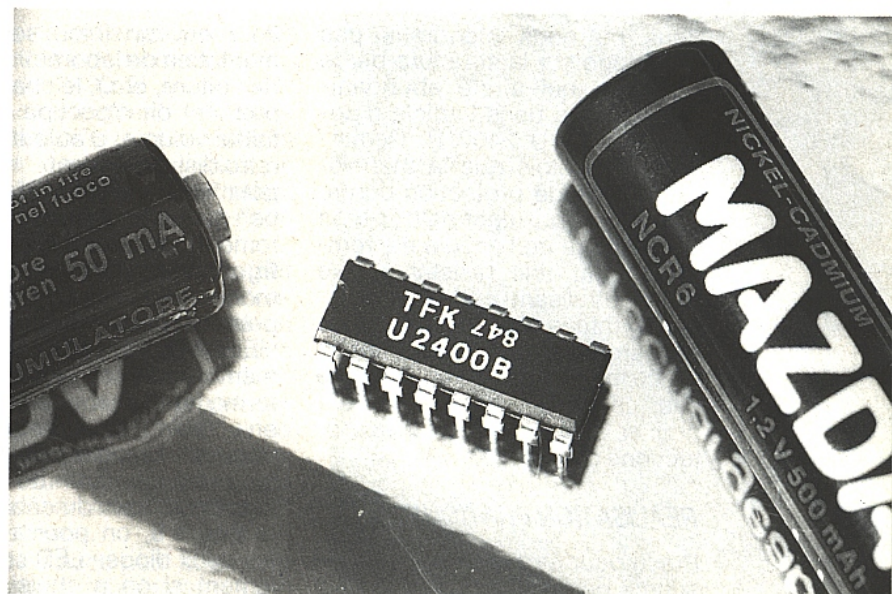


Figure 3



180 Ω pour R₁₄, qui n'aura à dissiper que moins d'un demi watt.

Il est important d'interrompre la décharge au bon moment : décharger trop profondément un accu risque de le détériorer et allonge inutilement la recharge.

La **figure 4** indique que pour un courant consommé de 45 mA (4,5 fois le dixième de la capacité horaire), il faut arrêter la décharge à une tension de 0,95 V par élément, ce qui est d'ailleurs cohérent avec la courbe n° 1 de la **figure 5**, relative à une décharge sous 50 mA.

Pour sept éléments, cela mène à une tension de fin de décharge de 6,65 V, valeur fixant le rapport de division du pont R₉-R₁₀ ; rappelons que celui-ci doit fournir au comparateur de fin de charge une tension de 525 mV lorsque le point de basculement est atteint.

Eventuellement, ce cycle de décharge pourrait être encore accéléré, en se basant sur les indications de la **figure 6**, relatives à des courants de 100 et 200 mA, mais nous ne conseillons guère cette pratique.

Reste à déterminer la tension de fin de charge, afin d'arrêter le chargeur si celle-ci devait être atteinte avant le terme des 12 heures (cas d'un accu dont la capacité serait nettement inférieure à 100 mAh, soit d'origine, soit par vieillissement).

La **figure 7**, valable pour des courants de charge inférieurs ou égaux à 10 mA, permet de choisir 1,5 V par élément tout en conservant une marge de sécurité convenable. Cela correspond à 11,5 V pour notre assemblage de 7 cellules, d'où le calcul du pont diviseur R₇-R₈ qui, lui aussi, doit délivrer 525 mV lorsque le seuil de fin de charge est atteint.

Nous ne nous étendons pas davantage sur la structure de ce chargeur, qui a été abondamment décrite dans l'article d'application du U 2400 B. Remarquons toutefois que la thermistance CTN de protection contre une élévation anormale de la température de l'accu a été remplacée par une résistance fixe (R₄) neutralisant cette sécurité : aux rythmes de charge et de décharge adoptés, fort modérés, l'accu ne tiédira en effet même pas, ce qui est encore meilleur pour sa santé que toutes les protections du monde !

RÉALISATION PRATIQUE :

Prévu pour être alimenté par une source continue externe de 12 à

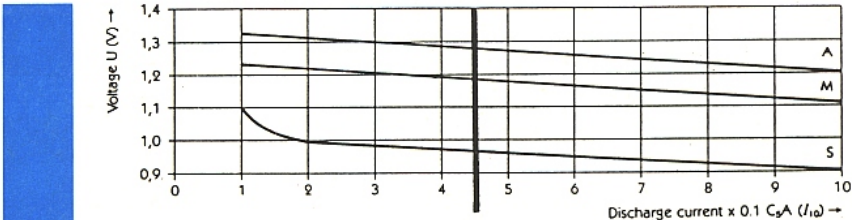


Figure 4

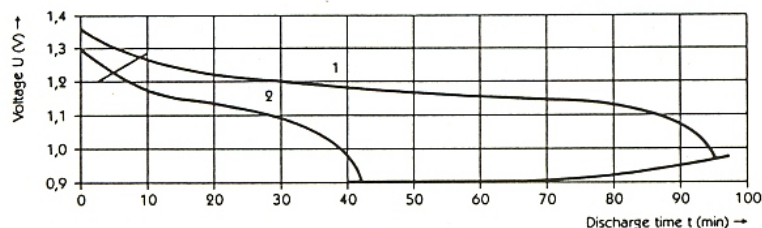


Figure 5

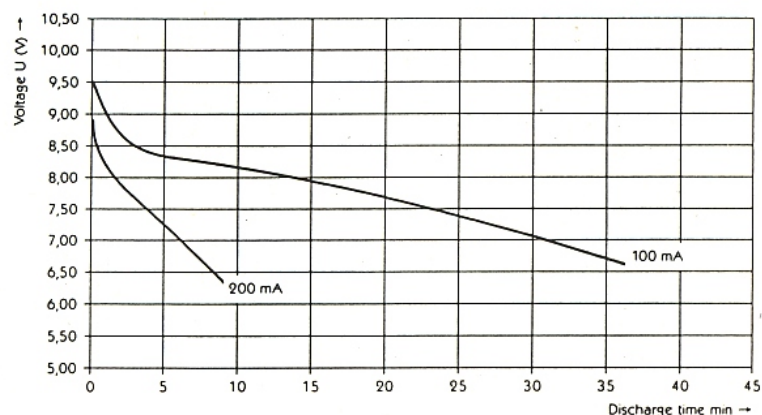


Figure 6

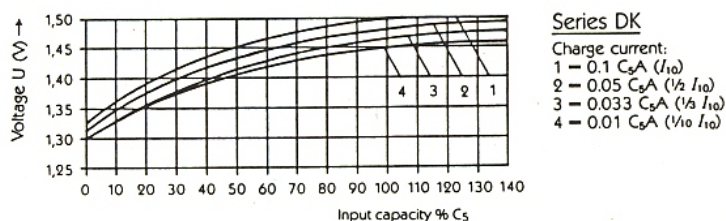


Figure 7

20 V environ (bloc secteur, alimentation de laboratoire, batterie de voiture, etc.), le chargeur proprement dit n'occupe qu'un très faible volume, d'autant qu'aucun refroidisseur n'est nécessaire pour les transistors "de puissance" qui ne chaufferont que légèrement. Le circuit imprimé de la **figure 8** est donc de dimensions modestes, ce qui lui permet de prendre place dans un boîtier HEILAND HE 222, éventuellement raccourci par sciage : sa forme et son mode d'ouverture en " tiroir " se prêtent bien à accueillir l'accu à recharger dans le prolongement de la carte imprimée. Lors du câblage selon la **figure 9**, on pourra implanter les deux diodes LED soit verticalement si on a choisi le boîtier

transparent, soit cambrées à 90° s'il faut les faire sortir par des trous ménagés en façade de l'exécution "infrarouge", opaque, de ce même coffret. Un trou de 6 mm devra dans les deux cas être ménagé pour le jack de 3,5 mm amenant l'alimentation "primaire". Bien entendu, toute autre exécution mécanique est possible, selon les talents et les moyens de chacun !

ESSAIS ET MISE EN SERVICE :

Ce montage doit normalement fonctionner à la perfection dès la dernière soudure achevée, puisqu'il ne comporte aucun réglage. Une vérification accélérée de son cycle de fonctionnement est cependant possible en

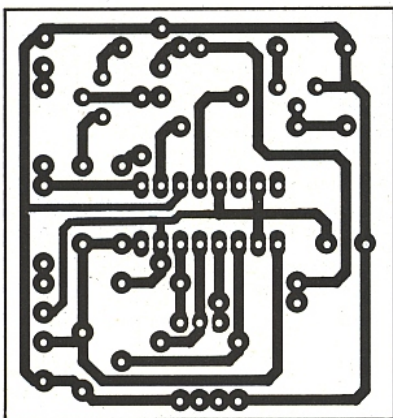


Figure 8

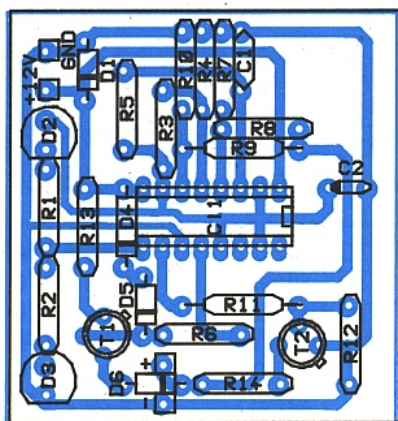


Figure 9

remplaçant l'accu par un condensateur chimique d'au moins 47 000 μ F préalablement chargé à environ 7,5 V.

Il est préférable de mettre le chargeur sous tension avant de connecter l'accu ou le condensateur : ainsi, le cycle démarre par l'allumage fixe du voyant rouge signalant l'absence d'accu, ou encore un accu défectueux ou trop profondément déchargé (ce qui est voisin...).

L'opération décharge est signalée par le clignotement du seul voyant rouge : elle dure à peine plus d'une seconde avec le condensateur, mais peut atteindre deux heures en cas de mise en recharge d'un accu disposant de sa pleine capacité. La plupart du temps, on comptera une bonne heure pour un accu partiellement déchargé.

Commence alors le cycle de charge, signalé par le clignotement du seul voyant vert. Il durera approximativement douze heures (selon la tolérance sur la valeur de C_1 qui doit mener à une fréquence d'horloge de 200 Hz), sauf si la tension de fin de charge devait être atteinte avant l'expiration de ce délai. Ce genre d'incident est classique en présence d'un accu dont la résistance interne a augmenté par vieillissement : dans ce cas, la charge s'interrompt, mais reprend dès que la tension retombe en dessous de ce seuil. Au bout de deux interruptions, un clignotement alterné des deux voyants rouge et vert se déclenche : il signale en général que l'accu atteint l'âge de la retraite !

Ce phénomène est par contre normal lors d'un essai accéléré sur un condensateur, car la tension de fin de charge est atteinte en quelques secondes seulement.

Une fois la charge principale achevée dans de bonnes conditions, le U 2400 B suspend le processus, éteignant les deux voyants, à moins qu'il ne détecte le besoin de placer l'accu en régime de charge d'entretien, auquel cas le voyant vert reste allumé en permanence.

Une telle charge d'entretien fait appel à un courant moyen d'environ 1 mA, obtenu à raison d'une impulsion de 100 ms sous 200 mA toutes les 18 secondes : elle suffit largement à compenser l'auto-décharge d'un accu en bon état général, sans aucun risque de surcharge. De toute façon, la sécurité de tension reste en service.

A ce stade, l'accu peut être retiré du chargeur à tout instant, avec

la garantie qu'il donnera tout ce dont il est capable. Par contre, si on tente de le remettre en charge, un cycle de décharge sera automatiquement déclenché, sauf si sa tension est restée très proche de celle de fin de charge. Il en va de même si une coupure de secteur vient à remettre le chargeur à zéro : selon les conditions d'utilisation, on pourra donc trouver utile d'alimenter ce chargeur par une alimentation "ininterrompible", qui peut tout simplement être une batterie de 12 V, fixe ou de voiture. Il est toutefois important de noter que quoi qu'il arrive, les deux voyants permettent à tout moment de savoir exactement dans quel état se trouve l'accu.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 5 % 1/2 W

R₁ : 82 Ω
 R₂ : 270 Ω
 R₃ : 2,2 k Ω
 R₄ : 820 Ω
 R₅ : 390 k Ω
 R₆ : 220 Ω
 R₇ : 5,6 k Ω
 R₈ : 120 k Ω
 R₉ : 120 k Ω
 R₁₀ : 10 k Ω
 R₁₁ : 220 Ω
 R₁₂ : 390 Ω
 R₁₃ : 4,7 Ω
 R₁₄ : 180 Ω

Condensateurs

C₁ : 15 nF MKH
 C₂ : 470 μ F, 6 V radial

Transistors

T₁ : 2 N 2905
 T₂ : 2 N 1711

Circuit intégré

Ch₁ : U 2400 B TFK

Autres semiconducteurs

D₁ : 1 N 4001
 D₂ : LED rouge
 D₃ : LED verte
 D₄ : 1 N 4148
 D₅ : 1 N 4148
 D₆ : 1 N 4001

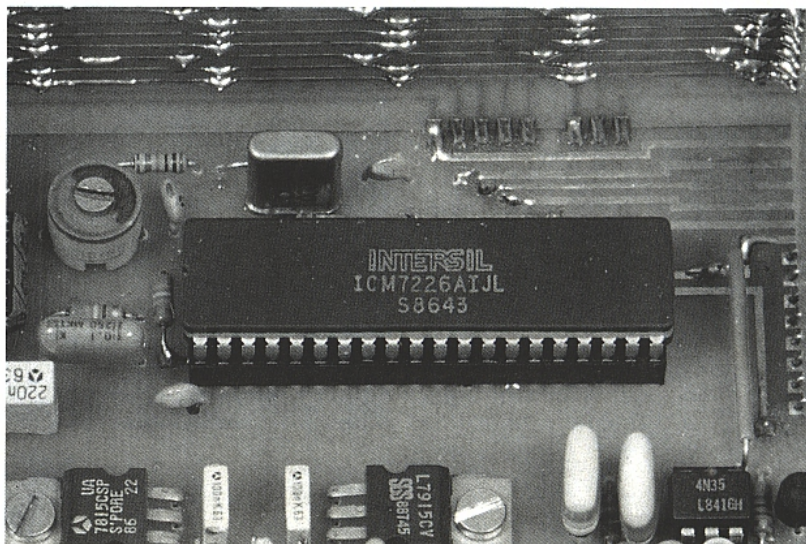
Divers

Clip de pile 9 V
 Alim. 12 à 20 V
 Boîtier HEILAND HE 222

Applications des ICL 7226 A & B

Parmi les circuits à haute intégration, les ICM 7226 d'Intersil sont remarquables : la quasi totalité des éléments nécessaires à la construction d'un fréquencesmètre-périodémètre-impulsiomètre-compteur-ratiomètre est incluse dans un boîtier 40 broches.

Seuls quelques composants annexes sont nécessaires pour une mise en œuvre plus ou moins "universelle" de ce monstre. Le générateur MARC décrit le mois dernier utilise un 7226 A. Les quelques lignes qui suivent permettront (comme promis) d'en savoir un peu plus à son sujet.

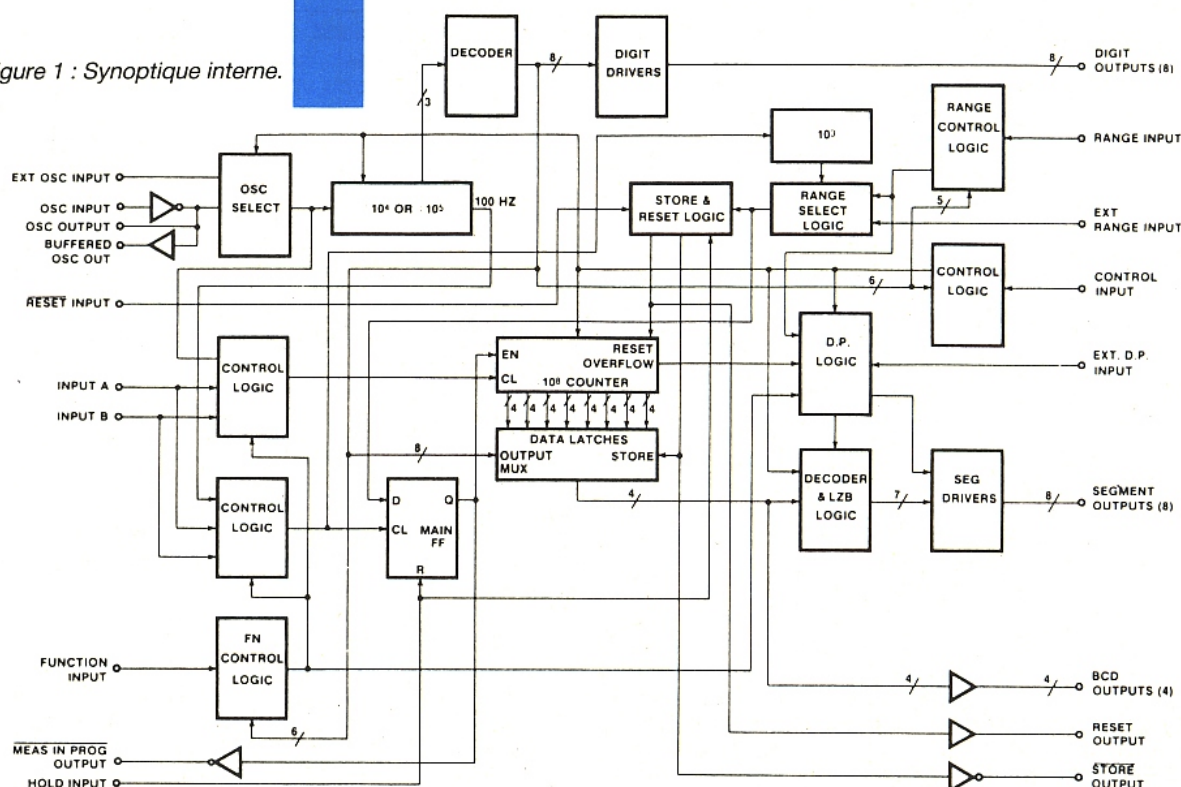


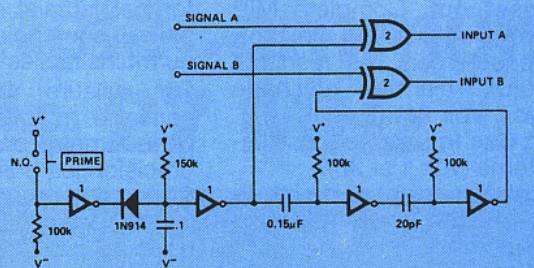
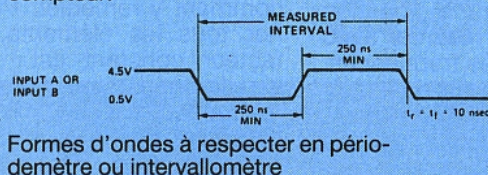
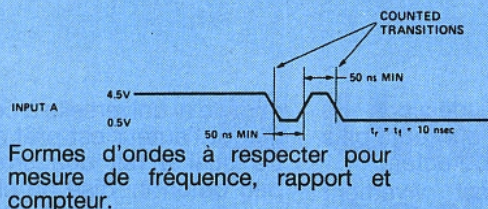
Il serait inconvenant de ne pas annoncer d'office que ce circuit intégré magique est cher : environ 500 F. En contrepartie il permet une implantation dense et offre une vaste palette de fonctions.

L'organisation interne du 7226 A (figure 1) donne une idée de la complexité du produit, et justifie en partie son prix.

Quand nous avons conçu MARC, nous avons longuement hésité à utiliser le 7226 A : nous avons en effet un peu honte de sa sous-exploitation forcée. C'est la fonction périodémètre, l'extrême facilité de mise en œuvre et la consommation réduite qui ont fini par faire pencher la balance en sa faveur.

Figure 1 : Synoptique interne.





Circuit référentiel, A et B haut ou bas.

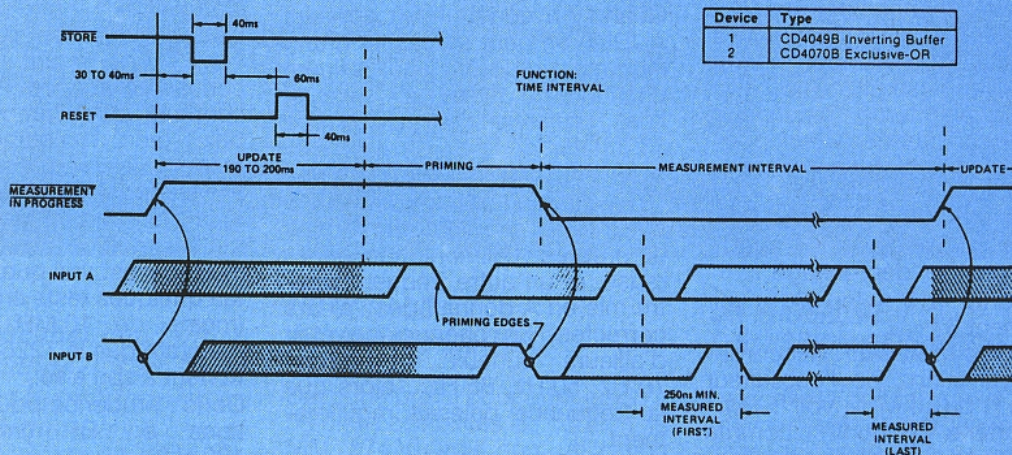


Figure 4 : Chronogrammes pour la mesure d'intervalle de temps.

D3 : Contrôle de l'oscillateur interne.

D4 : Compteur (maxi 10^6 unités)

D5 : Mesure du temps séparant deux impulsions : démarrage en A, arrêt en B. Voir figure 4.

D8 : Périodemètre (maxi 2,5 MHz).

5. Store

a : voir figure 4

b : voir également broche 3. Mais attention, cette sortie ainsi que RESET ne peut attaquer qu'une charge faible (Schottky TTL).

6-7 : respectivement BCD 4 et 8. Deux des quatre bits représentatifs des états "afficheurs".

8-11 : quatre des 8 commandes pour les segments des afficheurs, dont dp (point décimal). Nota : dp de D8 indique l'overflow. Au lieu d'utiliser le "dp de D8" on préfère souvent une LED externe, plus attirante.

12 : Masse, V- ou 0 Volt DC.

13-16 : Les quatre segments qui manquent aux afficheurs (voir 8-11).

17 et 18 : Bits 1 et 2 du mot binaire des afficheurs (voir 6-7).

19 Reset : (barre). Voir figure 4. Entrée permettant au moyen d'un zéro logique d'annuler une mesure en cours. Possibilité de faire une RAZ à l'allumage en plaçant entre 19 et 12 un condensateur de $0,1 \mu F$ par exemple. Ceci est sans intérêt pour la fonction fréquencemètre, mais presque indispensable en

exploitation "compteur".

20. Commande extérieure du point décimal (voir également 1-D3).

Eviter de commander D8 : on perdrait en effet l'indication de dépassement ainsi que le blanking (suppression de l'affichage des "zéros" non significatifs). La reprise en main manuelle de l'affichage du point décimal est nécessaire quand par exemple on décide d'intercaler un prédiviseur dans la (ou les) entrées.

21. Choix des gammes.

Avec D1 : gamme externe (voir 31)

D2 : 10 s - 1 k cycles

D3 : 1 s - 100 cycles

D4 : 0,1 s - 10 cycles

D5 : 0,01 s - 1 cycle

L'horloge interne est abaissée à 100 Hz comme on peut le voir figure 1 (sauf en oscillateur externe bien entendu). La commande d'ouverture de porte minimale est donc de 0,01 s. Pour une mesure au Hertz, on doit donc laisser la porte ouverte pendant 100 cycles "unité". C'est le meilleur compromis pour les mesures AUDIO : Une mesure par seconde, mais une seconde quand même à attendre entre chaque mesure... !

Une ouverture de porte de 10 s (1 000 cycles "unité") apporte une décimale supplémentaire, et la stabilité de l'affichage semble exemplaire car il faut attendre

10 s avant d'obtenir une confirmation. Exaspérant ! Mais cela n'est rien encore par rapport à 40 s, cas d'un oscillateur externe de 2,5 MHz (mesure jusqu'à 1,5 GHz avec prédiviseur ou tout simplement élévation à 40 MHz après division par 4 du signal d'entrée).

