

RADIO PLEIN

ELECTRONIQUE *Loisirs*

ISSN 0033 7668

N° 464 Juillet 1986

16 F

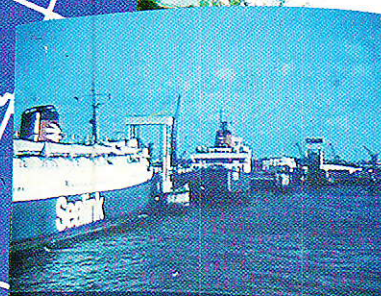
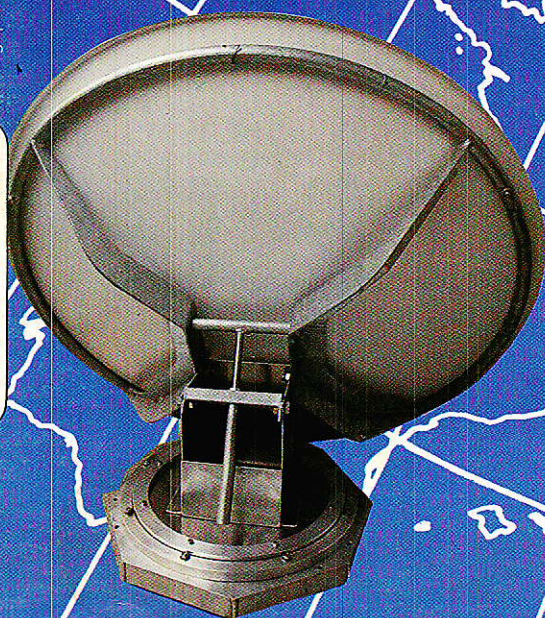
Réalisez votre récepteur pour satellites de télévision !

**Dès aujourd'hui
20 chaînes
de télévision
à votre
portée**

**Réalisez également :
votre réseau téléphonique privé**

La console de mixage AC ODDY

Un mobile filoguidé...



SOMMAIRE



TECHNIQUE

81

Les asservissements linéaires

DIVERS

86

Infos

RÉALISATION

20

Transistormètre micro contrôlé

27

Récepteur pour satellite de télévision

41

Mobile filoguidé

61

Votre réseau téléphonique privé

69

Console AC/ODDY : l'alimentation

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, L. Barbé, M. Barthou,
S. Bresnu, J. Ceccaldi,
F. de Dieuleveult,
M.A. de Dieuleveult, P. Dulieu,
P. Geulle, R. Rateau,
P. Wallerich.

N° 464

EDITORIAL

Nous avons rendez-vous. Aucune date n'était fixée avec certitude, mais vous connaissiez la nature de cette rencontre : la TV par satellite. La grande mutation des télécommunications est irréversible et la télévision est en pleine effervescence.

A sa façon, à son niveau, Radio Plans se devait de jouer son rôle d'informateur technique et ainsi prendre part à ce phénomène qui est en passe de transfigurer notre société.

La station de réception pour satellites de télévision que nous vous proposons aujourd'hui est la suite logique de la série d'articles qui ont abondamment traité du sujet ces dernières années. Cette réalisation ne constitue pas une fin, bien au contraire, d'autres rendez-vous vous attendent. Certains sont même très proches. De nouvelles normes, (D2 MAC) impliquerons de développer de nouveaux modules.

La télévision par satellite peut donc dès aujourd'hui pour vous, passer du rêve à la réalité. L'investissement reste certes non négligeable mais très acceptable eu égard à la prestation fournie. D'un point de vue purement électronique, l'expérience est de plus fort intéressante.

Je tiens à remercier les sociétés et les hommes qui ont cru à l'aboutissement de ce projet et qui, par leur aide, ont permis à François de Dieuleveult, qui l'a conçu, de le mener à bien.

Amis lecteurs, la télévision « venue du ciel » est un trait d'union entre les cultures, c'est certainement une pierre de plus contribuant à la construction de l'Europe.