Quand nous disons "oscillateur externe", il ne faut pas penser impérativement à l'inutilisation totale de l'oscillateur interne (voir 38). Il est possible en effet de récupérer l'horloge quartz interne, de la diviser, et d'injecter la nouvelle horloge sur la broche "EXT OSC IN" (33).

22-24 : trois des huit commandes de digit (pour 22 voir également broche 1)

25 : V+ (+ 5 V), maxi 6,5 V.

Nota : une tension supérieure de 0,3 V à V+ sur l'une des entrées (A ou B) conduit immédiatement à la destruction du circuit. D'autre part, et nous en reparlerons, la valeur mini de V+ indiquée par le constructeur (4,75 V) est à proscrire. Par expérience, l'auteur corrigerait volontiers à 4,85 V MINI et proposerait plutôt un 5,5 V en régime de croisière. Pour cela, trier les 7805 ou opter pour un régulateur ajustable.

26-30 : 5 des 8 commandes de digit (voir 22-24 et 1)

31 : Entrée utilisée pour exploiter d'autres gammes que celles prévues par le constructeur (voir 21).

32 : Reset out. Complète MIP (3), Store (5) et BCD pour exploiter extérieurement les résultats (ordinateur, alarme, affichage LCD, etc.). Voir figure 4.

33 : Ext Osc In : entrée d'oscillateur externe (voir 1 et 38). Cette entrée permettra de modifier la fréquence "unité" avec une horloge externe.

L'oscillateur interne continue de fonctionner en toutes circonstances mais est sans effet quand le mode EXT OSC (1) est activé. Pourtant, si l'oscillateur externe "tombe" en dessous de 100 kHz, la logique interne reconnecte l'oscillateur interne. C'est pourquoi le constructeur préconise "d'assurer" en autorisant une position de repli (quartz en OSC IN/OUT) afin d'éviter les surprises en cas de "décrochage".

34 : Porter à V+ (ou V-), voir également 37.

35-36 Osc In et Out : Raccordement du quartz de l'oscillateur interne (1 ou 10 MHz, voir 1-D2).

37 : Porter à V+ (ou V-), comme 34 : Ces deux broches sont destinées à "blinder" le secteur de l'oscillateur interne et éviter un accrochage avec la sortie bufférisée (38).

38 : Sortie bufférisée de l'oscillateur interne (1 ou 10 MHz). Elle peut servir de point de mesure pour ajuster la fréquence, mais également pour effectuer d'éventuelles divisions que l'on pourra réintroduire ensuite en EXT OSC IN (33).

39 : Hold. Entrée qui, portée à V+, stoppe la mesure et remet le compteur principal à zéro. Sans effet en "fonction compteur" (voir 4-D4 mais également 19).

40 : Input A. Entrée principale (10 MHz), impédance 250 k Ω . Voir figure 4.

PRÉCISIONS DIVERSES

Notre but n'est pas ici de recopier le data-book INTERSIL mais plutôt d'attirer votre attention sur la mise en œuvre du 7226 exploité en audio.

Le "broche à broche" que nous venons d'effeuiller, a l'ambition d'être un "lexique" pratique (avec renvois...), bien utile pour le lecteur qui acceptera d'investir dans ce circuit intégré.

Il est toutefois insuffisant, et seule la documentation complète du constructeur permettra d'exploiter au mieux ce pavé. Pourtant, il nous semble indispensable d'attirer l'attention sur les problèmes rencontrés aux mesures des fréquences basses (inférieures à 500 Hz).

Tout d'abord il faut veiller à ce que la tension d'alimentation ne

tombe jamais en dessous de 4.85 V, sous peine d'erreurs plus ou moins faciles à détecter.

Par ailleurs il est vivement conseillé d'utiliser la fonction périodemètre pour estimer avec précision les basses fréquences. Ceci est vrai, mais totalement inconfortable : lequel d'entre nous est capable d'effectuer une conversion immédiate et directe ?

Quand on construit un appareil AUDIO, on peut se passer d'une extrême précision (sauf s'il est question de filtres sélectifs) et l'on préférera lire 30 Hz à 33 334 μ s.

Mais pour lire 30 Hz ça n'a pas été si simple : nos signaux sur A étaient parfaitement conformes et propres, l'alimentation généreuse, et un autre fréquencemètre mis en A donnait des valeurs correctes. Le phénomène était d'ailleurs curieux du genre : 70 Hz, 50 Hz, 85 Hz... alors que la fréquence baissait régulièrement.

En toute franchise, l'auteur n'a pas compris ce qui se passait et a résolu le problème en limitant la bande passante (coupe haut) pour lire correctement les fréquences basses. Cette formule est très efficace, et tout est rentré dans l'ordre immédiatement. Mais il reste qu'avec deux implantations différentes, et plusieurs adaptations d'entrées, le phénomène s'est reproduit régulièrement, et ce sur deux 7226 ! Suivant le type d'adaptation, les défauts variaient parfois, et si tout pouvait sembler correct à première vue, une vérification des mesures mettait en évidence des erreurs vicieuses du genre 40 Hz OK, 35 Hz affiché pour 30 Hz injecté, puis 27 pour 20 etc.

Dans notre cas (fréquencemètre intégré à un générateur), il était facile de remédier au défaut en commutant le filtre d'entrée en fonction de la gamme sélectionnée pour le gén. Mais que se passerait-il pour un fréquencemètre utilisé indépendamment ? Franchement nous n'en savons rien !! Une lecture attentive de toute littérature traitant du 7226 nous a laissé sur notre faim, à l'exception d'un article proposant de multiplier les fréquences basses afin d'assurer un confort de mesure. Dans ce cas, on admet donc que l'on connaît grossièrement la fréquence à mesurer pour justifier la mise en route du multiplieur, ce qui pourrait être également le cas pour un filtre passe-bas !

Nous n'avons pas de solution

miracle ni universelle à ce problème, et l'auteur est prêt à admettre qu'il a fait une erreur pour peu qu'on lui dise où elle est et comment y remédier. Pour donner tous les éléments, le seul facteur constant est : mesures sur des générateurs divers mais tous à base de XR 2206 ! Le seul problème est que sur trois fréquencemètres différents, seul celui construit autour du 7226 s'affolait.

Que conclure de ces observations ? En relisant la littérature consacrée au sujet, nous avons constaté que l'ambition principale était majoritairement de mesurer les fréquences les plus élevées possibles. Le GHz et au-delà c'est parfait, mais pour celui qui "fait audio", c'est sans grand intérêt. Il est vrai que nous avons fait quelques tests en "basse HF" (moins de 10 MHz) et avons constaté que le 7226 était parfaitement à son aise.

Donc : prudence pour les utilisations en BF (inférieures à 100 Hz).

La mise en œuvre d'un multiplieur par 100 est assez facile à réaliser au moyen d'une PLL. On sait que le détecteur de phase pilote un VCO. En divisant par 100 la sortie du VCO et en rebouclant sur le détecteur de phase on obtient bien 100 fois la fréquence d'entrée, mais il faut laisser le temps à la PLL de se verrouiller, et reprendre également en main les points décimaux.

Une autre solution consisterait par exemple à exploiter les sorties BCD, reconnaître approximativement la fréquence et activer ou non (automatiquement) des filtres passe-bas adaptés. Un peu complexe à mettre en œuvre, ne trouvez-vous pas ?

CONCLUSION

Les fanatiques de HF n'ont pas à se poser de question : le 7226 est idéalement adapté et le nombre de fonctions proposées ajoute à la séduction.

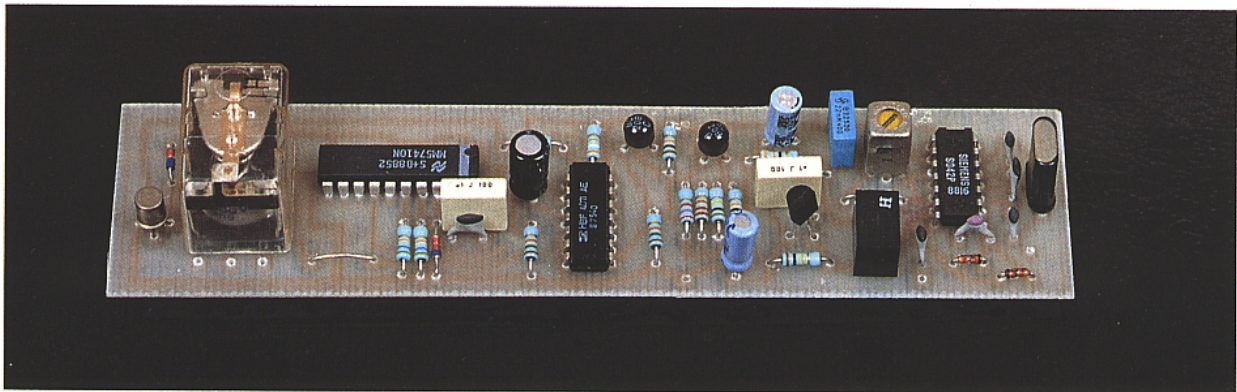
Si ce n'est qu'un compteur à 8 digits que l'on souhaite, on peut faire pour moins cher en traditionnel, c'est évident.

Pour la TBF, la question reste posée et votre serviteur n'a pas encore franché définitivement ! La rédaction a d'ailleurs dans ses cartons un fréquencemètre "ringard" 6 digits, format 35 x 130 x 120, pour preuve d'une hésitation persistante.

Références : DATA INTERSIL, TFX3 (Francis Thobois), et vifs remerciements à Selectronic.

Jean ALARY.

Une télécommande codée 27 MHz



Malgré tout le mal que l'on en dit, la bande des 27 MHz convient fort bien à la mise en œuvre de télécommandes à courte ou moyenne portée : les quartz indispensables à la précision des émetteurs et récepteurs sont facilement disponibles, tandis que l'usage de ses fréquences fait l'objet d'une certaine tolérance. Compte tenu de son caractère de "dépotoir radioélectrique", un codage efficace des commandes est cependant impératif. Mais c'est si simple avec un circuit tel que le MM 57410 !

Le montage proposé pourrait d'ailleurs être adapté avec une extrême facilité à pratiquement toute fréquence allouée à la télécommande...

UN CODAGE À 2187 POSSIBILITÉS :

Bien que prévu pour offrir jusqu'à 59 049 possibilités de codage, le MM 57410 voit son utilisation notablement simplifiée si l'on s'en tient à seulement 2 187 de celles-ci. C'est amplement suffisant pour la majorité des applications, d'autant que des moyens de codage supplémentaires résident dans le choix de la fréquence d'horloge du codeur et dans celui de la fréquence radio employée pour la liaison. Sur les dix entrées de codage offertes à l'utilisateur, nous en laisserons donc trois "en l'air" : celles-là mêmes qui exigent normalement un câblage particulier. Nous obtenons donc bien 3 puissance 7 possibilités (soit 2 187), puisque chaque entrée C_0 à C_6 peut prendre trois états distincts : 0, 1, et "en l'air".

UN PROBLÈME D'ÉMISSION-RÉCEPTION :

Le schéma de la **figure 1** met en œuvre le MM 57410 selon le principe qui vient d'être défini : il suffit de lui adjoindre son réseau RC d'horloge, son circuit de remise à zéro lors de la mise sous tension (R_{10} - C_8 - D_2), et un stabilisateur de tension délivrant entre 5 et 6 V pour disposer sur sa broche 8 du message numérique qu'il va s'agir d'acheminer intact vers le décodeur distant.

S'agissant d'une liaison radio, on peut songer à une modulation de fréquence ou d'amplitude. Cette seconde possibilité est à tous points de vue plus facile à mettre en pratique, tant à l'émission qu'à la réception, tout en menant à de bonnes performances.

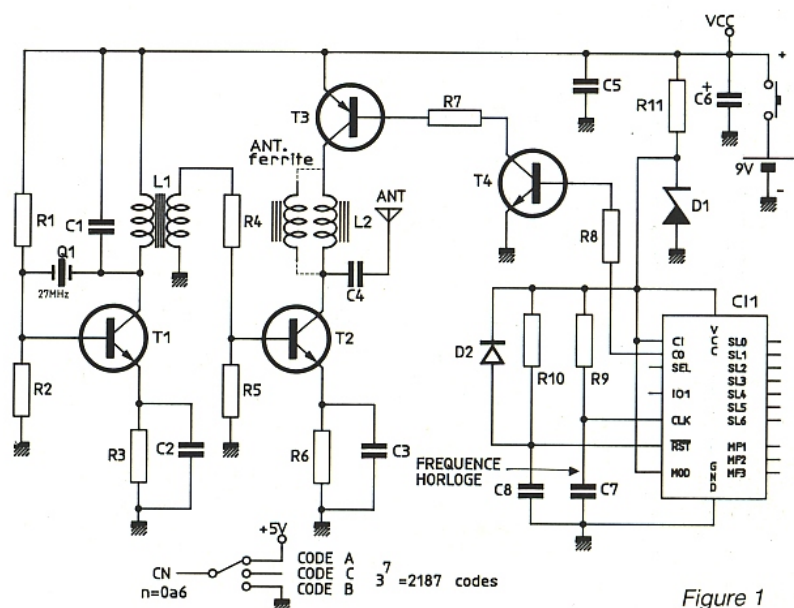
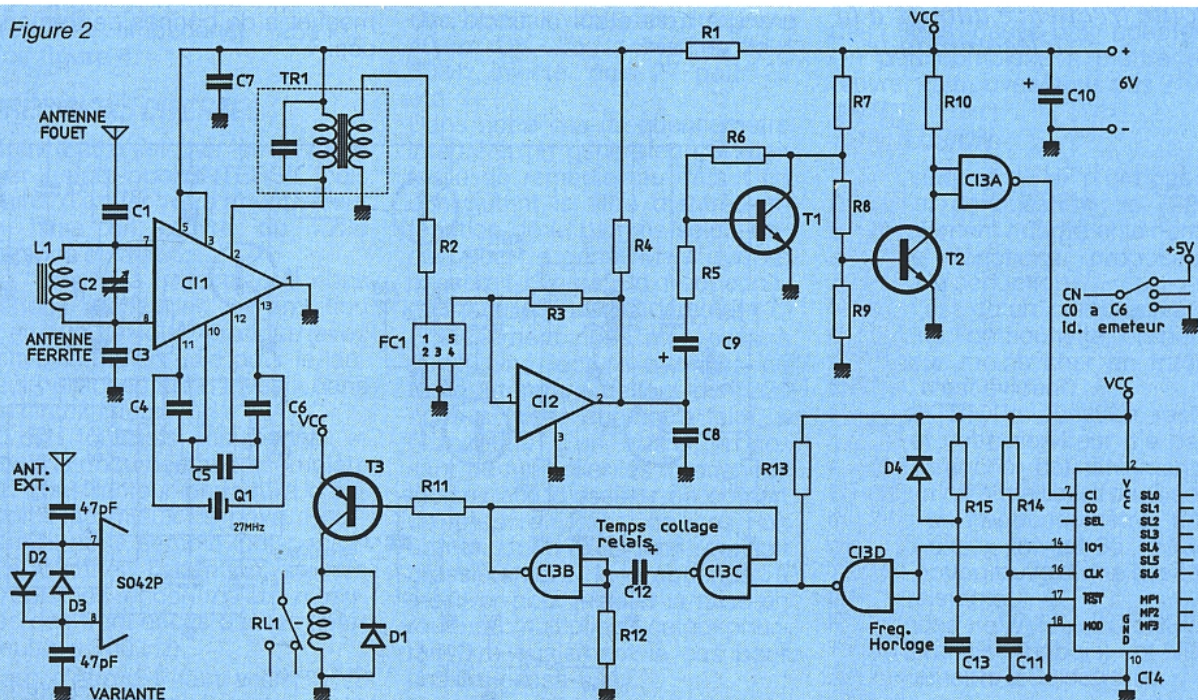


Figure 1

Tant que l'émetteur est sous tension (9 ou même 12 V selon la pile utilisée), l'oscillateur à quartz fonctionne de façon continue. Son signal est appliqué, par un enroulement de couplage du bobinage accordé, à un transistor amplificateur de puissance monté en classe C, ce qui est classique en émission : précisons que cela consiste à rappeler sa base à la masse par une résistance d'assez faible valeur, capable de le maintenir parfaitement bloqué. C'est alors le seul signal d'entrée qui peut, s'il est d'amplitude suffisante, le faire conduire. Comme il n'y a donc pas de courant de repos (à l'inverse des classes A et B communément employées en audio), la consommation reste faible en regard de la puissance émise (quelques dizaines de milliwatts). Cet étage de sortie est alimenté par l'intermédiaire d'un transistor de commutation piloté, après inversion de phase, par le MM 57410 : tant que la sortie de celui-ci reste à l'état bas, l'émission est neutralisée, ou tout au moins limitée au très faible rayonnement propre de l'oscillateur. En présence d'un niveau haut, T4 conduit, et entraîne la saturation de T3 qui alimente à son tour l'étage de puissance. Aux bornes de la self de choc L2, on retrouve donc un train d'ondes à la fréquence du quartz, haché selon le code à transmettre : c'est parfaitement visible à l'oscilloscope, même si sa bande passante n'excède guère les 10 MHz.

Rien n'est prévu pour éliminer les harmoniques qui apparaissent nécessairement dans de telles conditions : ce montage ne pouvant guère être présenté à une quelconque homologation, nous avons estimé que c'était superflu compte tenu de sa faible puissance et de la brièveté de ses utilisations. On y gagne beaucoup en simplicité de construction et en encombrement. Une antenne télescopique peut être raccordée au point C du montage, c'est-à-dire au collecteur du transistor de puissance via un condensateur d'isolement, mais pour des portées modestes, on peut se contenter d'une antenne ferrite plus discrète : trois spires de fil 10/10 autour d'un barreau de ferrite de diamètre 10 mm et de longueur 5 à 6 cm. Ce cadre rayonnant se branche aux points A et B, c'est-à-dire en parallèle avec la self de choc L2. Le cas échéant, antenne télescopique et cadre ferrite peuvent coexister : on ne déploiera alors le fouet que lorsque l'on sera hors de portée avec l'antenne ferrite. Le problème de la réception est plus ardu : il s'agit d'extraire de ce que capte l'antenne un message numérique parfaitement "propre", faute de quoi le MM 57410 configuré en décodeur ne le reconnaîtrait pas (pour des raisons évidentes de fiabilité)... Pour éviter de compliquer les réglages, un récepteur comportant un strict minimum de circuits accordés a été développé, dont le schéma apparaît à la **figure 2**.

Figure 2



L'antenne attaque directement un mélangeur à SO42P, dont l'oscillateur incorporé se contente d'un quartz et de trois condensateurs pour fonctionner du premier coup sur la bonne fréquence (455 kHz de moins que celle à recevoir).

On peut employer une antenne fouet, raccordée par couplage capacitif avec un limiteur à deux diodes tête-bêche, ou un cadre ferrite accordée par un condensateur ajustable. Le nombre de spires à bobiner sur le barreau dépend alors des caractéristiques magnétiques de celui-ci.

En sortie du SO42P est disponible une moyenne fréquence de 455 kHz, que l'on prélève par un transformateur accordé standard (LMC 4100 TOKO), seul bobinage indispensable et d'ailleurs très facile à régler. Un filtre céramique complète la sélectivité ainsi obtenue et l'amène à un niveau tel que deux canaux adjacents de la bande des 27 MHz peuvent être parfaitement séparés.

Un étonnant circuit intégré en boîtier de transistor, le ZN 414 (Plessey) se charge à lui tout seul de l'amplification et de la démodulation de cette moyenne fréquence : normalement destiné à la réalisation de récepteurs PO/GO ultra-simples mais performants (à amplification directe), il se comporte de façon parfaite à 455 kHz.

Aux bornes de C₈ (filtre de démodulation), on retrouve des créniaux identiques à ceux appliqués au modulateur de l'émetteur. Il faut toutefois les amplifier et les mettre en forme par T₁, T₂ et une porte CMOS, avant de les diriger sur le décodeur.

Ce MM 57410 doit être configuré comme celui de l'émetteur, à l'exception des broches déterminant son mode de fonctionnement (codeur ou décodeur). Il est notamment indispensable que les composants fixant la fréquence d'horloge soient identiques, et que les sept broches de codage C₀ à C₆ soient câblées de la même façon.

Lorsque le décodeur reconnaît le bon code, il déclenche un monostable chargé de faire coller le relais pendant un temps librement choisi par l'utilisateur, et fixé par le couple R₁₂-C₁₂.

On notera bien que, du fait que le MM 57410 est alimenté par la même tension que le reste du montage, il ne faut pas dépasser 6,3 V (6 V nominal) : SO42P, ZN 414, et CMOS s'en contentent largement !

RÉALISATION PRATIQUE :

L'émetteur devant pouvoir être logé dans un boîtier commode, les dimensions du circuit imprimé de la **figure 3** ont été harmonisées avec celles du boîtier HEILAND HE 222. La place n'y manque pas pour une pile 9 V, l'antenne ferrite, et si nécessaire l'antenne télescopique.

Le câblage proprement dit ne pose pas de problème : il suffit de se référer à la **figure 4**. Les sept broches de programmation pourront dès à présent être personnalisées grâce à de simples points de soudure, solution moins encombrante et plus économique que l'emploi de barrettes de mini-interrupteurs inverseurs, d'ailleurs difficiles à se procurer. Les premiers essais pourront évidemment être menés en laissant C₀ à C₆ "en l'air".

La réalisation du bobinage oscillateur réclame un minimum de soin : sur un mandrin à quatre picots de diamètre normalisé 4,6 mm et muni d'une vis de réglage F 40, on bobinera d'abord 13 spires de fil émaillé 20 à 25/100, en soudant les extrémités à deux picots adjacents.

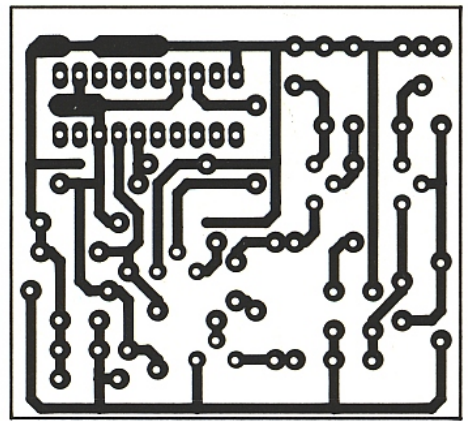


Figure 3

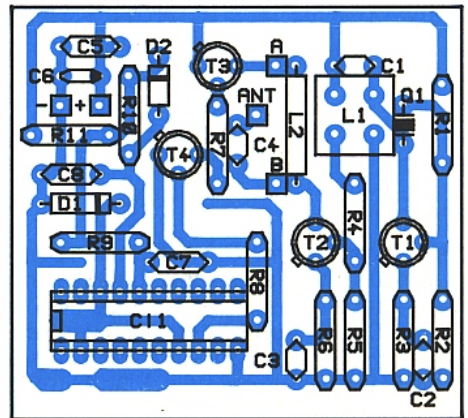
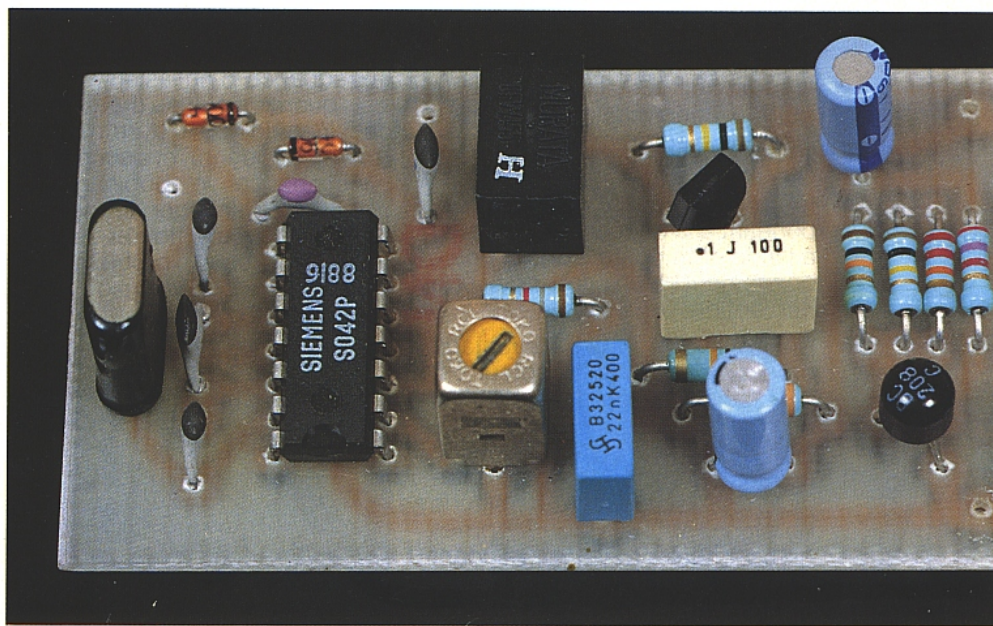


Figure 4



Par dessus, on bobinera alors deux spires de fil de câblage souple isolé de 6 à 8/10, en soudant les extrémités aux deux picots restants.

Il n'y a pas de sens préférentiel pour ces bobinages.

Cela fait, l'ensemble L₁ peut être mise en place comme n'importe quel composant, après avoir coupé si nécessaire l'excédent de hauteur du mandrin avec un disque à tronçonner.

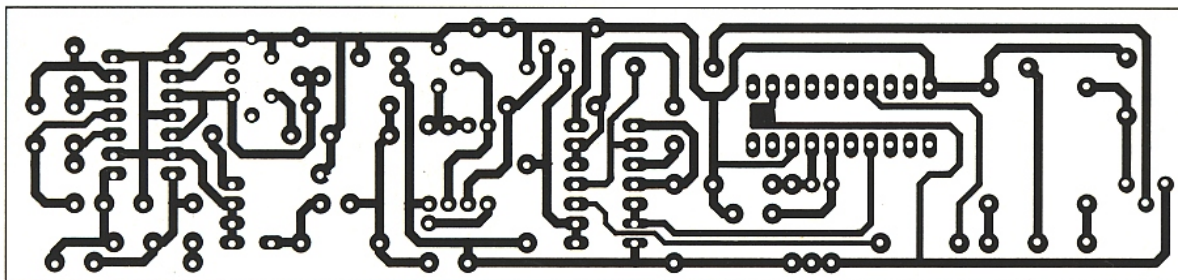


Figure 5

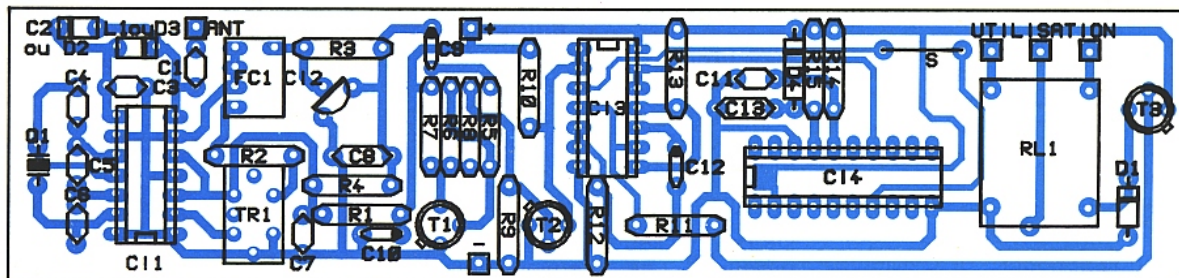


Figure 6

Une première vérification peut être menée en introduisant l'antenne dans une boucle de fil (5 à 10 cm) court-circuitant l'entrée d'un oscilloscope placé sur sa sensibilité maximale. L'amplitude du signal obtenu varie fortement d'un oscillo à l'autre, mais les créneaux du codeur doivent former une "enveloppe" très nettement visible.

En cas d'absence d'oscillation, il faudrait agir sur la vis de réglage de L_1 , normalement vissée jusqu'au pied du mandrin.

Un autre contrôle peut être effectué en écoutant le canal correspondant à la fréquence du quartz, à l'aide d'un poste CB : un bourdonnement bien net doit être perceptible.

Bien que comportant davantage de composants, le récepteur est plus facile à câbler puisqu'il n'y a pas de bobinage à réaliser. Le seul réglage consiste à ajuster le noyau du transfo FI jusqu'à obtenir un net maximum d'amplitude du signal à 455 kHz aux bornes du secondaire (côté R₂), pendant que l'émetteur fonctionne à quelques mètres.

Le contrôle de l'ensemble se fera dans les conditions réelles d'exploitation, c'est-à-dire avec les antennes choisies : avec deux cadres ferrite, il ne faut guère espérer plus d'une bonne dizaine de mètres de portée, tandis qu'avec deux antennes télescopiques déployées, il est possible de dépasser cent mètres.

On notera que le récepteur peut se trouver saturé si l'émetteur fonctionne trop près de lui (moins de 3 mètres) et si les antennes

sont très efficaces : dans un tel cas, le décodeur n'identifiera pas la commande, mais il suffira de s'éloigner un peu.

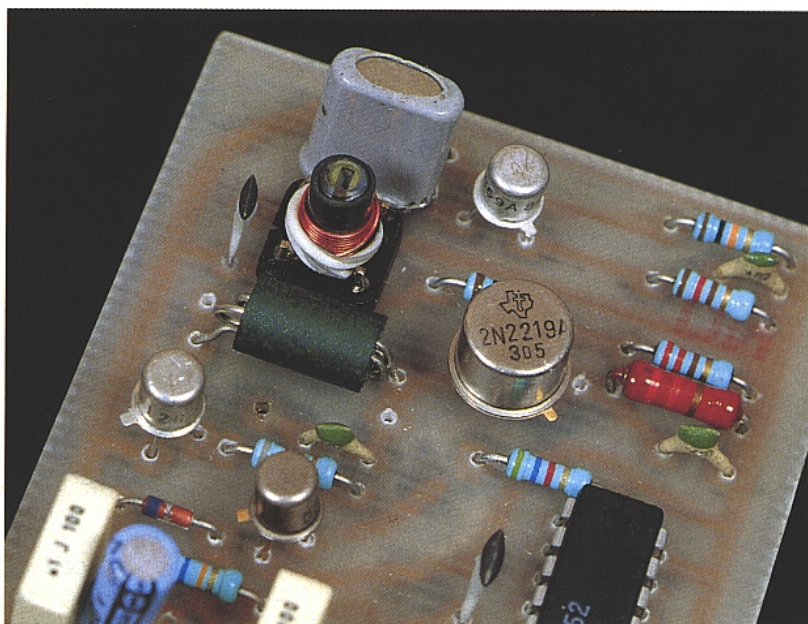
Modification des paramètres :

Pour des usages particuliers, on peut souhaiter modifier certains choix d'origine, ce qui est très facile en ce qui concerne les points suivants :

- Fréquence d'émission : utiliser les quartz voulus (fréquences décalées de 455 kHz entre émission et réception), et accorder en conséquence le bobinage de l'émetteur (diminuer le nombre de spires pour monter en fréquence). Aucun problème ne devrait se poser jusqu'à au moins 50 MHz.

- Fréquence d'horloge des MM 57410 : modifier le réseau 56 k Ω /120 pF sur le codeur **et** le décodeur, les valeurs d'origine correspondant à l'idéal préconisé par le fabriquant.
- Durée de collage du relais : agir sur R₁₂ et C₁₂, le temps de collage étant du même ordre que le produit R₁₂ $\times$ C₁₂.

Patrick GUEULLE



Nomenclature émetteur

Résistances 5 % 1/4 W

R₁ : 47 kΩ
R₂ : 10 kΩ
R₃ : 120 Ω
R₄ : 10 Ω
R₅ : 220 Ω
R₆ : 2,2 Ω
R₇ : 820 Ω
R₈ : 5,6 kΩ
R₉ : 56 kΩ
R₁₀ : 56 kΩ
R₁₁ : 390 Ω

Condensateurs céramique et chimiques 10 V

C₁ : 68 pF
C₂ : 4,7 nF
C₃ : 4,7 nF
C₄ : 4,7 nF
C₅ : 0,1 μF
C₆ : 47 μF
C₇ : 120 pF
C₈ : 0,1 μF

Transistors

T₁ : 2 N 2369
T₂ : 2 N 2219
T₃ : BC 177
T₄ : BC 107

Circuits intégrés

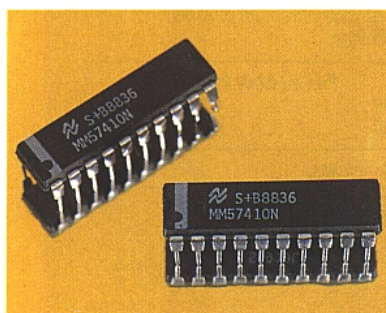
Ch : MM 57410

Autres semiconducteurs

D₁ : Zener 5,6 V, 1/4 W
D₂ : 1 N 4148

Divers (hors boîtier)

Q₁ : Quartz émission bande 27 MHz
L₁ : 13 sp + 2 sp sur mandrin à picots
Ø 4,6 mm + vis F40
L₂ : Self de choc VK 200
L₃ : Barreau ferrite (en option)
Antenne télescopique
Pile 9 V et son clip
Bouton-poussoir, contact travail



Nomenclature Récepteur

Résistances 5 % 1/4 W

R₁ : 33 Ω
R₂ : 1,8 kΩ
R₃ : 100 kΩ
R₄ : 10 kΩ
R₅ : 2,7 kΩ
R₆ : 100 kΩ
R₇ : 10 kΩ
R₈ : 22 kΩ
R₉ : 10 kΩ
R₁₀ : 15 kΩ
R₁₁ : 8,2 kΩ
R₁₂ : 39 kΩ (exemple)
R₁₃ : 15 kΩ
R₁₄ : 56 kΩ
R₁₅ : 56 kΩ

Condensateurs céramique et chimiques radiaux 10 V

C₁ : 47 pF
C₂ : ajustable 4/20 pF (en option)
C₃ : 47 pF
C₄ : 12 pF
C₅ : 56 pF
C₆ : 12 pF
C₇ : 22 nF
C₈ : 0,1 μF
C₉ : 10 μF
C₁₀ : 47 μF
C₁₁ : 120 pF
C₁₂ : 22 μF
C₁₃ : 0,1 μF

Transistors

T₁ : BC 107
T₂ : BC 107
T₃ : BC 177

Circuits intégrés

Ch : 5042 P
Cl₂ : ZN 414
Cl₃ : 4011
Cl₄ : MM 57410

Autres semiconducteurs

D₁ : 1 N 4148
D₂ : 1 N 4148 (en option)
D₃ : 1 N 4148 (en option)
D₄ : 1 N 4148

Divers (hors boîtier)

FC₁ : CFW 455 H Murata
TR₁ : LMC 4100 A Toko
RL₁ : Relais reed Dip
L₁ : Barreau ferrite (en option)
Antenne selon besoin
Q₁ : Quartz réception bande 27 MHz

TOUS LES LOGICIELS CAO POUR CIRCUITS IMPRIMES

SELECTION CIF

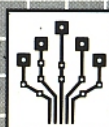
DAO pour PC - "édité par CIF" - CIAO : le logiciel le plus simple
- PCB-V2 : avec aide au routage

CAO pour PC - PAD'S designer : partie dessin + routeur
- PAD'S engineer : designer + schématique + routeur
- CAE, CAO complète possibilité multipostes

CAO pour MAC - Douglass CAD CAM : complet avec routeur + simulateur

Base de données pour PC, plus de 3 000 composants, boîtier, brochage, équivalences...

Documentation sur demande



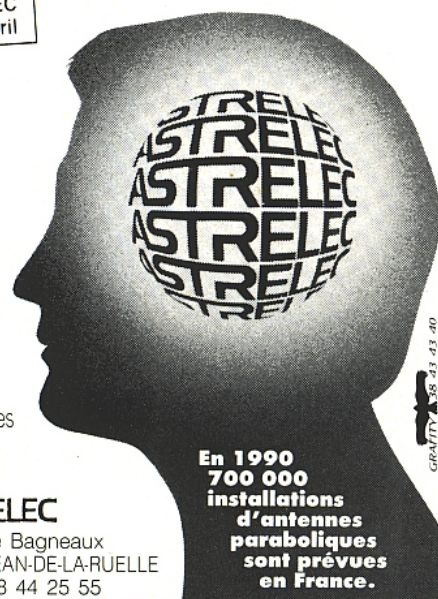
C.I.F.
Le circuit imprimé français

11, rue Charles-Michels
92220 BAGNEUX
Service R.P.
Télex : 631 446 F
Fax : 16 (1) 45 47 16 14
Tél. : 16 (1) 45 47 48 00

FORMATION A LA RECEPTION SATELLITES

Présent à MEDIAVEC
du 31 mars au 4 avril

Apprendre
rapidement à
maîtriser les
nouvelles
technologies de
la télévision
par satellites.



Astrelec en coopération
avec le réseau de
l'Education nationale met
à votre disposition des cycles
de différents niveaux.

ASTRELEC

34, rue de Bagneux
45140 ST-JEAN-DE-LA-RUELLE
Tél. (16) 38 44 25 55

En 1990
700 000
installations
d'antennes
paraboliques
sont prévues
en France.

Sans engagement de ma part je désire recevoir de plus amples renseignements sur la formation ASTRELEC.

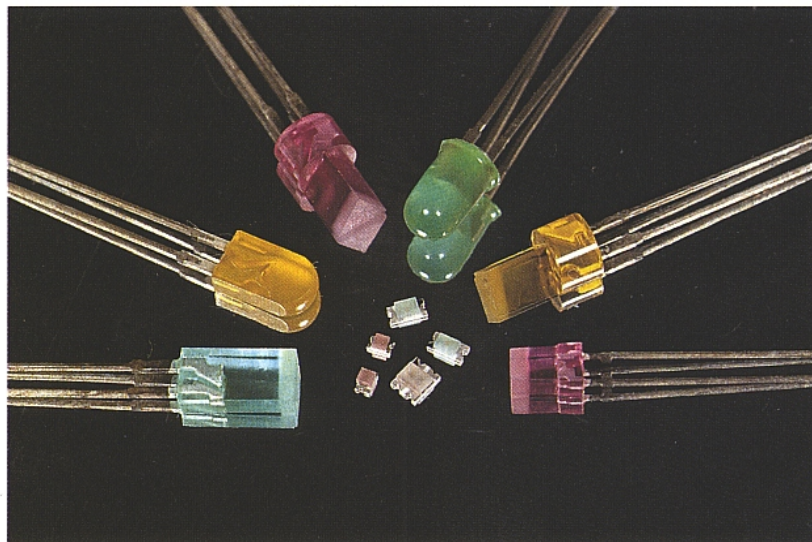
ERP 03/90 Nom : _____ Société : _____
Adresse : _____
Tel : _____

Les LED CMS

Actuellement, les diodes électroluminescentes (LED en anglais ou DEL en français) sont utilisées chaque jour et elles remplacent de plus en plus les voyants composés de lampes à incandescence. Cette mutation est due aux performances sans cesse accrues des LED.

- Elles sont de plus en plus lumineuses (de 2,4 à 25 mCd)
- La consommation est faible, de 10 à 25 mA, voire moins
 - La durée de vie est pratiquement infinie
- Le prix de revient est bien plus faible.

Parmi les constructeurs présentant des LED à leur catalogue, nous en retiendrons un venant du soleil levant : CITIZEN ELECTRONICS.



Ces CITILED sont disponibles en trois formats :

- Le format 0805 (2 mm × 1,25 mm) CL-70
- Le format 1206 (3,2 mm × 1,6 mm) CL-50, CL-61 et CL-100
- Un format proche du format 1210 (3,2 × 2,7 mm) pour les CITILED bicolores CL-55 et CL-65.

Les CITILED CL-61 et CL-65 possèdent une résistance intégrée au boîtier celle-ci, servant à limiter le courant. Les valeurs standard de résistances sont : 68 Ω, 100 Ω, 150 Ω, 220 Ω, 330 Ω, 470 Ω, 680 Ω, 1 kΩ et 1,5 kΩ. Cette intégration permet d'alléger le circuit imprimé et son câblage.

Elles sont disponibles dans différentes couleurs et intensités.

Luminosité standard :

- Rouge,
 - Orange,
 - Jaune,
 - Vert,
 - Vert clair,
 - Vert foncé.
- Luminosité "Super" :
- Rouge,
 - Orange,
 - Orange/vert.
- Luminosité "Ultra" :
- Rouge,
 - Rouge/vert.

La résine (boîtier) peut être colorée ou transparente, le type CL-100 fonctionne aussi bien en alimentation alternative qu'en alimentation continue. Sur cette LED, il n'y a donc pas de sens de connexion.

Sur les autres types, un repère (point noir) indique la cathode (figure 1).

Malgré une face plate, les CITILED ont une bonne visibilité. Un déplacement de 60 degrés par rapport à l'axe central a une influence inférieure à 10 %.

TECHNOLOGIE

Le support de la CITILED est un substrat en céramique d'alumine de grande résistance vis à vis de la chaleur et des radiations. L'électrode (cathode) est imprimée (substrat en céramique d'alumine) par une couche épaisse d'argent-palladium. Un élément de LED est fixé sur la cathode avec une pâte d'argent. Un fil d'or de grande pureté relie l'anode à la face supérieure de la LED. Le substrat obtenu est enfermé dans un bloc de résine époxy qui protège l'ensemble et permet d'obtenir un effet de diffusion.

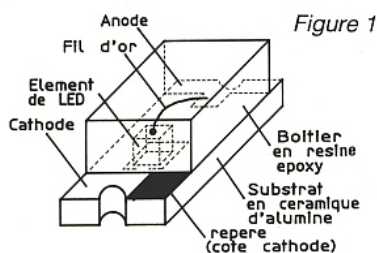


Figure 1

Tous les procédés de soudure sont possibles.

- La température du fer à souder ne devra pas être supérieure à 300 °C et le temps de soudure devra être inférieur à 5 secondes. Il est recommandé d'attendre quelques secondes avant de souder le 2^e point des CITILED.

temp(°C)

100 à 150°C
zone de pré-chauffage

250°C max
5ε max

t

Technical drawing of the CL-50 and CL-61 LEDs. The drawing includes three views: a top view of the CL-50 package showing a cathode, LED, and dimensions (1.6, R0.3, 3.2); a side view of the CL-50 package showing a height of 2 and a width of 0.4; and a front view of the CL-61 package showing a height of 0.5. The drawing also includes a tolerance of 0.2 and a scale of 1:1.

Il est certain que chacun, en fonction de ses besoins spécifiques, trouvera la CITILED adaptée à sa réalisation. Pour notre part, nous ne manquerons pas d'en utiliser dans nos prochains montages.

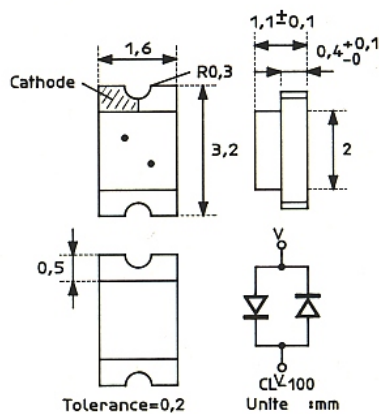
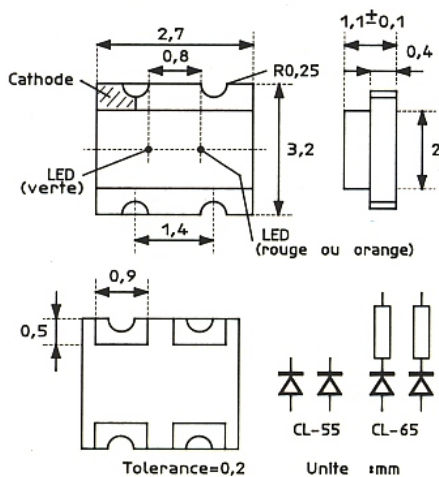
Type	Format	Alimentation	Résistance intégrée	Nombre de couleurs
CL 50	1206	DC	NON	1
CL 55	1210	DC	NON	2
CL 61	1206	DC	OUI	1
CL 65	1210	DC	OUI	2
CL70	0805	DC	NON	1
CL 100	1206	AC/DC	NON	1



Techniques de Soudage et Montage en Electronique

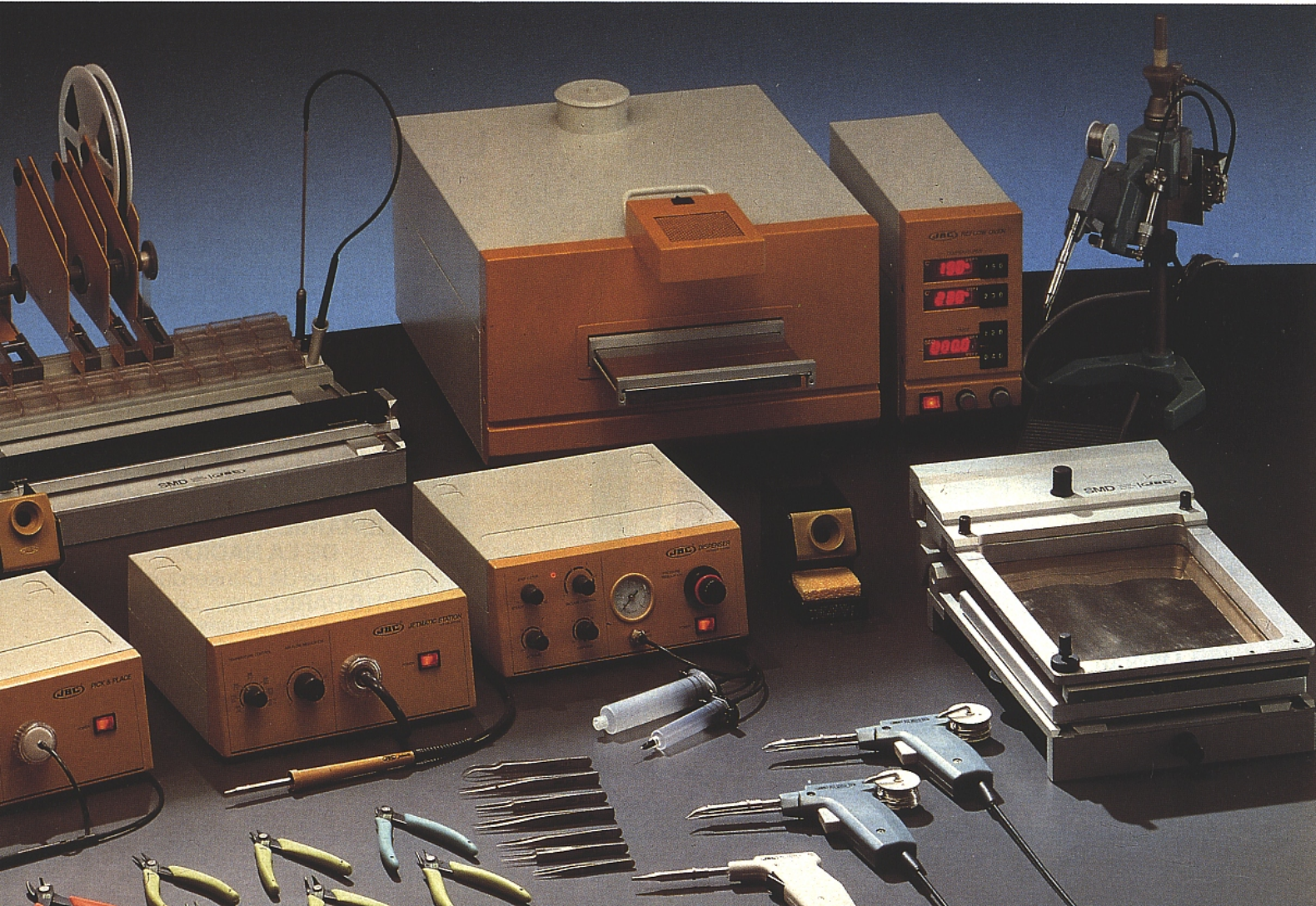
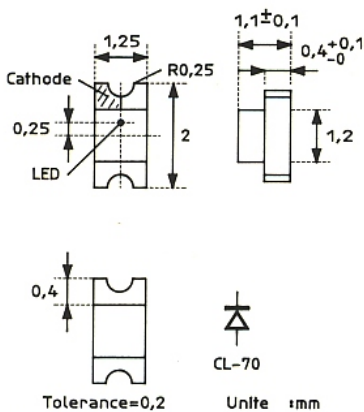
JBC Outillage pour électronique, sarl
41, Rue Parmentier 92600 Asnieres
Tel. 1 47 93 28 22





CARACTÉRISTIQUES DES DIFFÉRENTES COULEURS

Luminosité	Couleur	Longueur d'onde (nm)	Courant nominal (mA)	Tension nominale (V)	Intensité lumineuse (mCd)
Standard	rouge	700	20	2,2	2,4
	orange	605	20	2,2	13,0
	jaune	589	20	2,1	12,0
	vert	567	20	2,2	20,0
	vert clair	560	20	2,2	13,0
	vert foncé	557	20	2,2	6,0
Super	rouge	650	20	2,0	9,0
	orange	630	20	2,0	13,0
Ultra	rouge	660	20	1,8	25,0
Super	orange/vert	630/567	20/20	2,0/2,2	13,0/20,0
Ultra	rouge/vert	660/567	20/20	1,8/2,2	25,0/20,0



Une antenne Navstar-GPS

Electronique Radio Plans n'a pas manqué de se faire l'écho, au cours de ces derniers mois, de tous les développements nouveaux dans le domaine technologique et technique : composants de surface, composants piézoélectriques et diélectriques, théorie des filtres, récepteurs en tous genres, antennes, transmission par satellite, etc. Ces technologies et ces techniques ne sont pas indépendantes, mais concourent à la réalisation de dispositifs complexes, et leur connaissance permet d'imaginer, de concevoir et de comprendre des systèmes de haute technologie, comme par exemple la tête de réception NAVSTAR GPS décrite ici.