Lancez-vous donc dans l'aventure !

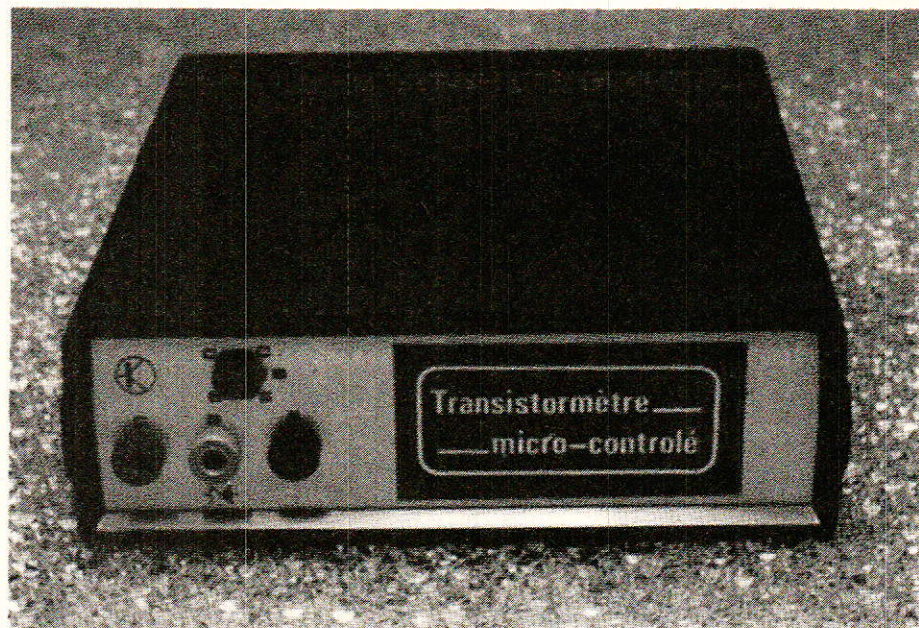
C. DUCHEMIN

Transistormètre micro-contrôlé

Nos lecteurs voudrons bien nous excuser pour l'intervalle de deux mois qui s'est écoulé entre le début de cet article paru dans notre numéro 461 d'avril 86 et la fin que nous vous proposons aujourd'hui. Les problèmes que nous avons rencontré n'étaient nullement d'ordre technique, mais uniquement de fabrication du journal. Ceux d'entre-vous qui se sont intéressés à ce projet vont donc pouvoir ce mois-ci entreprendre la réalisation pratique, ainsi qu'enregistrer la partie programme du système.

Réalisation pratique

Au départ, il n'y avait qu'un circuit, mais il est devenu nécessaire d'en greffer un autre. Pas très judicieux nous direz-vous, mais cela délimite les rôles et évite de refondre toute une implantation, ce qui est un travail fastidieux. Ce sont tous deux des circuits réalisés en double face. Leurs tracés et implantations figurent aux figures 8 à 13. Il est recommandé d'utiliser la méthode photographique. On reproduira le tracé sur un mylar (ou feuille de calque), à l'aide de transferts, et rubans. On réalisera aussi le second mylar avant de passer à la suite. Bien s'assurer de la superposition des deux faces, mais aussi des deux circuits au niveau des pastilles de IC₉ et IC₁₀. Après la phase d'insolation et un contrôle rigoureux de



la netteté des tracés, on passera à la gravure dans un bain, bien tiède de perchlorure de fer.

Ne pas oublier un rinçage méticuleux sous peine d'oxydation ultérieure. Pour se préserver de cette dernière, on protégera le circuit par un vernis (Tropicoat JELT par exemple) ou un étamage. On percera la plaque avec un foret de 0,8 mm ou 1 mm sauf pour les picots, T₁, T₂ et les régulateurs où un 1,2 mm est plus adéquat. Les trous de fixations seront allongés en glissière, ceci pour ajuster la plaque sur les plots de fixation prévus dans le boîtier utilisé (TEKO série CAB, Réf. 222).