Figure 1

Le système NAVSTAR GPS va rendre possible, dans un proche avenir, le repérage à tout instant d'un lieu quelconque de la planète. La localisation d'un mobile dans les airs, sur terre ou en mer se fera au moyen d'un appareillage de réception et de traitement compact, sans infrastructure particulière. Nous décrivons ici un dispositif développé par la société FUBA Communication et poussé jusqu'au stade de la fabrication industrielle. Un soin tout particulier a été apporté à la conception de l'appareil pour

tenir compte des contraintes sévères liées à l'environnement maritime.

NAVSTAR GPS POUR LE REPÉRAGE ET LA NAVIGATION

NAVSTAR-GPS (pour **NAV**igation **S**atellite **T**ime **A**nd **R**anging-**G**lobal **P**ositioning **S**ystem) est un système de repérage par satellite développé par le "Department of defense" américain qui l'utilisera prochainement. Le

système confidentiel et protégé de type "P-Code" (pour Precision-Code) propre aux applications militaires se verra compléter par un système moins performant "C/A-Code" (pour Coarse and Acquisition Code) ouvert aux applications civiles.

Lorsque le système sera complet, il comportera pour le segment spatial 21 satellites opérationnels et 3 de réserve, orbitant à 20 200 km d'altitude.

Le segment terrestre quant à lui sera composé de 4 stations de réception qui mesureront les positions des satellites avec une très grande précision ainsi que d'une station principale d'émission qui pilotera les satellites et corrigera leur orbite. Les satellites émettent aux fréquences
 $L_1 = 1575,42 \text{ MHz}$
 $L_2 = 1227,60 \text{ MHz}$.

La fréquence L_1 est prévue pour la navigation tandis que L_2 est utilisée pour les mesures géodésiques et notamment la correction des perturbations de propagation dues à l'ionosphère (couche supérieure ionisée de l'atmosphère). La détermination de la position de l'utilisateur se fait par mesure de la durée de transit des signaux se propageant des satellites vers le récepteur. Un repérage bidimensionnel (latitude/longitude par exemple) est obtenu par comparaison des signaux provenant de deux satellites et un repérage tridimensionnel (latitude/longitude/altitude) nécessite trois satellites.

On évalue le temps de propagation des signaux par comparaison des horloges des satellites et de celle du récepteur. Il faut pour cela que les signaux provenant d'un satellite donné contiennent des informations indiquant de quel point de l'espace et à quel instant ils ont été émis. Pour que tout le système fonctionne correctement, il est indispensable que tous ses éléments se réfèrent à une même base de temps : tous les satellites sont équipés d'une horloge atomique ultra-stable (à 10^{-12} près) et les récepteurs mobiles d'une très bonne horloge à quartz (précision 10^{-10}). Les dérives résiduelles de cette horloge mobile sont compensées mathématiquement par comparaison avec le signal ultra-stable provenant d'un satellite. Les experts atteignent dans la localisation au moyen du système C/A-Code, pour les satellites déjà lancés (dits du groupe I) une précision maximale de l'ordre 10 à 30 mètres. L'exploitation par un uti-

lisateur quelconque des futurs satellites du groupe II s'accompagnera probablement d'une réduction de la précision qui sera vraisemblablement de 100 mètres environ.

Tous les satellites émettent à la même fréquence. Afin que la superposition des signaux n'interdise pas leur séparation et leur identification, on utilise la technique dite de "Modulation à spectre étalé" (Spread-Spectrum Modulation en anglais). Dans ce type de modulation, le signal utile est intentionnellement remodulé par une "fonction de dispersion".

Cette fonction consiste en une séquence codée d'apparence aléatoire particulière à chaque satellite et qui permet de discriminer les satellites entre eux.

Après cette deuxième modulation par le signal de dispersion dont la fréquence d'horloge est de 1,023 Mbits/s, la porteuse modulée d'origine, dont la largeur spectrale était faible (du fait du très bas débit d'informations utiles : 50 bits/s), voit son spectre "étalé" sur une bande beaucoup plus large. Pour tout récepteur ne possédant pas la séquence codée de dispersion, ce spectre apparaît comme une bande de bruit noyée dans le bruit thermique ambiant. Le signal utile ne peut être identifié et extrait par un récepteur que par transformation inverse synchrone au moyen du même signal de dispersion. Les avantages de cette technique sont la très grande immunité du signal contre les brouilleurs et la faible densité spectrale consécutive à l'étalement du spectre.

LE SYSTÈME EXPÉRIMENTAL ET LES CONTRAINTES GÉNÉRALES

La société FUBA travaille depuis 1983 à la réalisation d'un système de réception GPS. Un cahier des charges a été élaboré en collaboration avec les sociétés PRAKLA-SEISMOS et KONSBERG-NAVIGATION qui permet d'utiliser leurs appareillages déjà en exploitation. Trois phases ont été définies :

– Phase 1 : Construction d'une maquette fonctionnelle et essai en vraie grandeur.

– Phase 2 : Adaptation de l'interface système extérieur/système intérieur aux appareillages existant déjà en exploitation et modification des fréquences utilisées dans le système extérieur (**figure 1**) ; construction de 30 appareils.

– Phase 3 : Développement d'un appareil de série compact destiné à l'utilisation maritime.

Après l'achèvement des deux premières phases, a débuté en 1988 le développement du système de réception que nous allons décrire maintenant.

Un système de navigation GPS doit par son principe fonctionner sur les véhicules terrestres, sur les bateaux et sur les avions, mais chaque mode de transport impose néanmoins des contraintes spécifiques. Dans le cas de l'utilisation de l'antenne de réception en mer, celle-ci doit nécessairement être omnidirectionnelle, d'horizon à horizon, afin d'être insensible au roulis et au tangage. En d'autres termes ceci signifie que le diagramme de rayonnement de l'antenne doit être à peu près hémisphérique. De plus, lorsque celle-ci est installée sur de grands navires ou sur des plateformes pétrolières offshore, il faut tenir compte des systèmes d'émission INMARSAT, qui travaillent à des fréquences proches dans la bande L (de 1 635 à 1 640 MHz) et ne doivent en aucun cas perturber le système GPS. Bien que ce dernier soit très résistant aux interférences, les puissants émetteurs INMARSAT (de l'ordre de 46 dBm) surchargeraient le système de réception en l'absence de précautions particulières.

Les contraintes climatiques enfin, comme par exemple une couche de glace sur le radôme de l'antenne, ne doivent pas modifier le diagramme de rayonnement et celle-ci doit être en mesure de supporter tous les climats de la planète.

La présentation mécanique et l'antenne

Le boîtier (**figure 2**) de l'équipement extérieur doit pouvoir être monté au moyen d'un outillage ordinaire. Des dimensions standardisées ont été adoptées et le connecteur a été placé à la partie inférieure du corps cylindrique de l'appareil où il est bien protégé des perturbations extérieures. L'antenne proprement dite est disposée sur la partie supérieure et protégée par un radôme rendu solidaire du corps de l'appareil par collage. Tout le montage des éléments internes, de l'antenne et de l'électronique associée, se fait par la partie inférieure, qui est ensuite obturée par un couvercle ajusté muni de joints d'étanchéité. Les pièces mécani-



Figure 2

ques des prototypes sont usinées mais une fabrication en série s'accompagnera vraisemblablement de pièces moulées. Trois types d'antenne sont possibles : une antenne en double spirale logarithmique, une antenne hélicoïdale double et une antenne plane. Cette dernière répond le mieux au critère de compacité mais est incompa-

tible, du moins pour des structures simples, avec un diagramme de rayonnement hémisphérique. Le système ne devant recevoir que la fréquence L_1 , on a choisi la structure en double hélice qui se prête bien à une bande de fréquence étroite.

Afin de minimiser l'influence des dépôts de glace sur le radôme sur le diagramme de rayonne-

ment, on a optimisé expérimentalement le diamètre de celui-ci pour des épaisseurs de glace allant jusqu'à 30 mm. Comme il n'est pas possible de simuler le comportement diélectrique de la glace avec des matériaux de synthèse, il a été nécessaire de tailler des blocs de glace obtenus en enceinte réfrigérée et de les ajuster au radôme. Les mesures en grandeur réelle ont dû se faire pendant la période froide de février 1989 avec les contraintes de temps que l'on imagine.

La circuiterie

Les circuits adoptés pour les prototypes bénéficient de l'expérience acquise dans la réalisation des maquettes mais aussi des progrès accomplis par les fabricants de composants. Les filtres en technologie "microstrip" qui assuraient l'indispensable sélectivité ont dû être abandonnés pour des raisons d'encombrement et pour éviter d'avoir recours à des réglages. L'extraordinaire dynamisme des développeurs japonais dans le domaine des résonateurs diélectriques a ouvert ces tous derniers mois des perspectives intéressantes, qui simplifient considérablement la tâche des concepteurs de circuits. Des résonateurs monolithiques sont disponibles sous forme de composants de surface de très petite taille ($6,5 \times 4$ mm environ à 1 500 MHz) et dont la fréquence est ajustée en usine à la demande de l'utilisateur, dans des délais courts. Les travaux de laboratoire ont montré que l'on pouvait réaliser avec ces éléments des filtres très stables et aux flancs raides. Il suffit dans ce cas de $2,24 \text{ cm}^2$ pour réaliser un filtre qui occuperait, à sélectivité égale, une superficie de $85,3 \text{ cm}^2$ en technologie microstrip.

Ainsi que le montre le schéma synoptique (figure 3), on trouve

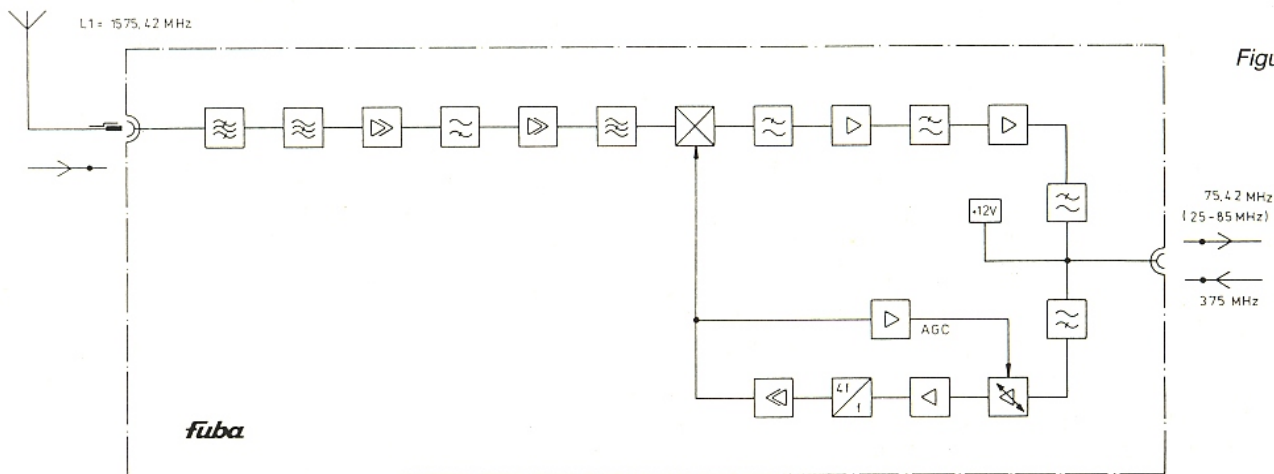


Figure 3

en aval de l'antenne tout d'abord un filtre diélectrique passe-bande à trois résonateurs centré sur la fréquence utile puis un filtre coupe-bande centré à 1 635 MHz suivis d'un préamplificateur faible bruit utilisant des transistors en arséniure de gallium. Un second filtre coupe-bande précède immédiatement le mélangeur. Ce dispositif permet d'atténuer l'éventuel brouilleur à 1 635 MHz de 65 dB par rapport au signal utile. L'amplification étant de 45 dB, le niveau absolu du brouilleur se trouve, en entrée du mélangeur, 20 dB plus bas qu'en sortie d'antenne.

Cette nécessaire réjection du brouilleur a été déterminée au moyen d'une simulation. On a considéré que le signal indésirable d'un émetteur INMARSAT s'élevait à -11 dBm sur l'antenne GPS, ce qui correspond à une puissance d'émission INMARSAT de 46 dBm et une atténuation de propagation en espace libre entre l'antenne d'émission INMARSAT et l'antenne de réception GPS, distantes de 10 m, de 57 dB.

La fréquence de mélange de 1 500 MHz est obtenue par multiplication par quatre de la fréquence d'oscillateur délivrée par le dispositif intérieur de traitement des signaux GPS. La corrélation entre la fréquence d'oscillateur et la fréquence de mélange est imposée par la conception du système ; il en va de même de toutes les fréquences d'horloge et de mélange des circuits de traitement en aval. Le dispositif décrit ici et l'électronique de traitement qui le dessert sont reliés par un câble dont l'atténuation à 375 MHz ($= 1\,500\text{ MHz}/4$) peut aller, suivant le cas d'utilisation, jusqu'à 20 dB. Le diplexeur qui sépare la fréquence intermédiaire délivrée par le dispositif extérieur et la fréquence d'oscillateur que celui-ci reçoit est donc suivi d'un circuit à Commande Automatique de Gain chargé de réguler le niveau du signal d'oscillateur dont l'harmonique 4 est prélevé au moyen de résonateurs diélectriques.

Le mélangeur actif est suivi de deux étages d'amplification à la fréquence intermédiaire. Les filtres passe-bas qui les accompagnent ont une courbe de réponse plate entre 25 et 85 MHz ; la sélectivité autour de la fréquence intermédiaire de 75,42 MHz n'est pas réalisée ici mais par les circuits de l'équipement de traitement en aval.

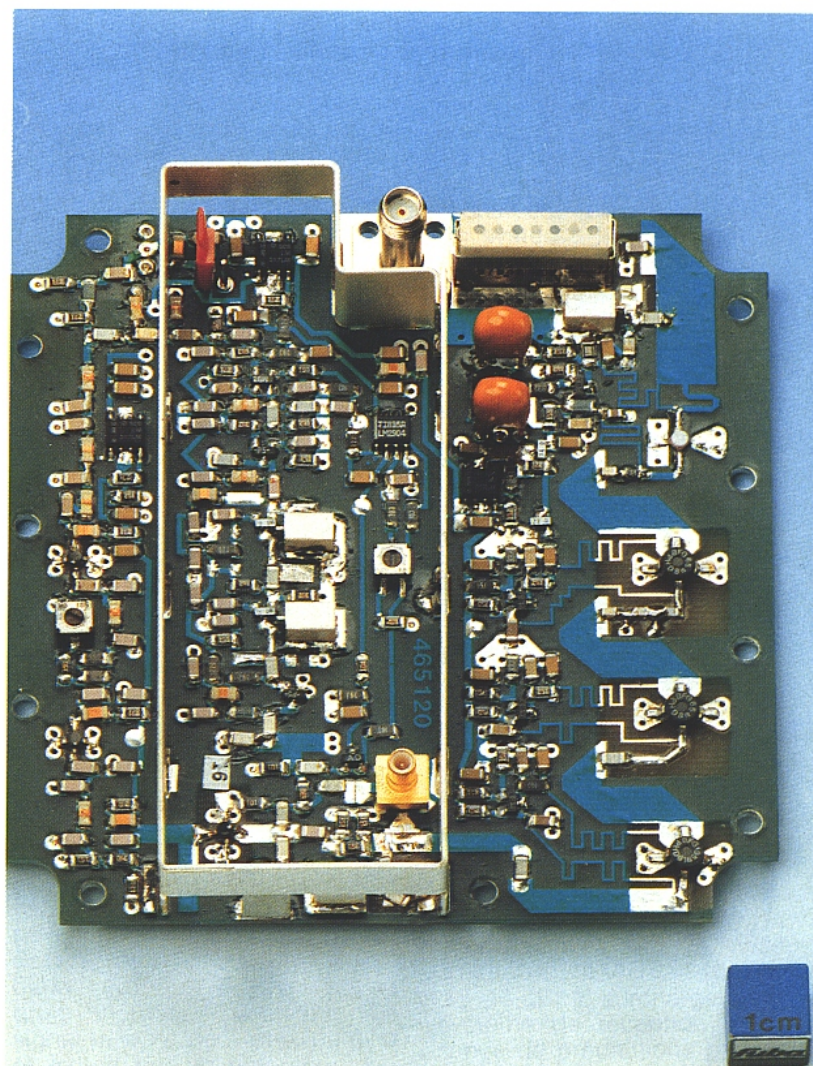


Figure 4

Le choix dans la conception de la circuiterie autoriserait, moyennant une adaptation du filtre passe-bande d'entrée situé entre l'antenne et le préamplificateur, la réception simultanée avec le même appareil de GPS d'une part, et du futur service INMARSAT d'autre part. Ce dernier enverra à la fréquence de 1 545 MHz des données sur le principe de la modulation à spectre étalé.

La téléalimentation de l'appareil se fait par le câble coaxial qui véhicule la fréquence intermédiaire et la fréquence d'oscillateur. L'ensemble est réalisé à partir de composants pour montage en surface ce qui permet d'allier robustesse, fiabilité et compacité, comme en témoigne la figure 4.

Développements futurs

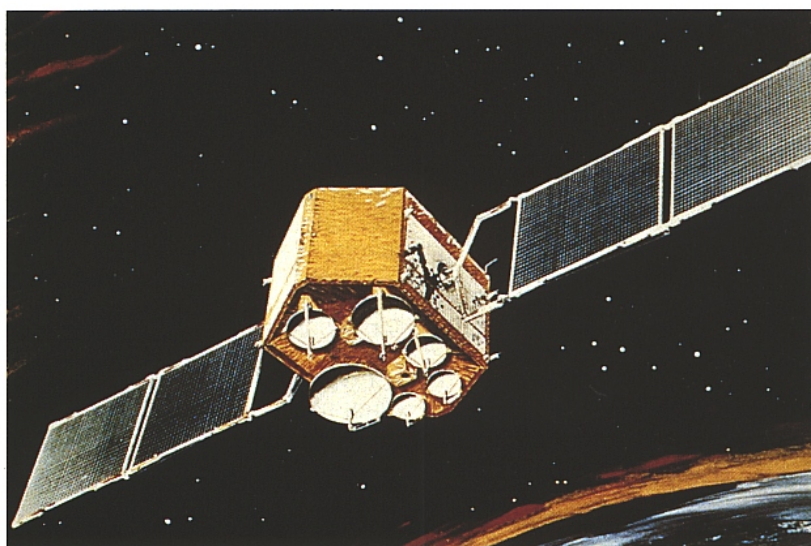
Bien que le système extérieur GPS présenté ici ait été conçu pour l'aide à la navigation, il n'en reste pas moins possible, avec un autre boîtier et éventuellement une autre forme d'antenne, d'utiliser la circuiterie elle-même, telle quelle ou légèrement modifiée, pour d'autres applications. La phase opérationnelle de NAVSTAR-GPS n'en est encore qu'à ses débuts et les atouts de ce système sont loin d'être tous exploités.

Klaus Lohse
adapté de l'allemand
par Ph. Horvat

Répertoire des satellites de TV et radiodiffusion directes

L'année 1989 a été fertile en événements touchant le domaine de la télévision par satellite. En effet, on a assisté à la mise en orbite de plusieurs satellites, puis à leur entrée en phase opérationnelle, entraînant de ce fait la modification du PAE. (Paysage Audiovisuel Européen.)

Une multitude de chaînes de télévision, mais aussi de radio, sont maintenant recevables sur des réflecteurs paraboliques dont le diamètre est en moyenne proche du mètre, grâce à la montée en puissance des répéteurs et dans une moindre mesure, à l'amélioration enregistrée dans le domaine du facteur (ou figure) de bruit des têtes hyperfréquences.



Tous les programmes ainsi diffusés par les nombreux satellites travaillant dans un spectre différent ou comparable, sont émis généralement en PAL exception faite pour les 5 sur 6 transitant par le satellite TELECOM IC — SECAM — et ceux émis par les satellites de télé directe (forte puissance), comme TDF I, TV SAT, OLYMPUS qui exploitent la norme D2 MAC (Multiplexage Analogique en Composantes). Notons que d'autres satellites emploient le C ou D MAC pour diffuser leurs programmes (BSB - TELE X - INTELSAT VA FI, etc.). Précisons immédiatement que la réception de TELE X en France est difficile puisque une mesure effectuée, sous ciel clair, au siège de la société Héliocom (près de Mulhouse) donne un rapport porteuse-bruit de 7 dB ($B = 27$ MHz, $\varnothing = 1,80$ m, $F = 1,3$ dB). Nous rappelons que les transmissions de type MAC exigent, pour fonctionner convenablement, un signal d'environ 10 dB.

La réception du D2 MAC nécessite l'emploi d'un décodeur externe ou interne au téléviseur. Ces décodeurs ou alors syntoniseurs-décodeurs-désembrouilleurs, notamment pour la réception de TDFVI, seront disponibles de manière significative pour ce trimestre.

La fin 89 a été propice à l'apparition de nombreuses nouveautés. C'est ainsi que le satellite anglo-luxembourgeois a fait quasiment le plein puisque sont maintenant émises en plus, 2 chaînes de la Compagnie Luxembourgeoise de Télévision — RTL +, RTL V — 2 chaînes allemandes — SAT I et PRO 7 — et une chaîne cryptée issue de Suisse alémanique. — TELE CLUB —.

La pire, tous canaux et faisceaux confondus, varie de 53 à 47 dBW, sur le territoire français. L'an dernier a aussi vu la mise en service des 2 satellites allemands. Le premier, TV SAT 2 est venu au secours de son grand frère qui n'a jamais pu être opérationnel. TV SAT 2 est en passe de transmettre 5 chaînes, en clair, et bien sûr en D2 MAC. Sa pire atteint 66 dBW au centre de la RFA. Le second, DFS-KOPERNIKUS est le satellite de secours de TV SAT. Il retransmet en PAL et en clair 8 chaînes. Sa capacité opérationnelle est de 10 canaux. Notons qu'a été évoquée une éventuelle montée de C+ Allemagne sur ledit satellite.

Signalons que la pire maximale de KOPERNIKUS est de 52 dBW en 12 GHz et 48 dBW en 11 GHz. Ce découpage spectral particulier est compatible avec des têtes bi-bandes (BIS 800 MHz), large-bande (BIS

900 Hz ou ultra-large-bande (BIS 1 050 MHz).

Du côté du marché anglophone, on note la mise en service du satellite BSB I positionné à 31° O diffusant 4 chaînes, et surtout l'abandon de quelques projets. De nombreux programmes émis jusqu'ici en clair vont être cryptés, notamment sur ASTRA.

Pour ce qui nous concerne, nous les francophones, on note l'entrée en phase opérationnelle de TDF I dont le contenu, par ailleurs, est regretté par la plupart des industriels, sauf Canal Plus, évidemment !

TDF 1 a vu sa capacité de transmission se réduire à 4 canaux, suite à la panne survenue l'été dernier affectant l'ATOP alimentant le répéteur 1. Quant à ses performances, elles sont sensiblement équivalentes à celles annoncées, puisque que nous mesurons au centre de son faisceau, où la pire est de 64 dBW, un rapport porteuse/bruit de 23 dB, par ciel clair (Ø : 60 cm, Fb : 1,5 dB). Précisons que TDF2 qui devrait être lancé ce printemps pourrait accueillir la chaîne sportive cryptée qui à l'origine était prévue sur le répéteur 1 de TDF I.

Quant à TELECOM IC, il distribue 3 nouvelles chaînes : Canal + (secours), Antenne 2 notamment destinée au second réseau hertzien tunisien et depuis peu, TF1 pour les réseaux étrangers. Ses performances sont conformes aux prévisions, puisque au cen-

tre du faisceau, où la pire est de 52 dBW, nous obtenons un rapport porteuse/bruit de 13 dB par ciel clair (Ø : 60 cm, Fb : 1,1 dB). Remarquons que grâce à TELECOM IC, tous les téléspectateurs notamment ceux sis dans les zones d'ombre VHF-UHF, ou dans sites — UHF — non équipés du réseau 5 et 6, peuvent désormais capter toutes les chaînes françaises, exceptée FR3. TELECOM IC a aussi comme vocation d'alimenter les antennes étrangères individuelles, collectives et réseaux câblés des pays francophones d'Europe et d'Afrique du Nord.

Répondant à une demande croissante des diffuseurs, France TELECOM disposera l'an prochain de la nouvelle génération de satellites de moyenne puissance. Il s'agit des TELECOM II A, B et C. Si la bande spectrale est inchangée, en revanche on note que la puissance des ATOP est de 55 Watts et que TELECOM II A — 5° Ouest — aura une capacité opérationnelle de 11 canaux, 6 en polarisation linéaire verticale et 5 en horizontale. France TELECOM annonce une pire de 4 dB supérieure à celle des TELECOM I, ce qui — théoriquement — permettrait de réduire le diamètre des réflecteurs de 35 %. Toutefois dans la pratique et même sur les sites à 55 - 56 dBW, le diamètre ne devrait pas être inférieur à 50-60 cm (manque de sélectivité due à la présence de lobes

secondaires et à un angle d'ouverture trop élevé en présence de satellites situés à 3°).

Nous terminons sur les satellites de l'organisation EUTELSAT qui a réaménagé ses services en orbite. L'EUTELSAT I F1 — 16° E — n'est désormais utilisé que par l'UER et les transmissions vidéo ponctuelles. Quant aux satellites EUTELSAT 4 et 5, principalement, ils sont particulièrement destinés à la diffusion de programmes de télévision. Proche du centre du faisceau où la pire atteint 46 dBW, nous mesurons, par ciel clair, un rapport porteuse/bruit de 13 dB environ (Ø : 1,20 m, Fb : 1,3 dB).

EUTELSAT prévoit la mise en service ce premier semestre d'une seconde génération de satellites de moyenne puissance avec EUTELSAT II F1 qui devrait être positionné à 13° Est. Il disposera de 16 canaux émis dans le spectre 11 et 12 GHz. La puissance des ATOP de 50 Watts permettra une pire de 50 dBW sur une vaste partie de l'Europe. Signalons qu'EUTELSAT affirme que le diamètre d'antenne requis sera réduit à 60 cm ou même 45 cm, grâce à des démodulateurs à faible seuil ultra sophistiqués.

Nota : la liste de chaînes que nous publions n'est pas exhaustive.

Elle est éditée avec les réserves d'usage.

S.N.

Satellites de la bande SRS — 11,70 à 12,50 GHz —

Programme	langue	pays	canal ou répéteur	polari- sation	faisceau	norme	F		accès	observations
							V GHz	A MHz		

TDF 1 - 19° Ouest

			1	CD	unique	D2 MAC	11,727	Num.		HS
Euromusique et Canal enfants	F	F	5	CD	unique	D2 MAC	11,804	Num.	clair crypté	Eurocrypt
La sept	F	F	9	CD	unique	D2 MAC	11,880	Num.	clair	
Canal + Deutschland	All.	RFA	13	CD	unique	D2 MAC	11,957	Num.	crypté	Eurocrypt - mi 90 -
Canal + France	F	F	17	CD	unique	D2 MAC	12,034	Num.	crypté	Eurocrypt

TV SAT - 19° Ouest

RTL +	All.	L	2	CG	unique	D2 MAC	11,746	Num.	clair	
SAT 1	All.	RFA	6	CG	unique	D2 MAC	11,823	Num.	clair	
3 SAT	All.	RFA	10	CG	unique	D2 MAC	11,900	Num.	clair	
WESTSCHEINER	All.	RFA	14	CG	unique	D2 MAC	11,976	Num.	clair	prévision
EINS +	All.	RFA	18	CG	unique	D2 MAC	12,053	Num.	clair	

OLYMPUS - 19° Ouest

RAI	Ita	Ita	20	CD	Ouest	PAL ↓ D2 MAC	12,091	num.	clair	
nc			24			D2 MAC	12,168	num.		
nc			28			D2 MAC	12,245	num.		

TELE X - 5° Est

NRK	Nor.	Nor.	32	CG	unique	C. MAC	12,332	Num.	clair	
-----	------	------	----	----	--------	--------	--------	------	-------	--

**Satellites de la bande SFS
10,95 à 11,70 et 12,50 à 12,75 GHz**

TELECOM 1C - 5° Ouest

M6	F	F	1	↑	unique	SECAM	12,522	5,8	clair	
A2	F	F	2	↑	unique	SECAM	12,564	5,8	clair	
La 5	F	F	3	↑	unique	SECAM	12,606	5,8	clair	
Canal + France	F	F	4	↑	unique	SECAM	12,648	5,8	crypté	
TF1	F	F	5	↑	unique	SECAM	12,689	5,8	crypté	
Canal 3	F	F	6	↑	unique	PAL	12,732	5,8	crypté	tranche en clair de 17 h 00 à 18 h 30

EUTELSAT I F4 - 13° Est

RTL +	All.	L	1	→	Ouest	PAL	11,007	6,65	clair	
nc		NL	2	↑	Ouest		11,071			
TV5	F	F	4	→	Ouest	PAL	11,472	6,6	clair	
Galavision	Esp.	Mex.	5	→	Atlantique	PAL	11,565	6,65 7,2	clair	
Eurosport	Ang. et All.	GB	6	→	Ouest	PAL	11,650	6,65	clair	
Télé Club	All.	Ch.	7	↑	Ouest	PAL	10,987	6,5	crypté	
3 SAT	All.	RFA	8	↑	Est	PAL	11,091	6,65	clair	
Nordic Channel	Sue.	SU	9	↑	Ouest	PAL	11,140	6,6	clair	
SAT 1	All.	RFA	10	↑	Ouest	PAL	11,507	6,6	clair	
Super Channel	Ang.	GB	12	↑	Ouest	PAL	11,674	6,6	clair	

EUTELSAT I F5 - 10° Est

Rai Uno	Ita.	Ita.	1	→	Ouest	PAL	11,00	6,6	clair	
TVE International	Esp.	Esp.	3	→	Ouest	PAL	11,049	6,6	clair	
		Esp.	9	→	Ouest	PAL	11,181	6,6		
3 SAT	All.	RFA	7	↑	Ouest	PAL	10,986	6,65	clair	
Rai Due	Ita.	Ital.	6	→	Ouest	PAL	11,640	6,6	clair	

INTELSAT VF2 - 1° Ouest

NOR-SAT	Nor.	N	1/2	→	Ouest	PAL	10,968	6,6	clair	
TVN	Nor.	N	1/2	→	Ouest	PAL	11,016	6,6	clair	
SVT 2	Sue.	SU	3/4	→	Ouest	C. MAC	11,177	Num.	nc	
SVT 1	Sue.	SU	3/4	→	Ouest	C. MAC	11,132	Num.	nc	

ASTRA 1 A - 19° Est

Screen Sport TV Sport Sport Kanal	Ang. F All.	GB	1	→	H ₁	PAL	11,214	6,5 7,38 7,2	clair	cryptage annoncé
RTL +	All.	L	2	↑	V ₂	PAL	11,229	6,5	clair	
TV3	Sue.	SU	3	→	H ₂	D2 MAC	11,243	Num.	crypté	
Eurosport	Ang.	GB	4	↑	V ₁	PAL	11,252	6,5	clair	
Life Style et Children's Channel	Ang.	GB	5	→	H ₁	PAL	11,273	6,5	clair	cryptage annoncé
SAT 1	All.	RFA	6	↑	V ₂	PAL	11,288	6,5	clair	
TV 1000	Sue.	SU	7	→	H ₂	D2 MAC	11,302	Num.	crypté	
SKV ONE	Ang.	GB	8	↑	V ₁	PAL	11,317	6,5 7,2	clair	stéréo
nd			9	→	H ₁	PAL	11,332	6,5		
Teleclub	All.	CH	10	↑	V ₂	PAL	11,347	6,5	crypté	
Film Net	Original	NL	11	→	H ₂	PAL	11,367	6,5	crypté	
Sky News	Ang.	GB	12	↑	V ₁	PAL	11,376	6,5	clair	
RTL-V	Née	L	13	→	H ₁	PAL	11,391	6,5	clair	avec tranches cryptées
PRO 7	All.	RFA	14	↑	V ₂	PAL	11,406	6,5	clair	
MTV	Ang.	GB	15	→	H ₂	PAL	11,420	6,5 7,2	clair	stéréo
Satellite shop et Skymovies	Ang.	GB	10	↑	V ₁	PAL	11,425	6,5	clair	cryptage annoncé

DFS - KOPERNIKUS - 23,5° Est

SAT 1	All.	RFA	A ¹	→	unique	PAL	11,475	6,65	clair	
3 SAT	All.	RFA	A ²	→	unique	PAL	11,525	6,65	clair	
nc		RFA	B ¹	↑	unique		11,548			
nc		RFA	B ²	↑	unique		11,601			
EINS +	All.	RFA	C ¹	→	unique	PAL	11,625	6,65	clair	
RTL +	All.	RFA	C ²	→	unique	PAL	11,675	6,65	clair	
PRO 7	All.	RFA	2	→	unique	PAL	12,559	6,65	clair	
WDR 3	All.	RFA	5	↑	unique	PAL	12,658	6,65	clair	
TELE 5	All.	RFA	6	→	unique	PAL	12,692	6,65	clair	
BAYERN 3	All.	RFA	7	↑	unique	PAL	12,725	6,65	clair	

INTELSAT VA F12 - 60° Est

WDR	All.	RFA	1/2	→	Ouest	PAL	11,010	6,65	clair	
TELE 5	All.	RFA	3/4	→	Ouest	PAL	11,033	6,65	clair	
BAYERN 3	All.	RFA	5/6	→	Ouest	PAL	11,174	6,65	clair	
EINS +	All.	RFA	7/12	→	Ouest	PAL	11,550	6,65	clair	
PRO 7	All.	RFA	7/12	→	Ouest	PAL	11,600	6,65	clair	

INTELSAT VA F11 - 27,5° Ouest

BBC 1-2	Ang.	GB	1/2	↑	Est	PAL	10,990	6,65	crypté	
TCC	Ang.	GB	1/2	→	Ouest	PAL	11,115	6,65	clair	
KINDERNET	Ang.	Née	3/4	→	Ouest	PAL	11,130	6,65	clair	cryptage annoncé
CNN	Ang.	USA	5/6	↑	Est	PAL	11,155	6,65	clair	
DISCOVERY	Ang.	GB	5/6	→	Ouest	PAL	11,174	6,65	clair	

Les capteurs de pression et leurs applications

Le mois dernier nous avons entrepris de réactualiser nos connaissances en ce qui concernait les aspects physiques de la pression.

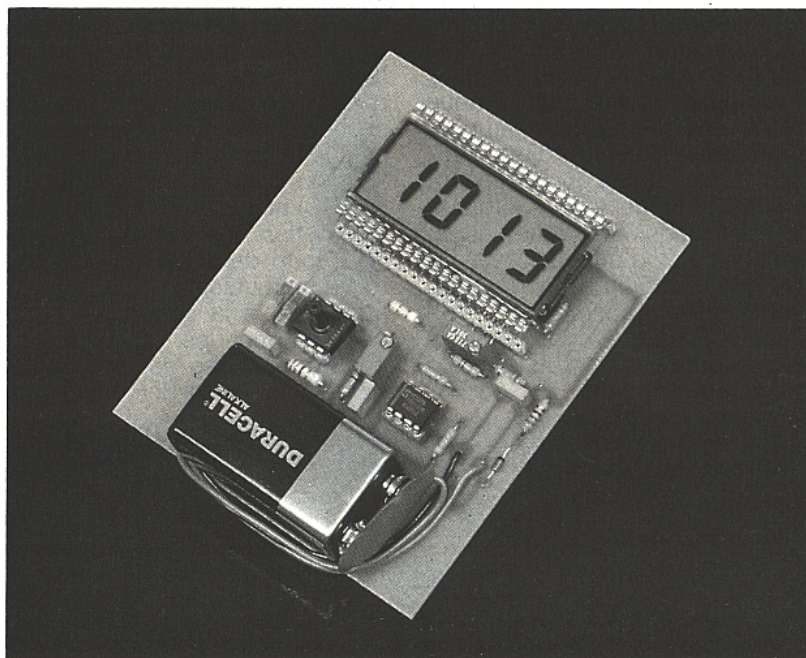
Comme promis, nous allons aujourd'hui passer à des choses plus concrètes en vous donnant des exemples de réalisation de baromètre et d'altimètre.

Avant d'entamer en détails leur description, nous allons consacrer un paragraphe à situer le contexte dans lequel nous allons travailler. D'une façon générale pour ce qui concerne tous les montages que nous allons vous présenter, nous avons, en votre nom, décidé de proposer différentes possibilités de réalisation.

Ceci va nous conduire à passer en revue :

1) des solutions totalement autonomes

2) des solutions "micro processables" via le bus I2C (pour tous ceux qui ont déjà réalisé la Centrale Domotique). Rappelons à ce sujet que le cœur de la CPU décrite dans le numéro 498 et suivants est toujours parfaitement utilisable car nous avons déjà beaucoup d'idées derrière la tête !



Des solutions autonomes

Afin que vous puissiez réaliser vos maquettes de façon autonome, nous avons choisi de vous présenter des choses précises mais simples.

Expliquons-nous.

De façon générale la plupart des capteurs délivrent des signaux analogiques qu'il est obligatoire d'amplifier.

Il faut très souvent que les valeurs mesurées soient "signées" car pouvant varier de valeurs positives à négatives et que ces valeurs soient affichées correctement (c'est-à-dire avec des précisions afférentes à l'utilisation du dispositif) :

— soit directement si une proportionnalité existe entre la valeur mesurée et celle à afficher

— soit après "un tripataouillage honteux", si quelques non-linéarités (souvent de type exponentiel) existent.

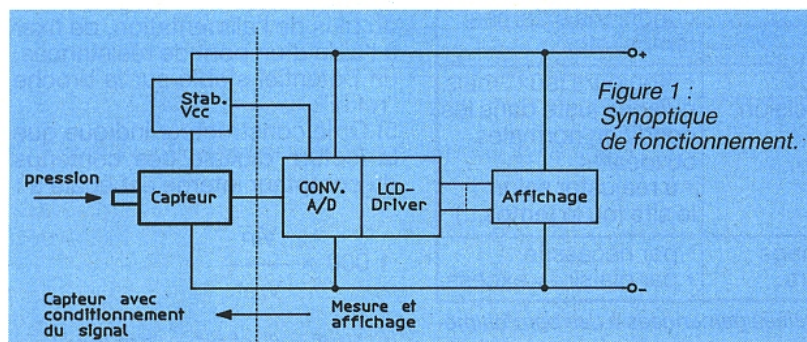
Ceci conduit à un schéma synoptique global du type de la **figure 1**.

Une solution simple et autonome conduit à rechercher un composant pouvant intégrer beaucoup de fonctions, hors ce type de composants existe sur le marché depuis longtemps et de plus à un prix tout à fait abordable.

Il s'agit d'un circuit capable d'amplifier (uniquement linéairement), de convertir avec une bonne précision, de ne pas trop dériver et de plus de commander des afficheurs ("signables") 7 segments jusqu'à concurrence de 3 et 1/2 digits (ou 4) LED ou LCD.

Que demander de plus ? Ah oui bien sûr son nom... mais ce n'est pas la peine, vous les connaissez tous : INTERSIL ou MAXIM "ICL 7106 ou 7107 ou 7126 ou 27" selon les variantes (si vous ne l'avez pas encore découvert, replongez-vous rapidement dans ERP n° 505).

Voilà en ce qui concerne la sortie, et comme nous sommes très fainéants (... d'autres diraient que nous savons optimiser au mieux),



nous vous proposerons un cuivre pour cette partie de façon à ce que vous puissiez l'utiliser à toutes les sauces pour toutes vos réalisations.

Que les plus crédules d'entre vous soient rassurés, nous n'avons pas réinventé l'eau chaude ! Son application est standard et qu'inventer de plus que ce qui est décrit dans les notes d'applications du constructeur et qui fonctionne correctement.

En ce qui concerne l'entrée, nous avons choisi d'utiliser, pour ce genre d'applications "dites" simples, des capteurs qui possèdent bien évidemment leur propres compensations électroniques de température, d'offset, ... c'est à dire des capteurs incorporant leurs "conditionneurs de signaux" tels que nous vous les avons décrits dans le numéro précédent.

La solution performante

Evidemment c'est celle qui demande un peu d'intelligence ou de travail personnel selon l'application que vous souhaitez en faire. Hélas, ici aussi, il n'y aura que vous qui saurez ce que vous désirez faire, par exemple tenir compte de tous les paramètres météorologiques pour calculer avec une plus grande précision votre altitude... etc. etc. Bref, il vous faut du calcul, des tables... donc un processeur de préférence petit, voir micro, qui sache vous comprendre dans un langage disons de BASe (avec "IC" ou pas) du style 8052 AH (BASIC) et ayant un bus de communication ne comportant pas beaucoup de fils, avec un débit de communication facilement adaptable à la générale lenteur des informations physiques et des commandes des afficheurs. Vous avez aussi ici deviné où

nous voulions vous (ré-)entraîner... I2C quand tu nous tiens (voir n° 494 à n° 505).

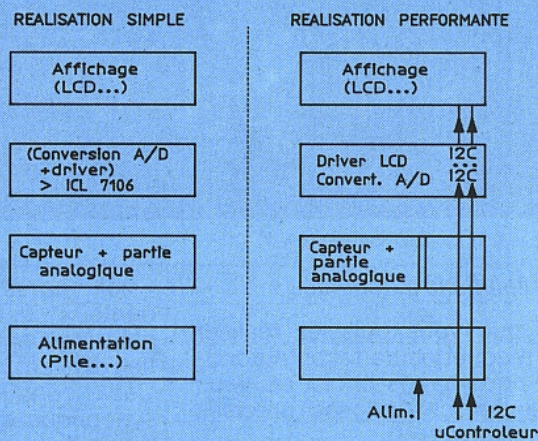
Nous vous proposerons donc dans le prochain numéro un module (matériel et logiciel) raccordable à un micro-contrôleur "causant" I2C.

Ce module comportera un circuit de commande d'afficheur LCD 7 segments 4 digits (qui peut aussi servir à bien d'autres choses) et un module (séparable comme d'habitude) d'amplification et de conversion A/D du signal provenant des différents capteurs... et évidemment à vous (ou à nous) les joies des logiciels de personnalisation des réalisations !

La **figure 2** donne le résumé des possibilités de conception que nous vous proposons pour tous les types de capteurs que nous allons décrire.

Revenons maintenant à nos baromètres et altimètres.

Figure 2 :
Les deux solutions envisageables.



BAROMÈTRES ET ALTIMÈTRES

A applications différentes, schémas différents... et il y en a des différences !!

Malgré cela essayons de songer à réaliser un montage commun pour les deux.

Commençons par examiner en **figure 3** les différences de fonctionnalités entre ces deux concepts en confrontant des exemples de solutions séparées "simples".

Avant d'aller plus en avant dans les réalisations, revenons quelques instants sur quelques particularités du circuit ICL 7126.

1) Une tension stabilisée d'environ 2,8 V (par rapport au plus du circuit intégré (broche 1)) est disponible sur la broche 32 du circuit, baptisée pour bien d'autres raisons "commun analogique".

2) Une tension "dite" de référence Vref est à appliquer entre les broches 35 (ref low) et 36 (ref hi) pour que le circuit fonctionne.

3) il n'est pas interdit, voire recommandé, de relier ensemble la référence "low" et le "commun analogique".

4) Sachant alors que la "ref low" est à 2,8 V, il est facile, à partir du plus de l'alimentation, de fixer à l'aide d'un pont de résistances, un potentiel stable sur la broche "ref hi".

5) Or le constructeur indique que la lecture digitale des contenus du compteur interne est égale à :

$$1\,000 \times \frac{V_{in}}{V_{ref}}$$

où Vref = ("ref hi" - "ref low")

	baromètres	altimètres
mesure de la grandeur physique	oui (pression)	non (via la pression) le vrai nom devant être pression-altimètre
affichage	* lié à la grandeur physique linéairement * proportionnel	* de sens inverse à la mesure effectuée * linéaire de ≈ 0 à 2 000m * corrections à apporter au-delà de 2 000 m * dépend des conditions externes temps, etc.
étalonnage	* sur le principe : 1 fois (à la précision près)	* "toujours faux" mais puisque juste dans les conditions normales ou idéales * à réajuster selon le site (ou le temps...)
ajustage	* pour étalonnage * pour compara.	* par nécessité * par plaisir → excess.

Figure 3: Tableau comparatif des fonctionnalités demandées à des baro/altimètre.

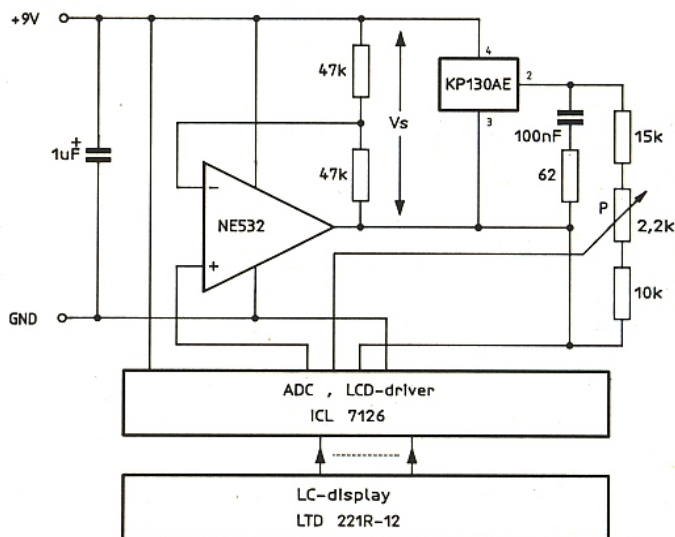


Figure 4 : Un baromètre simple.

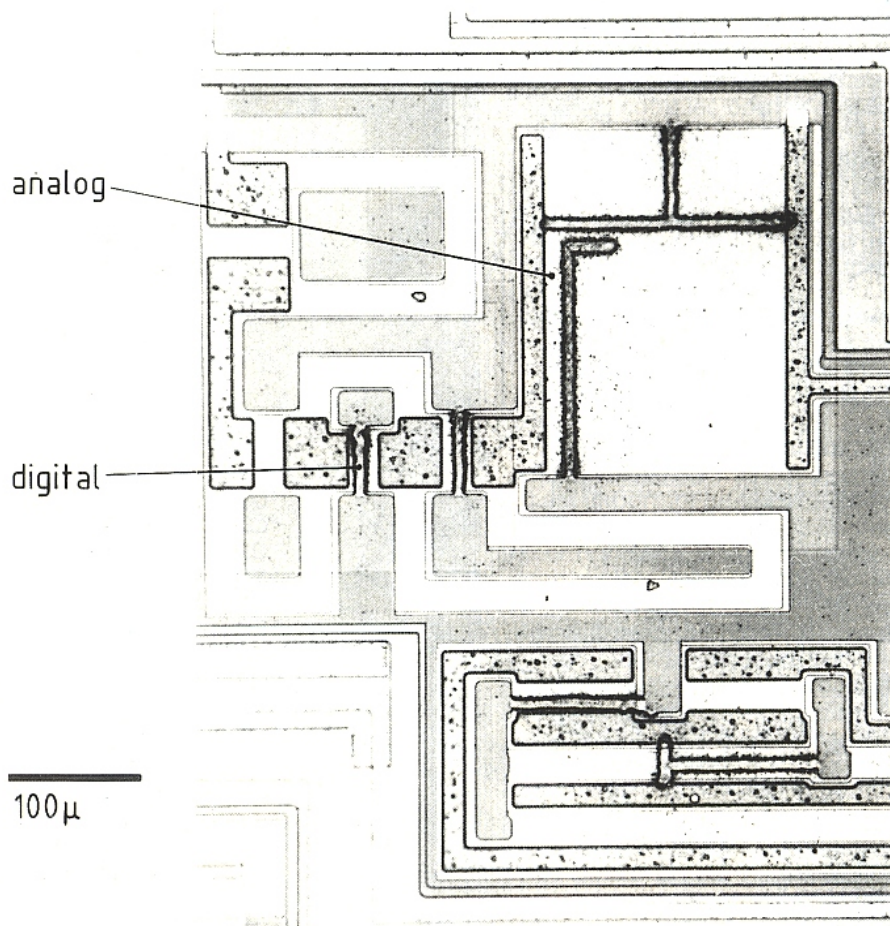


Figure 5 a : Ajustage des résistances au laser sur le chip.