Passons au montage : on plantera d'abord le circuit principal, puis l'extension de commande en respectant l'ordre logique : résistances, supports, capacités, semi-conducteurs, et circuits intégrés. Si vous utilisez des supports, prenez garde à utiliser

des supports double face, sinon, ne chauffez pas trop les circuits pour le côté coposants. Pensez à la pompe à dessouder en cas d'erreur et procédez avec douceur pour ne pas arracher les pastilles. Attention, de nombreuses connexions sont effectuées par la soudure des fils d'un élément des deux côtés de la plaque ! N'oubliez pas non plus les traversées seules et le strap isolé, ainsi que le soudage des picots des deux côtés.

Pour IC₉ et IC₁₀, on pourra utiliser des supports (solutions démontable) comme le témoinnent les photos, ou une soudure directe de la carte d'extension. Dans ce cas, la carte principale devra être vérifiée avant, en pointant avec un fil relié à la masse les broches 1, 3, 5, 9, 11, 13 des supports IC₉ et IC₁₀. La carte d'extension câblée sera vérifiée elle aussi à part, et si c'est OK, on assemble les deux pour terminer.

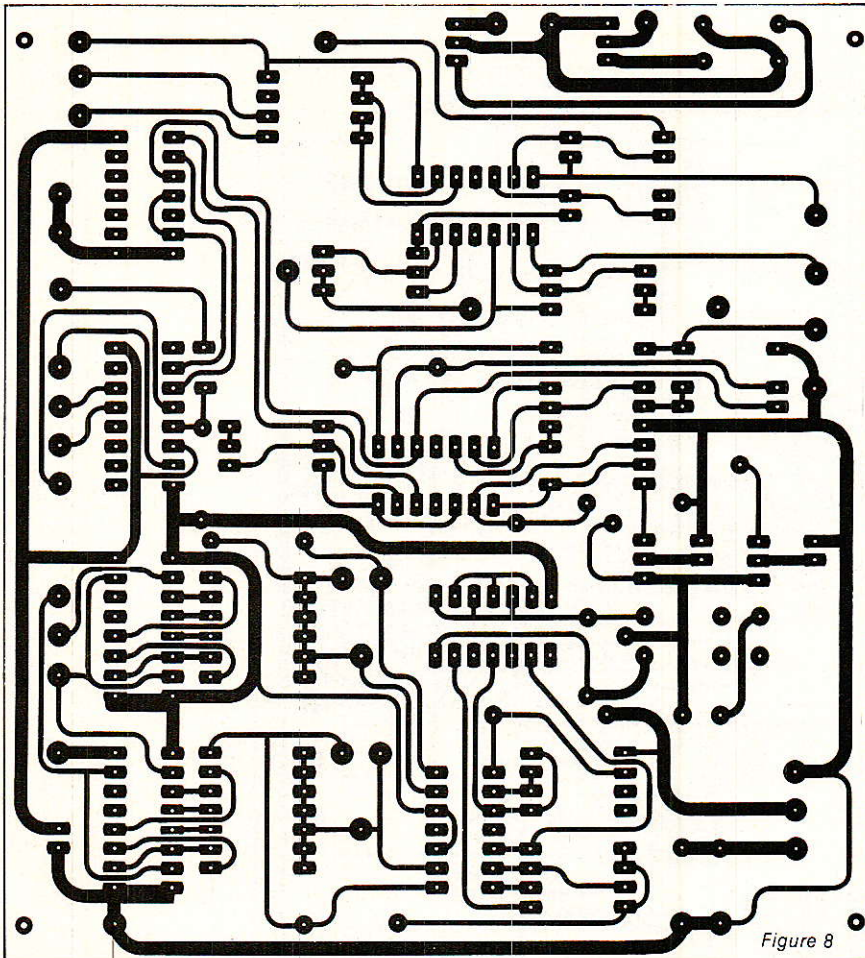


Figure 8

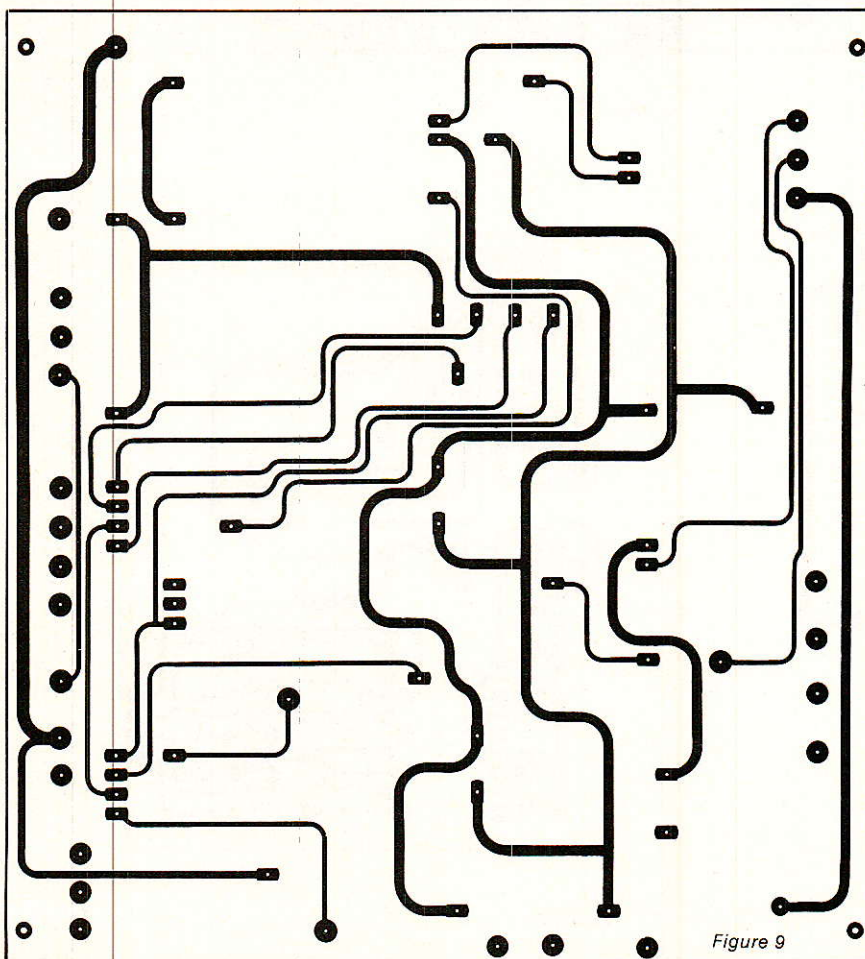


Figure 9

Pour cet assemblage final, on utilisera deux supports à wrapper 14 broches qu'on insérera sur le circuit d'extension (couper les br. 1 à 4 pour IC₁₀). On les soudera sur le circuit, et on implantera dans les zones réservées de IC₉ et IC₁₀, comme les photos le montrent.

Pour la réalisation du boîtier et du montage de la carte à l'intérieur, il convient de choisir votre version. Si c'est la version micro-contrôlée, basez-vous sur les photos... Sinon n'oubliez pas que vous aurez à ajouter un transformateur et un petit circuit supportant le pont de diode et le filtrage ainsi que le circuit de la **figure 14**, pour la version autonome. Cette possibilité étant annexe, la **figure 15** suggère un plan de face avant et arrière et il vous sera nécessaire de concevoir le circuit (ou de câbler sur une plaquette pastillée) et de positionner les éléments dans le boîtier.