Prenons maintenant deux exemples choisis "totalement" au hasard :

a) si V_{in} est égale à 1 V (par ex. pour 1 000 mbar) et que la tension V_{ref} est aussi égale à 1 V l'affichage indiquera "1 000", ce qui sous 2,8 V fait un pont de $100\text{ k}\Omega / (100\text{ k}\Omega + 180\text{ k}\Omega)$.

b) si V_{in} est égale à 444 mV (par un pur hasard pour une différence de pression de 111 mbar qui correspond à une élévation de l'altitude de 1 000 mètres) il sera nécessaire de créer une V_{ref} de 444 mV pour avoir un affichage aussi égal à "1 000".

Voici donc quelques remarques qui vont nous permettre de jongler plus facilement avec les valeurs que vont nous délivrer les capteurs de tous types et de ré-ajuster des valeurs physiques à des affichages qui pourront, si on le souhaite, n'être que purement arbitraires.

UN BAROMÈTRE SIMPLE

La figure 4 donne le schéma de principe d'un baromètre "simple" réduit à sa plus simple expression grâce à l'utilisation du capteur KP 130 AE intégrant le fameux "conditionneur de signal".

A ce sujet rappelons que les valeurs de certaines des résistances internes servant à garantir la sensibilité du conditionneur du signal sont ajustées (par une taille au laser) en usine lors de sa production (voir figure 5 a et 5 b). De ce fait il n'est plus nécessaire que d'alimenter de façon stable le capteur.

Différentes manières de procéder peuvent être envisagées :

- par rapport à la masse

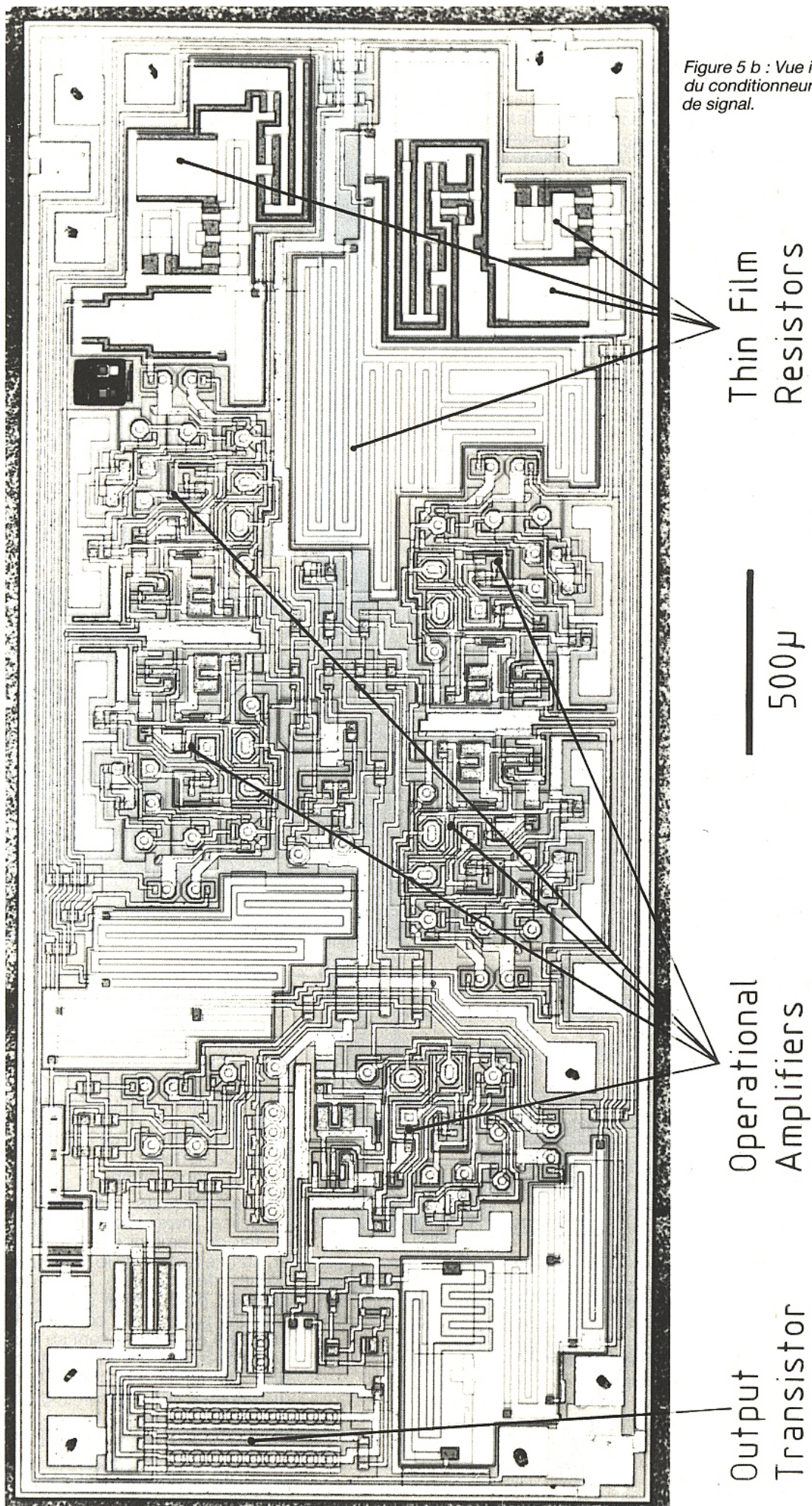
Bien que ce soit la solution la plus facile à mettre en œuvre, ceci n'est pas souhaitable car il faut songer à attaquer l'entrée différentielle du circuit d'affichage, ce qui implique de l'alimenter en mode flottant.

- en montage flottant

Ceci est toujours compliqué et/ou délicat mais rendu obligatoire du fait de l'emploi de l'ICL 7106 et, afin de récupérer le signal aux bornes des broches 2 et 3 du capteur, nous avons décidé de prendre pour point commun la broche 4 en la réunissant au plus de l'alimentation et nous devons donc appliquer aux bornes (3-4) du capteur une tension régulée d'environ 5 V.

En examinant le contenu du circuit ICL 7106, on découvre (voir aussi RP n° 505) qu'il existe une tension stabilisée de 2,8 V au

Figure 5 b : Vue interne
du conditionneur
de signal.



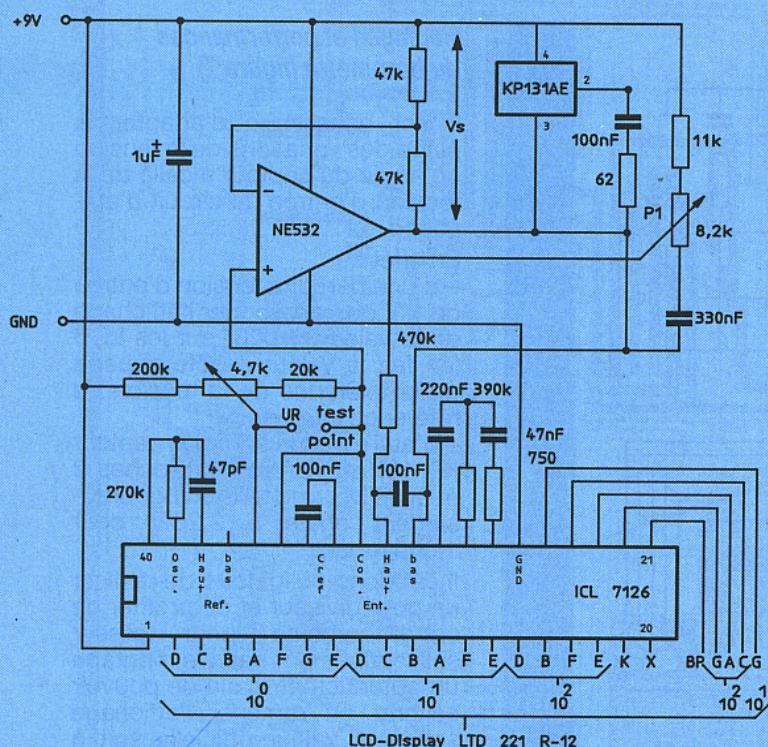


Figure 8 : Schéma de l'altimètre.

ques que nous venons de faire au sujet du baromètre restent valables et bien sûr les deux schémas de principe présentent un air de famille notable (ce qui n'est pas pour déplaire lors de l'implantation du circuit, que nous ne proposerons qu'en un seul exemplaire), ce qui vous permettra, si vous le désirez, à même circuit imprimé, de réaliser soit un baromètre, soit un altimètre, soit les deux simultanément en disposant judicieusement un inverseur où il faut et dans le sens qu'il faut.

Quel inverseur ? Excellente question.

Il faut inverser "of course" puisque plus l'altitude augmente lorsque la pression diminue et il ne suffit donc (sur le principe) que d'inverser la polarité des entrées (différentielles) du circuit ICL 7106 et le tour est presque joué (voir figure 8) aux "petits" détails suivants... qui changent tout...

Supposons que nous soyons au niveau de la mer, un baromètre mesurant 1 013 mbar indiquera sur son afficheur "1 013" et pour une diminution de pression de "par exemple" de 111 mbar devra indiquer $(1\,013 - 111) = "902"$.

Jusque là rien que des choses faciles ! Mais revenons à notre altimètre.

Dans ce cas tout en continuant de mesurer une pression de 1 013 mbar, il faudra afficher "0" (le niveau de la mer). Il sera donc nécessaire de décaler le zéro de l'appareil et d'améliorer sa sensibilité puisque si la pression décroît de 111 mbar nous ne devrons pas afficher "- 111 mètres" ce qui serait complètement faux mais "+ 1 000 mètres" !!!

Pour éviter cela, nous avons disposé un pont résistif sur l'alimentation stabilisée du capteur afin de créer une contre-tension constante et égale à celle que délivrerait le capteur (entre ses broches 2 et 3) à 1 013 mbar soit dans le cas du KP 131 AE (alimenté sous 5 V) de :

$$1\,013 \text{ mbar} \times 4 \text{ mV/mbar} = 4,052 \text{ V}$$

Ceci permettra alors d'afficher (ou de tarer) l'altitude "0" mètre. Maintenant supposons que la pression baisse à 902 mbar ($1\,013 - 111$), c'est-à-dire que nous soyons à 1 000 mètres d'altitude, à la même broche 2/ à 4 la tension aura chuté de :

$$111 \times 4 = 444 \text{ mV et c'est cette variation } \Delta V \text{ qui devra entraîner}$$

l'affichage de "1 000 mètres".

Ceci nous a donc conduit à modifier la valeur de V_{ref} du montage comme indiqué sur la figure 8.

Pour le reste, rien de nouveau, excepté que nous avons changé de type de capteur en adoptant le KP 131 AE qui a même implantation à une gamme de pression mieux adaptée.

En ce qui concerne son alimentation capteur, nous avons augmenté un peu la valeur de la tension mais ceci ne change en rien les principes adoptés précédemment.

Réglages et performances de l'altimètre

C'est ici que les plus gros ennuis commencent...

Tout d'abord si l'on utilise un afficheur comportant 3 1/2 digits "signés", il va sans dire (mais c'est toujours mieux en le disant !!) que l'affichage ne pourra afficher que de "+ 1 999" à "- 1 999" mètres (et oui les valeurs négatives "d'altitude" mesurables par le principe de mesure de pression atmosphérique existent dans l'air ! Si vous avez encore des doutes, allez donc demander des détails à vos amis mineurs ou spéléos).

Ceci étant, nous vous avons montré dans l'article précédent que la pression décroissait sensiblement linéairement dans la plage de 0 à 2 000 mètres (d'environ 111 mbar par 1 000 mètres avec une erreur de l'ordre de 0,6 %) et qu'il faut bien être fou pour chercher à faire mieux car à même altitude la pression dépend de très nombreux paramètres (latitude, conditions météorologiques...).

Vous serez donc toujours condamné à avoir une valeur affichée (altitude) officiellement fausse (... mais presque juste) et vous serez obligé de re-étalonner votre altimètre "fréquemment" puisque tout varie tout le temps : température ambiante, variation de site entre le point de départ et celui d'arrivée (départ du pôle nord, arrivée à l'équateur, tout étant égal par ailleurs)... Si cela peut vous consoler, c'est ce que font les pilotes de lignes à longueur de vols sur indications des différents endroits qu'ils survolent et des tours de contrôle.

Afin d'annihiler la majeure partie de ces variations, nous avons décidé ici aussi de placer un potentiomètre P_1 pour réaliser les choses suivantes :

- P_1 est utilisable pour "calibrer"

Figure 9 a : Circuit imprimé du baro-
altimètre.

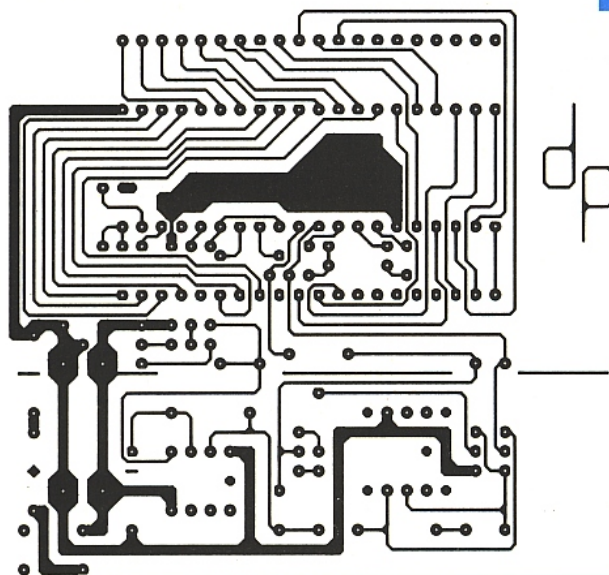
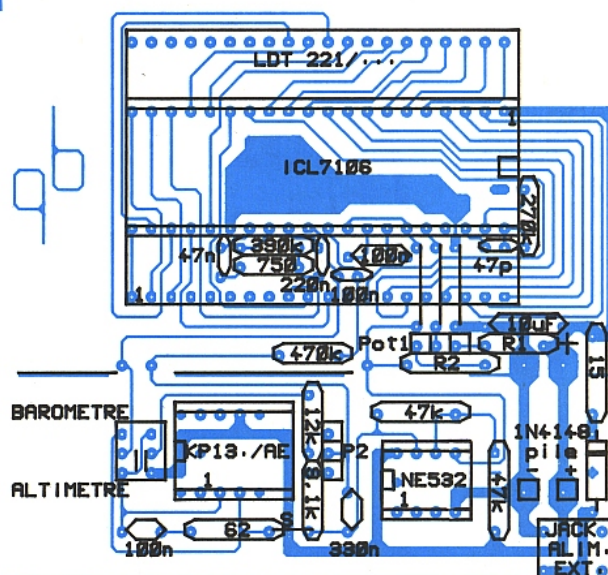


Figure 9 b : Implantation.



vosre altimètre si vous connais-
sez l'altitude du lieu où vous êtes
(toutes les mairies vous la don-
neront sinon courez vite au bord
d'une plage méditerranéenne
pour afficher le zéro — nous refu-
sons toutes celles de l'Atlantique
à cause du Δ marée/marée !!!).

— P₁ permet - à même altitude -
de compenser les variations
locales de changement de pres-

sion atmosphérique.

— P₁ permet, si vous le souhaitez,
de réajuster le zéro quand bon
vous semble de façon à pouvoir
par exemple savoir quelle diffé-
rence d'altitude vous avez par-
courue lors d'une excursion en
montagne.

L'utilisation du capteur KP 131
AE (comportant le circuit de
conditionnement du signal) faci-
lite bien évidemment la réalisa-
tion et le réglage de l'ensemble.
A température constante, la pré-

cision obtenue est de l'ordre de
plus ou moins 1 % soit de plus
ou moins une vingtaine de
mètres à pleine échelle (2 000
mètres).

De la même manière que nous
l'avons décrit pour "le dernier
des digits", ce n'est pas parce
que la résolution de l'affichage
est de "1 mètre" que nous avons
une précision de notre altimètre
de plus ou moins un mètre !!

D. PARET

distra France

Le fournisseur
des Professionnels
du dépannage
Radio TV.

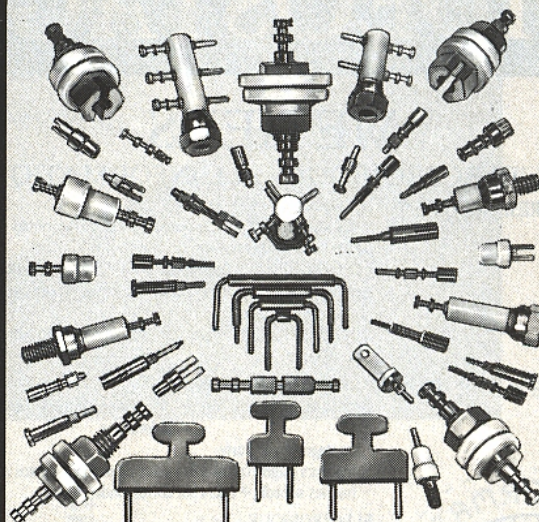
Service EXPRESS
COMPOSANTS ELECTRONIQUES
OUTILLAGE - MESURE
ANTENNES

Pour votre ouverture de compte
Téléphonez à Joëlle
55 04 75 04

distra
B.P. 1526
87020 Limoges Cedex

VENTE EXCLUSIVE AUX PROFESSIONNELS

BORNES ET CONTACTS



ACCEL

Passages isolés PTFE. Picots et cavaliers
pour circuits imprimés. Traversées et relais
tourniquets. Très vaste choix tenu en stock
Catalogue sur demande

ACCEL S.A.

13-15, avenue de Stalingrad 93170 BAGNOLET (France)
Tél. 43 62 82 60 - Téléc 231822 F - Télécopie 43 62 66 92

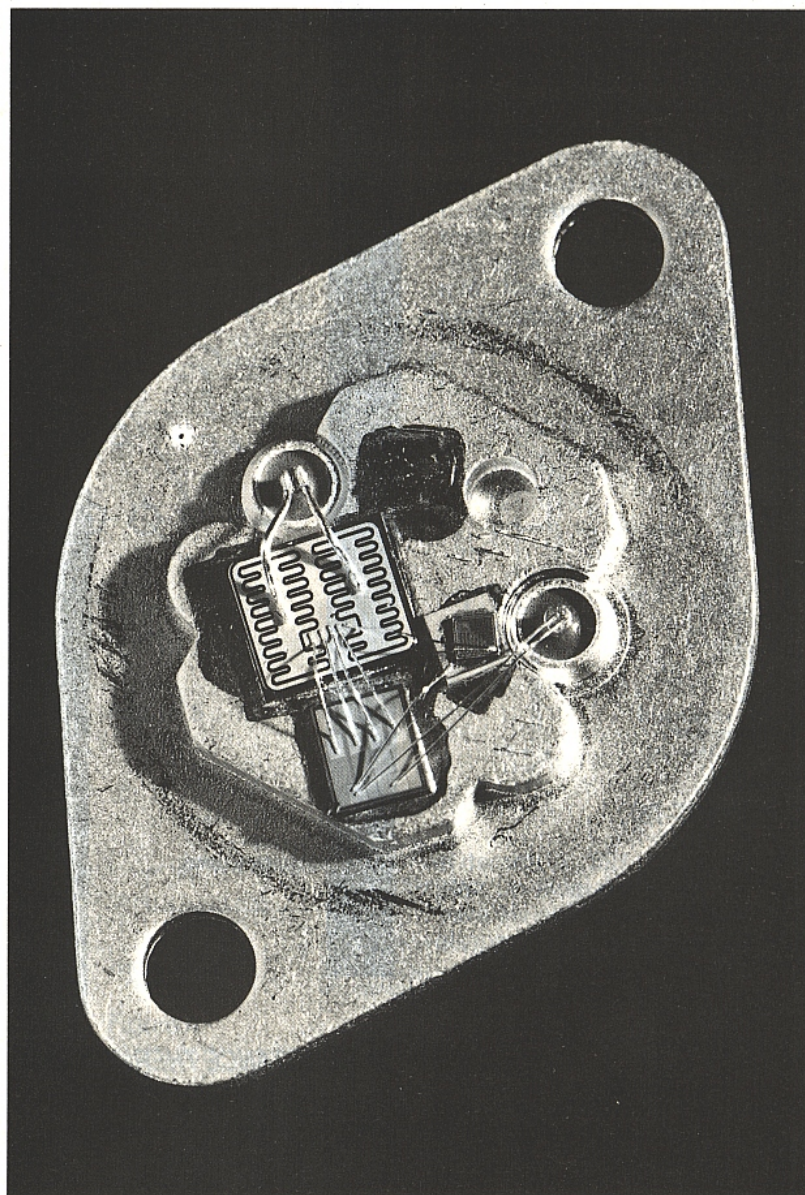
Le montage des transistors de puissance

Les principales défaillances et les mauvaises performances des transistors basse fréquence de puissance ont pour cause un montage défectueux. Ce dernier peut gêner le libre écoulement de la chaleur dégagée par la jonction vers le milieu ambiant. Il peut également introduire des contraintes mécaniques exagérées, ce qui peut provoquer la craquelure du cristal ou encore un contact électrique intermittent.

Dans le présent article nous donnons des conseils pour éviter ce genre de problèmes.

LES BOÎTIERS DU STANDARD INTERNATIONAL :

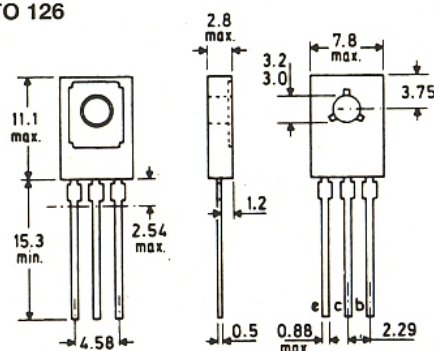
On ne dénombre pas moins de six types de boîtiers ; leur configuration et leur taille sont fonction de la puissance caractérisant la jonction, donc de l'intensité du flux thermique à échanger avec le milieu ambiant. Cet échange se réalise le plus souvent par l'intermédiaire d'un radiateur approprié, monté suivant une technique adaptée. La **figure 1** illustre ces différents types de boîtiers.

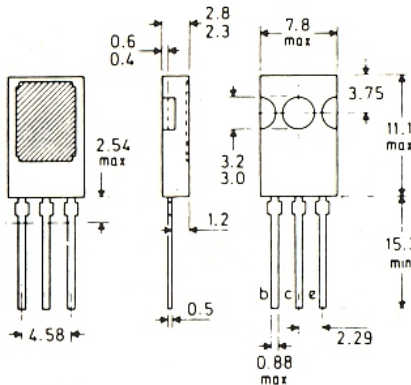


TO 126 (ou SOT-32)

Il comporte un trou qui permet sa fixation à l'aide d'une vis. Il peut être isolé ou non du radiateur. Dans le premier cas, il suffit d'interposer une feuille de mica. De plus, il est nécessaire d'isoler la partie conductrice du boîtier de la vis de fixation elle-même ; cela est possible grâce à la mise en œuvre d'une rondelle comportant un canon isolant. A noter que ce type de boîtier peut également se fixer à l'aide d'une agraphe prévue à cet effet, toujours en mode isolé ou non.