Le circuit de la **figure 14** génère grâce au compteur CD 4060, les signaux du séquenceur, b₄, b₆ et b₇. La fréquence d'horloge est d'environ 25 kHz et est égale à 1/0,7 RC. Un régulateur + 5 V alimente ce circuit ainsi que ceux de la carte principale depuis le + 12 V. A noter que la fréquence des signaux b₄ est 32 fois plus élevée que celle de b₆, et il en est de même pour b₆ et b₇. Les interrupteurs permettront de choisir le cas désiré, rappelé par le tableau de la **figure 16**. Comme b₇ est relié à C₈, ceux-ci sont testés toutes les 40 ms environ, ce qui est plus que suffisant et évite de modifier la carte principale. On reliera les sorties IN 1 et IN 2 vers l'oscilloscope comme indiqué, pour relever le graphe $I_c = f(V_{CE})$. Si on désire le graphe $V_{be} = f(I_c)$, il suffira de relier IN 2 à l'entrée X et IN 0 à l'entrée Y.

Cette carte et cette procédure pourront être utilisées pour vérifier le bon fonctionnement de la carte.

Encore un petit point pour les possesseurs de l'interface décrit dans le précédent numéro. La liaison du montage à cette carte se fera par un câble plat 18 conducteurs (ou 20, car c'est le standard) qui passera par une découpe dans la face arrière, ou grâce à un connecteur pour les puristes. On veillera à choisir un