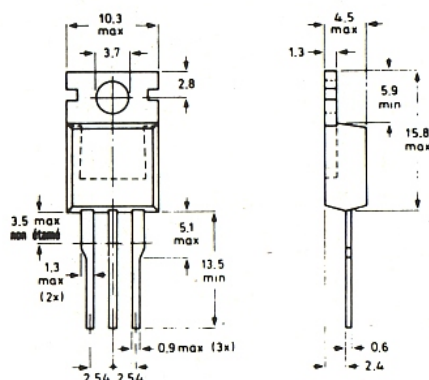
TO 126





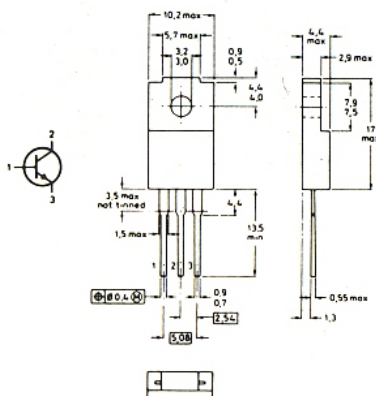
SOT-82 :

Il est très proche du boîtier précédemment évoqué à la différence près qu'il ne comporte pas de trou de fixation. Il doit donc être fixé par agrafe, en interposant une feuille de mica, si on veut obtenir un montage isolé. On peut noter que ces deux types de boîtiers, en mode non isolé, peuvent également être collés ou soudés directement sur le radiateur.



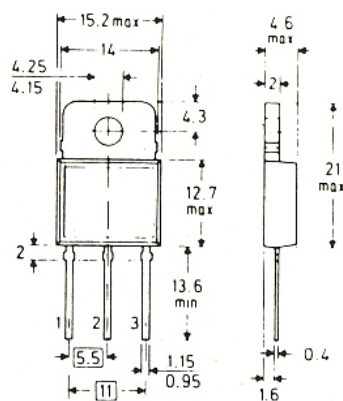
TO-220 (SOT-78) :

Comme le TO 126, il admet le montage en mode isolé ou non, soit par utilisation d'une vis avec canon isolant, soit par agrafe appropriée.



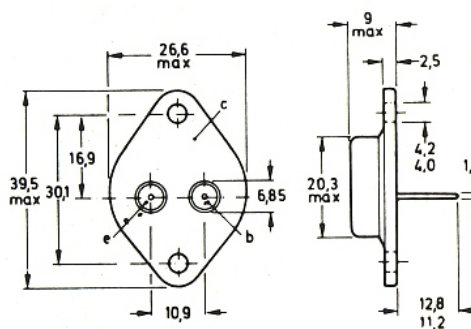
SOT-186 :

Ce boîtier comporte un isolément intégré ; de ce fait il ne demande aucune précaution particulière dans le cas de la nécessité d'un montage isolé. Il peut être fixé soit par agrafe, soit par vis et écrou.



SOT-93 :

Mêmes remarques que pour le boîtier TO-220. Il s'agit d'un boîtier.



TO-3 :

De conception plus ancienne, ce boîtier se fixe obligatoirement par deux vis. Son montage peut être isolé ou non.

LA RÉSISTANCE THERMIQUE

Afin d'obtenir le meilleur rendement d'un transistor de puissance, sa température de jonction doit être maintenue à un niveau aussi bas que possible, ce qui revient à dire qu'il s'agit d'obtenir le meilleur transfert possible vers le milieu ambiant.

Mais le chemin de transfert est parsemé d'embûches... qui sont constituées d'un ensemble de résistances thermiques R_{th} qui limitent le transfert.

Grâce à la mise en œuvre d'un radiateur et d'une bonne technique de montage, on peut obtenir une résistance thermique R_{th} minimale, en conférant ainsi au transistor des performances optimales.

La définition :

La dissipation maximale autorisée, en régime de fonctionnement permanent, est déterminée par la relation :

$$P_{tot \max} = \frac{T_{j \max} - T_{amb}}{R_{th \text{ tot}}}$$

dans laquelle :

- $P_{tot \max}$ est la puissance totale à dissiper, en W.
- $T_{j \max}$ est la température maximale de jonction admissible pour le type de transistor, en degrés Celsius.
- T_{amb} est la température ambiante en degrés Celsius.
- $R_{th \text{ tot}}$ est la résistance thermique totale jonction-ambiante, exprimée en degré K/W. C'est cette valeur qui doit être la plus faible possible.

Les paramètres (figures 2, 3 et 4) :

Que le boîtier soit isolé ou non du radiateur, la résistance thermique équivalente, entre la jonction du transistor et l'air ambiant autour du radiateur, est composée de plusieurs termes ; nous y reviendrons. La perte de chaleur directe, limitée par la résistance thermique R_{thj-a} (jonction-ambiante) c'est-à-dire la dissipation directe par le boîtier lui-même est tout à fait négligeable (R_{thj-a} est donc élevée). Elle n'entre pas dans le calcul usuel des dissipations.

Montage direct (non isolé)

La résistance thermique totale est donnée par l'expression :

$$R_{th\ tot} = R_{thj-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a}$$

dans laquelle la signification des termes est la suivante :

— R_{thj-mb} : résistance thermique entre cristal et fond du boîtier.
— $R_{th\ mb-h}$: résistance thermique entre le fond du boîtier et le radiateur.

— $R_{th\ h-a}$: résistance thermique entre le radiateur et l'air ambiant. Le premier paramètre est propre à la structure même du transistor : il est défini par les notices techniques s'y rapportant. Le second paramètre est la cause la plus fréquente des défaillances ; on peut le réduire par un bon couplage thermique entre fond de boîtier et radiateur. En particulier, on peut faire appel à de la graisse d'interface pour encore le minimiser. Enfin, le troisième paramètre est déterminé par la surface et la forme du radiateur utilisé : nous en reparlerons.

Montage isolé :

Le problème se complique : en effet l'avantage de l'isolement électrique comporte son revers de médaille : en effet, le second paramètre $R_{th\ mb-h}$ se décompose en trois sous-ensembles :

$$R_{th\ mb-h} = R_{thi1} + R_{thins} + R_{thi2}$$

— R_{thi1} et R_{thi2} sont respectivement les résistances thermiques entre fond de boîtier et isolant d'une part et entre isolant et radiateur d'autre part.

— R_{thins} est la résistance thermique de l'isolant lui-même.

Pour réduire la résistance thermique de contact un excellent moyen est la mise en œuvre d'une graisse de contact qui a l'avantage de compenser partiel-

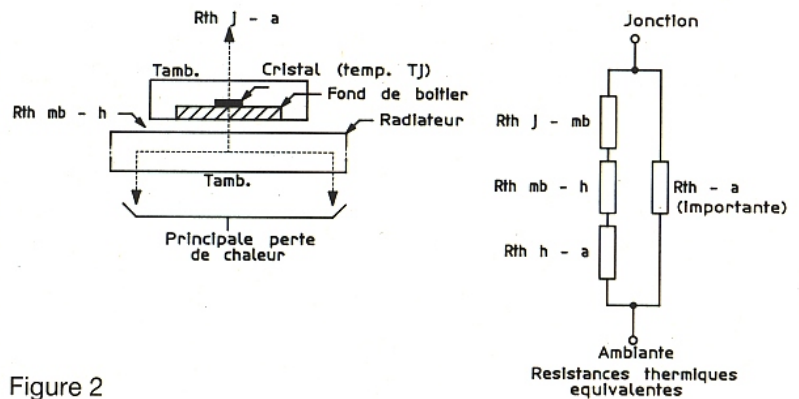


Figure 2

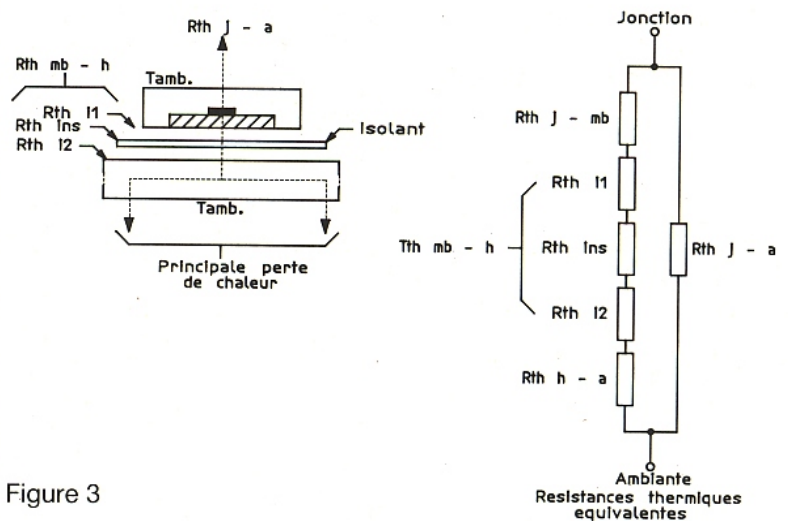


Figure 3

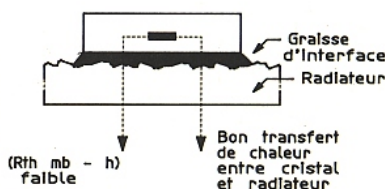


Figure 4

lement les irrégularités des surfaces en contact. Une telle graisse présente une conductibilité thermique 20 fois supérieure à celle de l'air. On peut cependant noter que rien ne remplace un bon état de planéité des surfaces en contact. De même, on voit apparaître sur le marché des isolants flexibles pour tenter de résoudre les problèmes de fragilité inhérents au mica et à l'alumine. Ces produits présentant en général des conductibilités thermiques peu intéressantes.

LES MÉTHODES DE MONTAGE :

Généralités :

En appliquant une technique rigoureuse de montage on peut

obtenir des dissipations élevées tout en aboutissant à un taux de défaillance extrêmement faible. Par exemple, avec une température de jonction de 105 °C, ce taux est de 10⁻⁷/heure (0,01 % pour 1 000 heures !). Si cette température de jonction passe à 150 °C, ce taux est simplement multiplié par 2, ce qui montre qu'il est inutile de surdimensionner les transistors de puissance.

Montage à l'air libre :

Le transistor n'est pas équipé d'un radiateur. La température de jonction, donc la puissance totale dissipée est limitée par le simple transfert direct vers l'air ambiant, qui est généralement peu performant.

Toutefois, dans le cas d'un fonctionnement par tout ou rien, où en régime de saturation, le potentiel collecteur-émetteur est très faible, il n'est pas aberrant d'avoir recours à un tel montage.

Montage isolé ou non :

C'est bien sûr le montage non isolé qui permet d'obtenir la plus faible résistance thermique. Mais souvent, dans ce cas, il est nécessaire d'isoler le radiateur, ce qui peut être coûteux et problématique. Pour ces raisons, l'isolement entre boîtier et radiateur est souvent choisie comme un bon compromis entre le coût et l'efficacité.

Montage par vis ou agrafe :

Les deux procédés donnent des résultats tout à fait corrects à condition de respecter les règles de l'art. Le montage par agrafe est en général rapide et peu coûteux, mais le montage par vis permet d'obtenir des tensions d'isolement plus élevées.

DES INSTRUCTIONS DE MONTAGE :

Règles générales : agrafes et vis :

Les accessoires doivent être bien adaptés au type de boîtier utilisé. La graisse d'interface doit être appliquée sur le fond du boîtier et ce dernier est ensuite placé sur le radiateur. Dans le cas d'un montage isolé, après avoir appliqué la graisse sur le fond du boîtier, l'isolant est placé contre ce dernier. Ensuite, on appliquera la graisse sur l'autre face de l'isolant et on place l'ensemble sur le radiateur.

Avant les opérations de raccordement électrique, l'ensemble sera d'abord fixé mécaniquement. Cette fixation doit être modérée ; il n'est pas nécessaire de serrer exagérément l'écrou de fixation. Il est également nécessaire d'éloigner les résidus de soudure avec de l'acétone ou autre produit solvant.

Ces résidus peuvent en effet corroder le boîtier aux températures plus élevées.

Règles spécifiques aux agrafes (figure 5) :

Utiliser l'agrafe recommandée pour le type de boîtier. L'agrafe est à engager, avec un angle de 10 à 30° par rapport à la verticale, dans la plus étroite des fen-

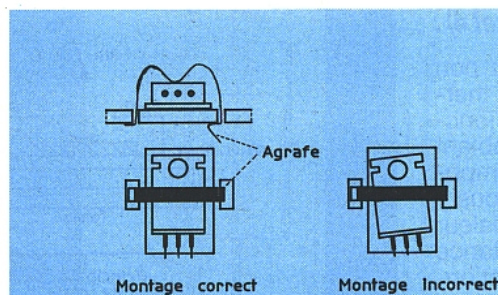


Figure 5

tes pratiquées dans le radiateur. Elle est ensuite rabattue pour encliquer l'autre extrémité dans l'autre fente du radiateur. Le boîtier doit être maintenue sur sa partie plastique et non sur sa semelle métallique. On observe le plus souvent des défauts de positionnement de l'agrafe par rapport au boîtier, ou encore du boîtier par rapport à l'isolant. Il en résulte des tensions mécaniques néfastes, en plus des mauvais contacts thermiques.

Règles spécifiques aux vis :

La figure 6 illustre le défaut le plus fréquemment observé. Si la partie fraisée du trou de fixation du radiateur est trop importante, la semelle métallique du boîtier se cambre, même si le couple de serrage est correct. De plus, on assiste dans ce cas, à une destruction localisée par cisaillement de l'isolant, d'où un risque de court-circuit. Ce "cambage" peut même endommager le cristal et les connexions internes du transistor.

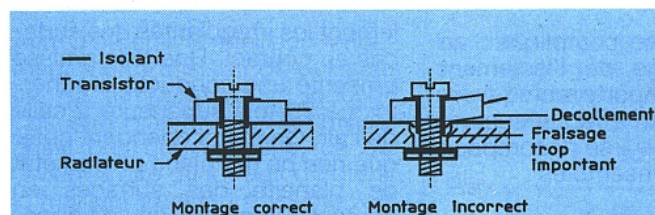


Figure 6

Le même problème se produit par ailleurs si la couche de graisse de contact est trop importante, surtout si on a serré la vis trop rapidement en empêchant de ce fait la répartition de la graisse en couche mince. Enfin, ce phénomène se produit également dans le cas d'un couple de serrage trop important de la vis.

Signalons pour clore ce paragraphe que dans le montage non isolé, et dans ce cas seulement, on peut faire appel à la technique de la fixation par rivetage. Le rivet utilisé doit être en métal tendre, l'aluminium par exemple ; le sertissage doit s'opérer de manière progressive et sans à-coups.

LE CHOIX D'UN RADIATEUR :

Considérations générales :

La résistance thermique dépend de plusieurs facteurs : puissance de dissipation, conditions de surface et, dans le cas de radiateurs plan, de l'épaisseur et de la surface du matériau. Rappelons que les considérations théoriques sur les résistances thermiques d'un transistor monté sur radiateur, donnent :

$$R_{thh-a} = R_{th\ tot} - (R_{th\ mb-h} + R_{thj-mb})$$

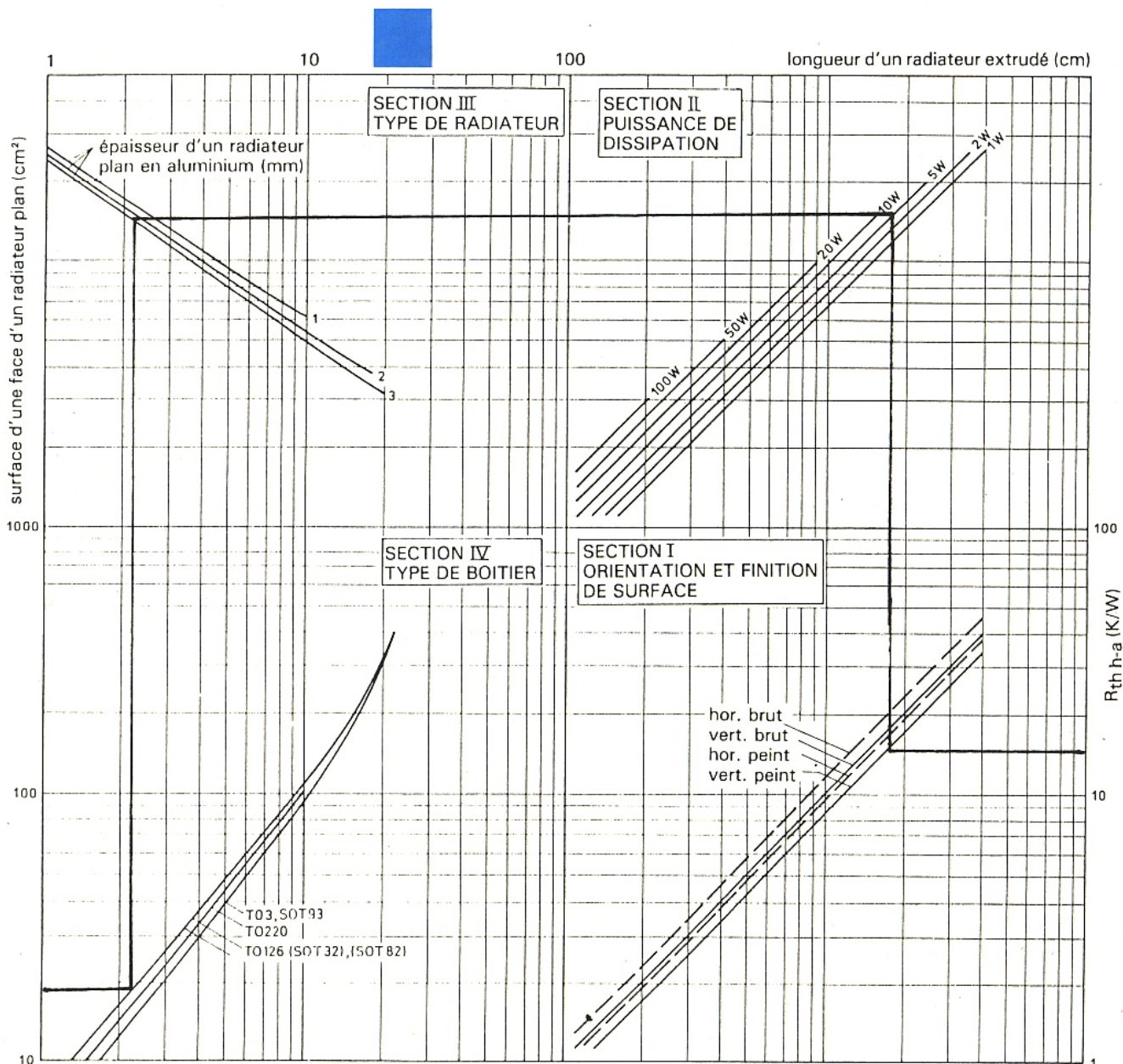


Figure 7

La **figure 7** est un abaque qui présente les relations entre les dimensions d'un radiateur en aluminium, les valeurs de $R_{th\ h-a}$ et la puissance totale à dissiper par le transistor.

Il s'agit simplement d'indications permettant de déterminer les caractéristiques d'un radiateur. Sa consultation ne dispense pas l'utilisateur de se rapprocher des instructions publiées par les fournisseurs.

Utilisation de l'abaque :

On part du quadrant I, en se fixant une valeur donnée de la résistance thermique $R_{th\ h-a}$. On notera que différents états de surface sont prévus. En montant verticalement, on définit un point du quadrant II qui est l'intersection de la verticale évoquée ci-dessus et la droite caractérisant

la puissance à dissiper. Par la suite en traçant une horizontale, on définit un point A du quadrant III, qui est également fonction de l'épaisseur du radiateur que l'on compte utiliser. On peut alors lire, en horizontal, la longueur en centimètres d'un radiateur extrudé. Enfin, en traçant une verticale vers le quadrant IV, on définit, suivant le type de boîtier utilisé, la surface d'une face, en centimètres carrés, dans le cas de l'utilisation d'un radiateur plan.

On peut ajouter à ce mode d'emploi, les considérations suivantes :

- L'abaque est utilisable pour une température ambiante de 25 °C.
- Le radiateur doit être disposé de manière à permettre une convection naturelle.

— Le transistor doit être monté au centre du radiateur.

— Le rapport longueur sur largeur doit rester inférieur à 1,25.

**Sources : Documentation
PHILIPS Composants**

Les sondes actives : caractérisation et applications



La sonde parfaite n'existe pas, les effets de charge perturbent la mesure ; toutefois le meilleur compromis est réalisé par les sondes actives.

L'impédance d'une sonde varie en fonction de la fréquence, l'utilisateur aura soin de consulter les courbes fournies avec chaque sonde pour connaître la valeur de l'impédance à la fréquence de travail utilisée.

A titre d'exemple les **figures 1 et 2** illustrent ces variations. La **figure 1** montre l'évolution en fonction de la fréquence de l'impédance (amplitude et phase) d'une sonde active TEKTRONIX

P6203 ; on notera la constance de l'amplitude jusqu'à 10 MHz due au design soigné de cette sonde. La **figure 2** illustre la variation typique d'une sonde passive atténuatrice par 10X.

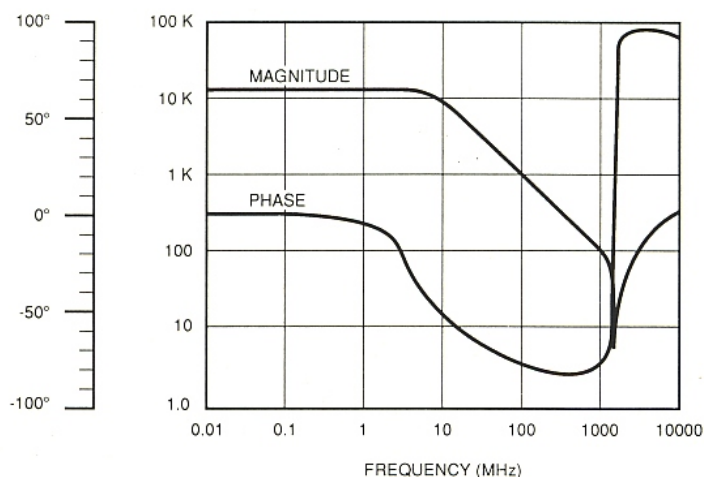
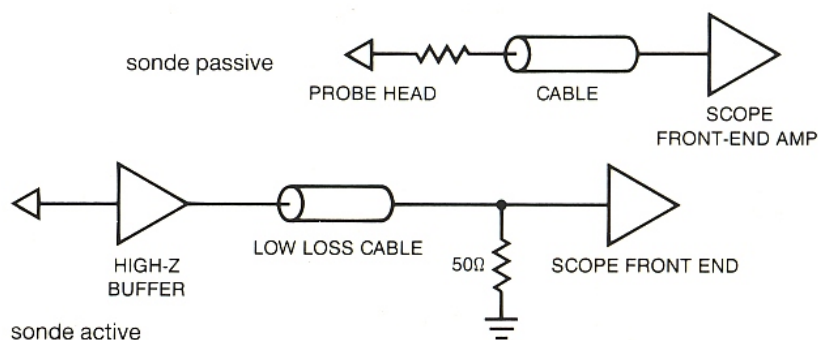


Figure 1 : Courbe typique de la variation d'impédance en fonction de la fréquence d'une sonde active TEKTRONIX P6203.

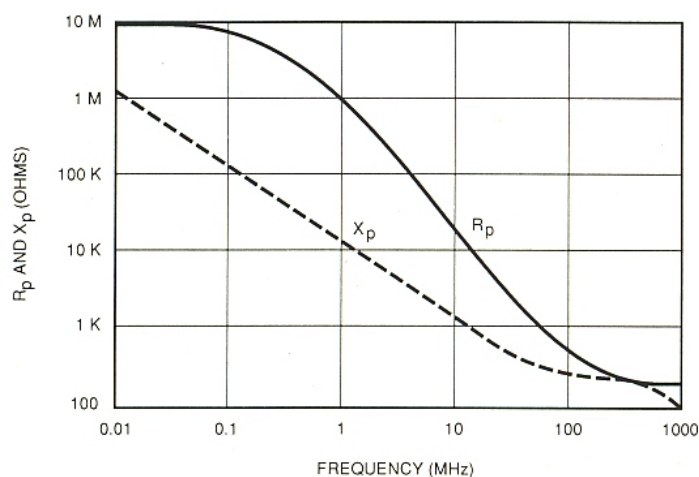


Figure 2 : Courbe typique de la variation de réactance (X_p et R_p) d'une sonde passive 10X.

Dans le cas où l'utilisateur ne dispose pas des courbes pour sa sonde il peut avoir une idée de l'impédance en appliquant la formule :

$$X_p = 1/2 \pi F C$$

où

X_p = Réactance capacitive (ohms)

F = Fréquence de travail (Hz)

C = Capacitance de la sonde (indiquée sur la sonde elle-même)

Par exemple, une sonde 10X 10 M Ω ayant une capacitance de 11 pF a une réactance capacitive de 290 ohms à 50 MHz.

SONDES DE TENSION ACTIVES

Elles ont deux caractéristiques spécifiques :

a) Elles présentent une plus haute impédance entre le point de test et l'instrument. Ceci permet d'arriver à de hautes résistances d'entrée et de faibles capacités.

b) Typiquement, elles présentent une bande passante pleine sans atténuation du signal d'entrée.

La sonde active typique utilise une entrée TEC, contient un couplage AC et présente des possibilités de décalage de tension (offset). La plupart d'entre elles sont aussi compatibles avec des entrées d'instrument 50 Ω , soit 1 M Ω , sans utilisation d'adaptateur externe. Avec des systèmes 50 Ω , un câble 50 Ω standard peut être utilisé pour étendre la longueur de la sonde sans augmenter la charge capacitive.

• Impulsions et sondes actives.

Avec la même source de signal que celle utilisée avec les sondes passives, regardons les effets d'une sonde active. On utilise ici une sonde P6201, sonde active à entrée TEC, bande passante de la sonde seule du continu à 900 MHz et un temps de montée de 0,4 ns, voire moins. La liaison de cette sonde avec sa tête atténuatrice 10X (1,5 pF, 1 M Ω) à la source du signal, est décrite figure 3.

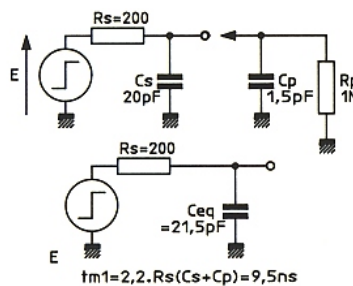


Figure 3

Pour la source du signal, la charge capacitive de la P6201 accroît le temps de montée de 8,8 à 9,5 ns.

En présentant l'effet de charge en terme de variation, l'effet de charge représente :

$$\frac{tm3 - tm1}{tm1} \times 100 = \frac{9,5 - 8,8}{8,8} \times 100 = 8 \%$$

Ceci est une amélioration très importante, comparée aux 48 % d'augmentation du temps de montée dus à une sonde atténuatrice 10X, passive, haute impédance. C'est également mieux que la diminution de 12 % causée par la sonde faible résistance, faible capacité, P6048.

• Mesures de signaux bas niveau

L'avantage primordial de ce type de sonde est la bande passante pleine à atténuation 1X avec le minimum de charge de circuit. Ceci est essentiel pour la visualisation de signaux rapides dans la gamme du millivolt.

La figure 4 montre ce qui arrive au temps de montée et à l'amplitude en utilisant la P6201 1X.

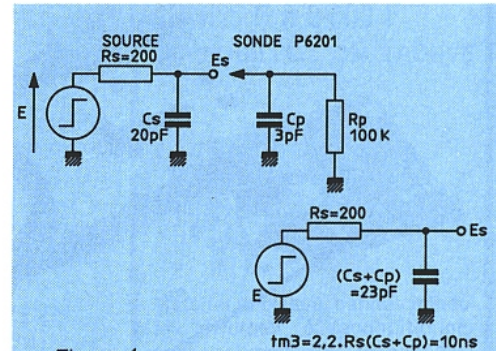


Figure 4

L'entrée 100 k Ω , 3 pF de la sonde P6201 est la cause d'une augmentation du temps de montée de 8,8 à 10 ns.

Ceci représente un effet de charge de 14 % (bien que plus importants que les 8 % de la P6201 10X, 14 % sont comparables aux 12 % d'erreur causés par la sonde passive faible résistance et faible capacité P6048).

L'important ici est que la sonde P6201 1X n'a qu'un effet négligeable sur l'amplitude du signal.

Le graphique de la figure 5 établit une autre comparaison entre sondes actives et passives. Il nous montre qu'une sonde active permet de faire des mesures de temps de montée beaucoup plus précises et sur une gamme plus étendue qu'une sonde passive.

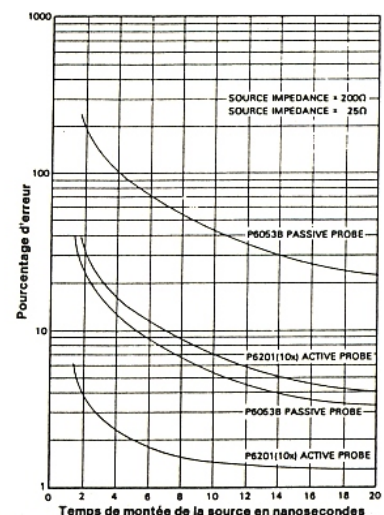
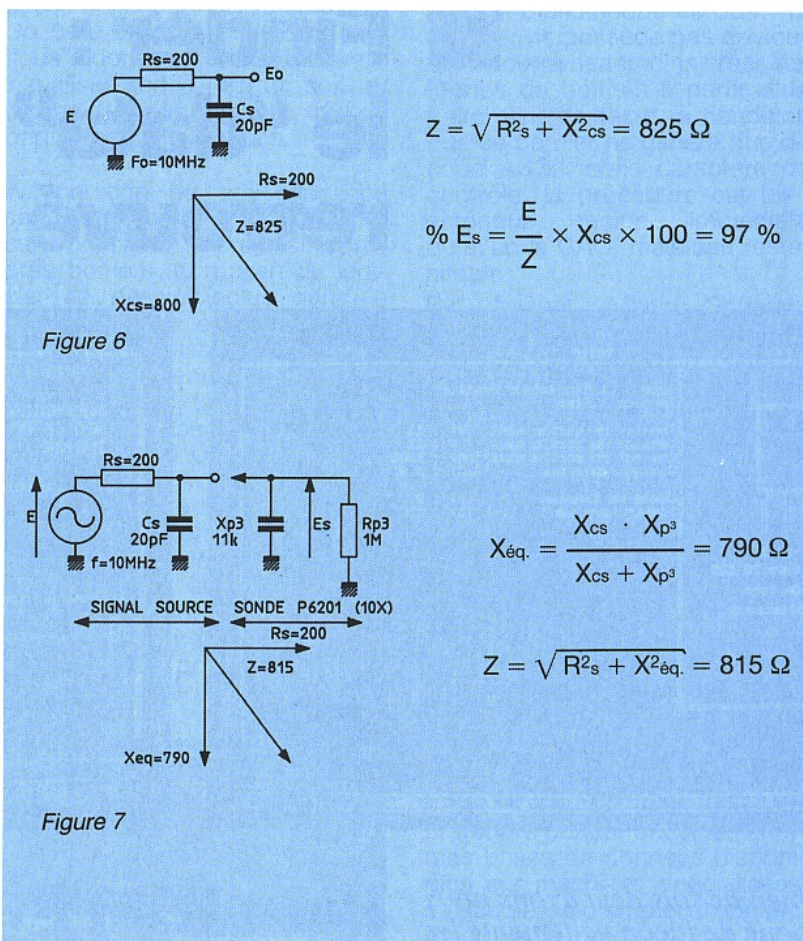


Figure 5

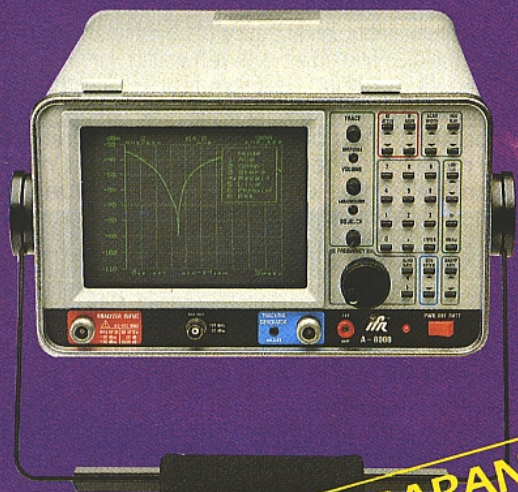
• Sinusoïdes et sondes actives

La figure 6 a nous montre une sonde active appliquée à une source 10 MHz sinus. La sonde P6201 10X provoque une charge par une résistance 1 MΩ et une réactance capacitive de 11 kΩ. En comparaison, une sonde typique haute impédance passive présente une entrée de seulement 40 kΩ de résistance et 17 kΩ de réactance à 10 MHz. Grâce aux calculs effectués concernant la charge (figure 7), la sonde active 10X P6201 fait chuter le signal de 3 % par rapport à la sortie non chargée. Même en augmentant la fréquence du signal à 50 MHz, on note une variation de 3 % alors qu'une sonde passive aurait provoqué une modification de l'ordre de 20 %. La raison est que la composante résistive de l'impédance d'une sonde active ne décroît pas aussi rapidement lorsqu'on augmente la fréquence que celle d'une sonde passive. A cause du R élevé d'entrée et du faible C d'entrée, les sondes actives ne causent qu'un minimum d'erreur dans les mesures de temps de montée et d'amplitude.

P. Lesne



ANALYSEURS DE SPECTRE 1 GHz ET 2,6 GHz



- Entièrement synthétisés.
- Résolution 300 Hz.
- Economiques !

- GARANTIE 2 ANS -

- Batterie interne
- Ecoute interne*
- Générateur de poursuite interne* (réglage des filtres, etc...)
- Détecteur quasi - crête*
- IEEE* ou RS 232*

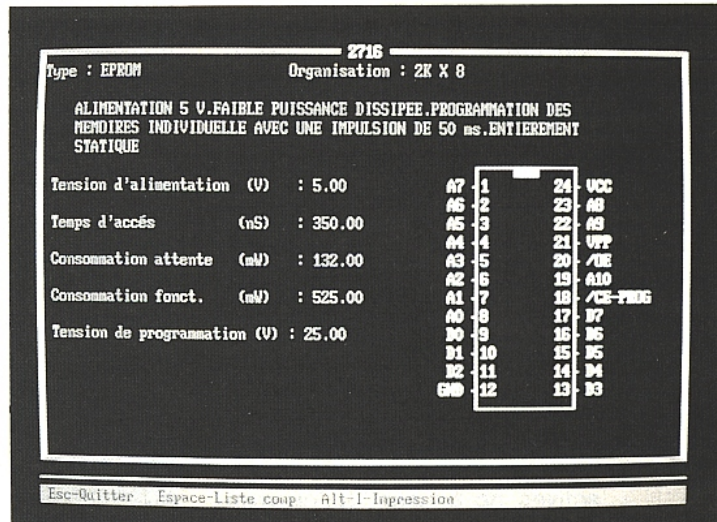
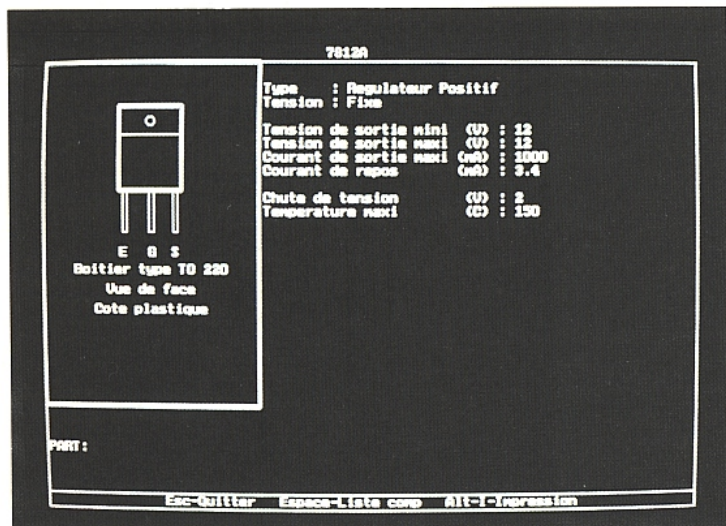
* En option



REA

(GROUPE F.H.Tec)
DIVISION AVIONIQUE et COMMUNICATIONS
81, rue Pierre Sémard - 92320 CHATILLON
Tél: (1) 49 65 25 70
Télex: 632 778
Fax: (1) 49 65 25 79

Finder : le "data" retrouvé



Combien de fois déjà avons nous invoqué de façon véhémement les puissances célestes parce que nous ne pouvions mettre la main sur le data-book prêté la veille, qui aurait pu sur l'instant nous livrer les secrets anatomiques du cancrelas à quatorze pattes, dont, précisément, l'organisation nous échappait. MARLIN Software a créé le petit logiciel futé, destiné à éviter que pareille mésaventure ne se reproduise...

Pour IBM PC/XT/AT ou PS/2 ou vrai compatible

Finder est un logiciel qui permet de retrouver des composants électroniques par leur nom, leurs caractéristiques ou leur fonction. Écrit par des universitaires en collaboration avec des professionnels de l'électronique, il s'adresse à tous ceux qui quotidiennement ont à compulser leurs data-books, pour la mise au point, l'étude ou le dépannage de circuits. Il requiert une machine fonctionnant sous MSDOS 2,1, minimum, et possédant une capacité mémoire de 384 k, deux unités de disquettes, ou un lecteur plus un disque dur. Une souris compatible Microsoft est vivement recommandée, ainsi qu'une imprimante compatible Epson. Il émule les cartes graphiques MGA, CGA, VGA, et Hercules (monochrome ou couleur). Le progiciel, écrit en Pascal, tient sur trois disquettes dont l'une contient le programme et les deux autres les data-composants dont le nombre dépasse à l'heure actuelle les 3 000 ; une quatrième disquette renferme un éditeur graphique permettant à l'utilisateur de dessiner des boî-

tiers qui ne figureraient pas en bibliothèque. Le programme n'appelle pas de commentaires particuliers dans sa conception. La seule critique que nous oserons formuler se situe au niveau du choix des couleurs ; seules les fenêtres d'aide (et elles sont nombreuses), d'un magnifique rouge éclatant ne peuvent manquer d'attirer un œil, habitué jusque là à des écrans quelque peu tristounets.

Sitôt le lancement du programme effectué et après les avertissements d'usage concernant le copyright, apparaît une fenêtre de menus déroulants qui permettent de sélectionner très rapidement les options désirées. La barre située en haut de l'écran propose six menus principaux auxquels il est possible d'accéder au moyen des flèches droite ou gauche. Le déplacement dans les fenêtres peut se faire à l'aide des flèches haut et bas, ou en tapant au clavier la première lettre d'option affichée en surbrillance. Les diverses commandes sont donc non seulement d'un

accès habituel, mais aussi d'une clarté exemplaire : quelques minutes suffisent pour la prise en main de ce soft.

Le premier menu : "consulter", permet la recherche d'un composant dans l'une des 17 familles de la base de données, réparties en 7 groupes principaux. La recherche peut s'effectuer selon plusieurs critères : noms, caractéristiques, ou équivalences. Les fourchettes d'équivalence sont paramétrables par l'utilisateur au moyen du menu "options". Les fiches caractéristiques des composants retenus peuvent être éditées sur imprimante.

Avec Finder, il est bien entendu possible de gérer la bibliothèque et de créer, modifier ou supprimer autant de composants qu'il est nécessaire. Toutefois, l'accès à cette option de gestion de la base de données est protégé contre toute modification intempestive, à l'aide d'un mot de

passé défini par l'utilisateur.

Un petit utilitaire du menu "options" donne la possibilité de visualiser soit à l'écran, soit au moyen d'une imprimante, tout ou partie des bibliothèques.

A condition de posséder une souris compatible Microsoft, il sera possible de créer ses propres boîtiers au moyen du logiciel de dessin inclus dans le package. Très classique, il ne déroutera pas les utilisateurs de DAO, et deviendra vite familier aux néophytes, tant il est simple à utiliser. Il possède les fonctions essentielles de ce type de logiciel, et permet d'éditer droites, arcs, cercles, rectangles, barres, textes et commentaires. Il conviendra de définir cette nouvelle création au moyen d'un numéro de code compris entre 69 et 999, finder utilisant les codes 0 à 68 pour désigner les 76 formes prédéfinies fournies

avec la bibliothèque de base. Si l'utilisateur ne possède pas de souris, il pourra néanmoins créer ses formes de boîtiers à partir d'un traitement de texte, à condition que ce dernier ne génère que du code ASCII, sans caractère de contrôle. La procédure est bien entendue moins immédiate qu'avec la CAO, mais sait rester simple.

Par ailleurs, Marlin Software s'occupe activement à réactualiser et à développer la base de données, sans doute encore un peu limitée sur la version qui nous a été confiée. Les remises à jour seront proposées aux utilisateurs à des prix extrêmement abordables (≈ 150 F pour 1 000 composants).

En bref

Un utilitaire attendu par tout électronicien ; une base de données encore un peu limitée ne lui permettra pas, du moins à l'heure actuelle, de convaincre tout à fait les concepteurs de haute volée. Toutefois, et sans prétendre concurrencer les énormes bases de données disponibles sur machines spécialisées, sa souplesse d'emploi et son prix modique le rendront vite indispensable en usage courant à tous les professionnels et amateurs avertis.

Logiciel en français.

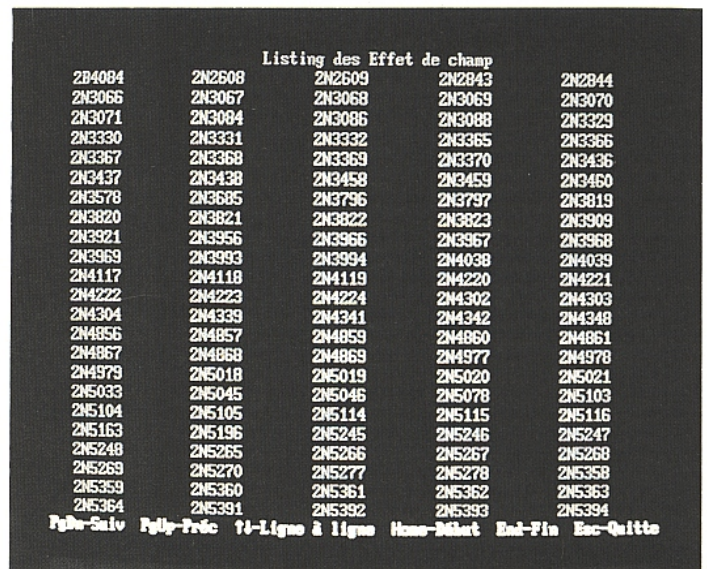
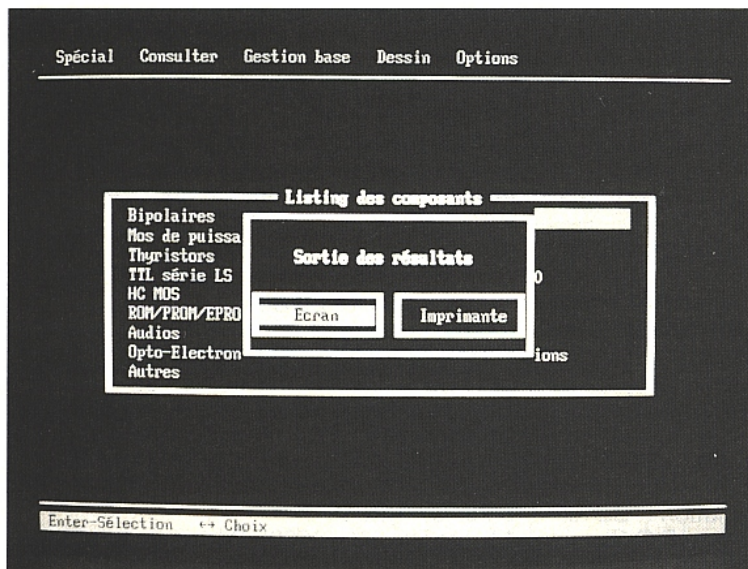
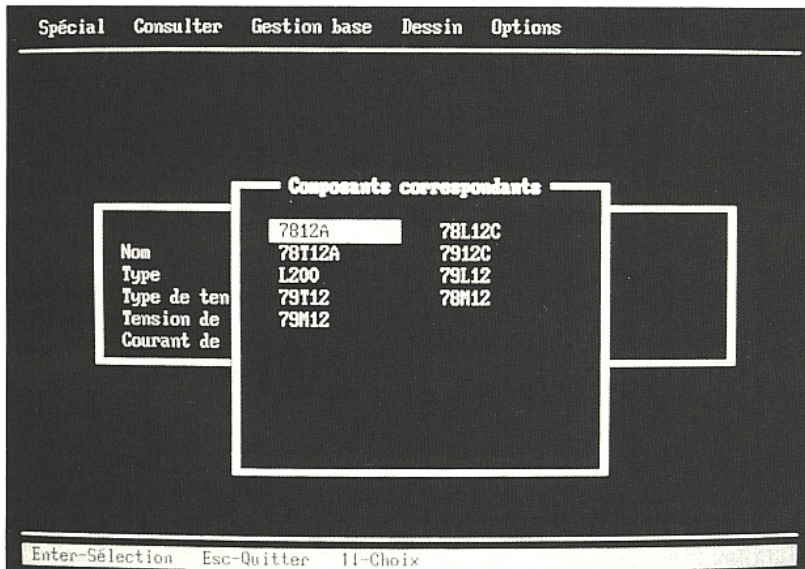
Prix : 1287 F HT, version Education nationale : 900 F HT.

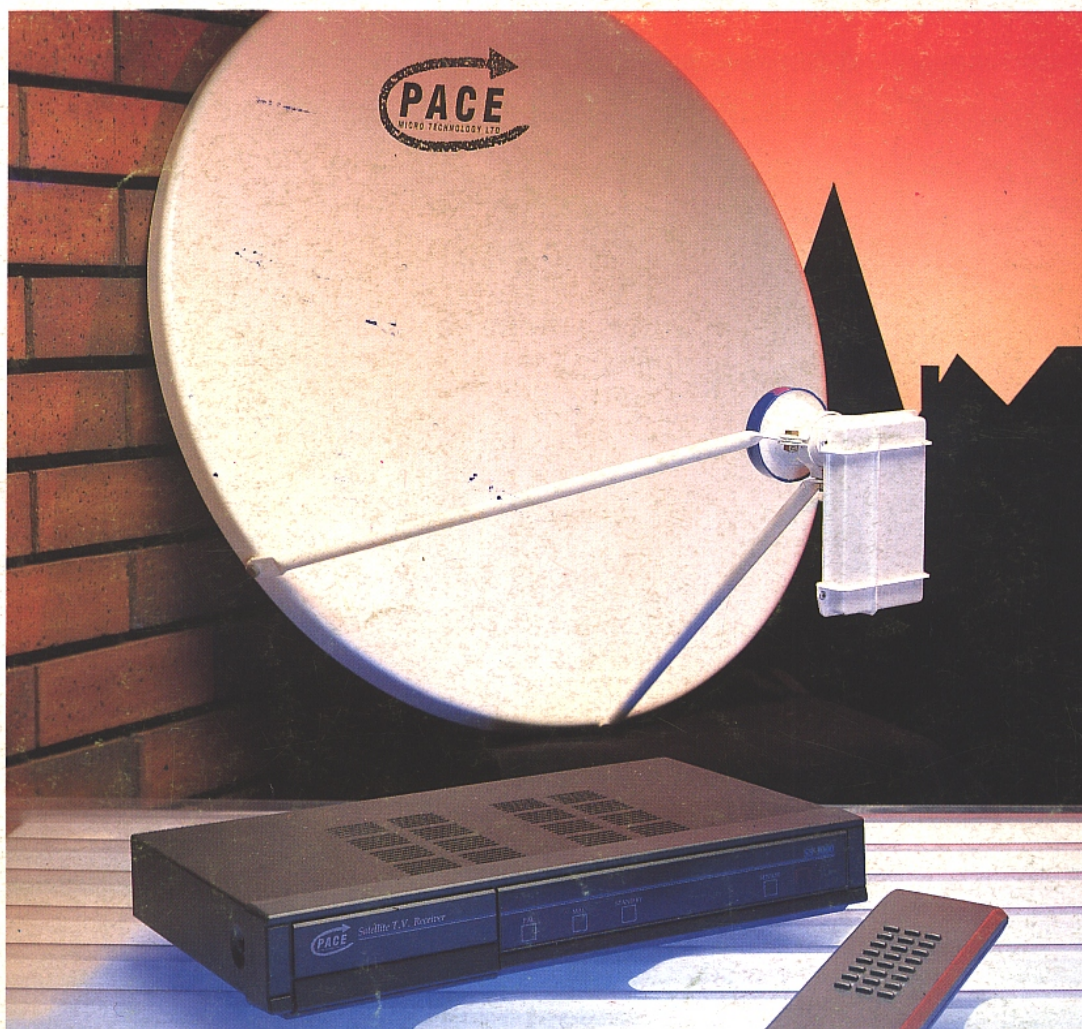
Distribué par Marlin Software

(et CIF)

B.P. 32

83140 Six-Fours





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 polarotor 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