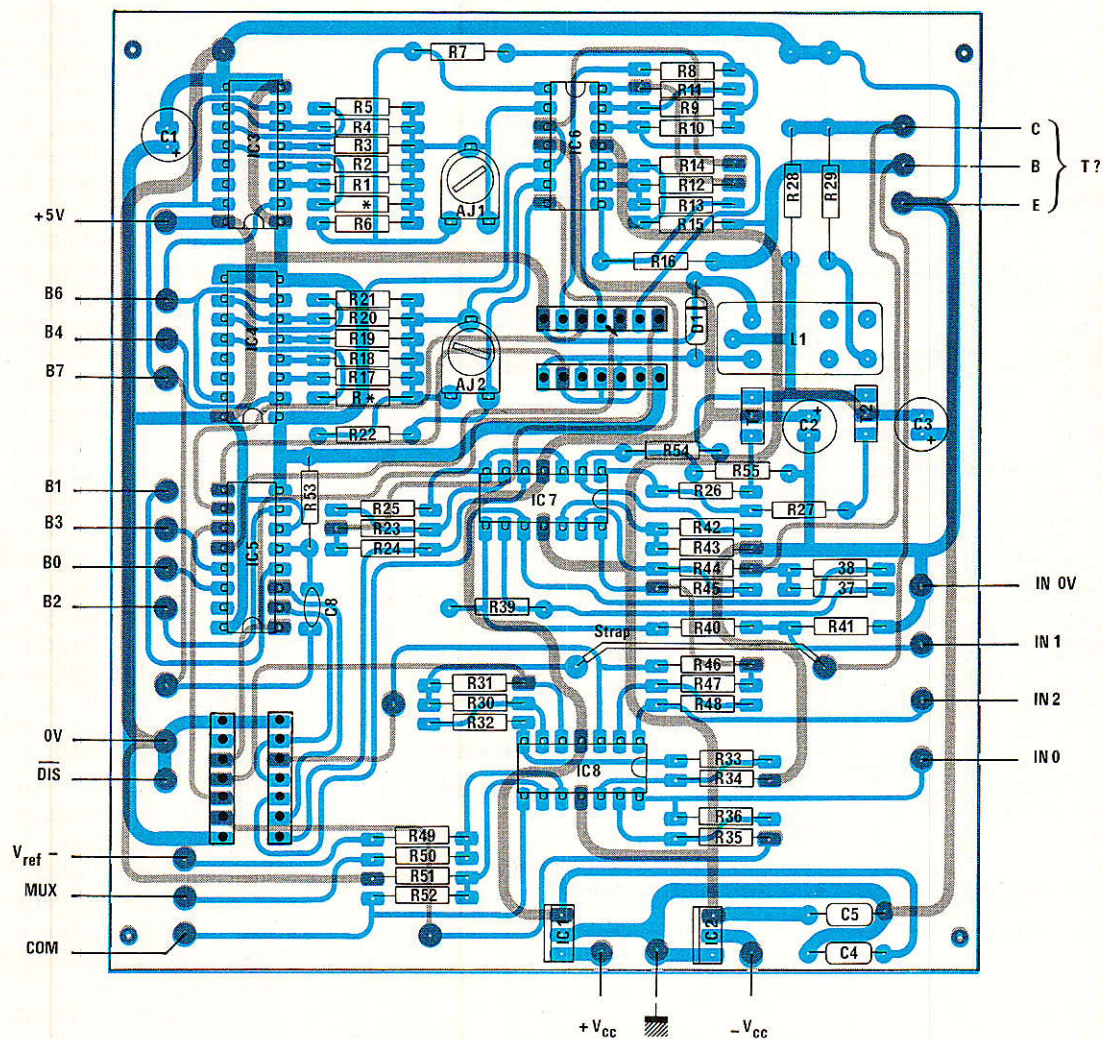


Figure 10

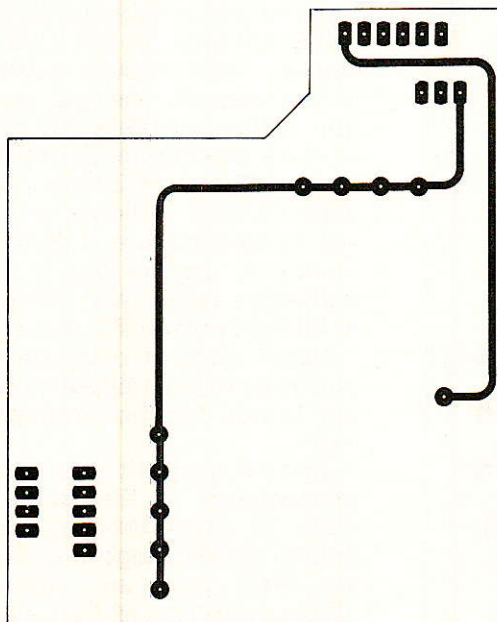


Figure 11

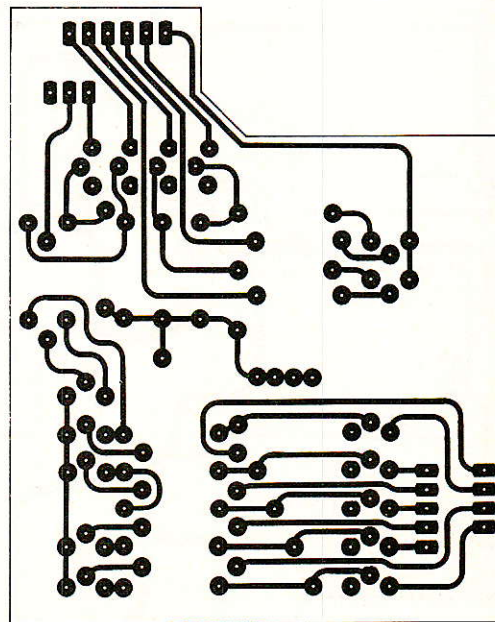


Figure 12

câble plat, multibrins. Il vaut mieux éviter de dépasser 50 cm de longueur, sinon la fréquence de travail serait réduite et des résistances de pull-up seraient nécessaires. Les liaisons de ce câble seront soudées à la carte, dans le boîtier. A l'autre extrémité, on le séparera pour venir former les deux connexions vers les connecteurs de la carte convertisseur. Pensez donc à l'ordre choisi lors du câblage, et vérifiez bien la justesse des connexions.

Mise au point vérifications

Il convient de suivre la procédure ci-dessous pas à pas pour vérifier le bon fonctionnement des différents sous-ensembles et pouvoir dépanner la carte le cas échéant.

Relier $\pm V_{cc}$ à une alimentation ± 20 V, relier la carte autonome à cette carte de manière provisoire. Vous allez pouvoir procéder pas à pas sans l'aide du micro-ordinateur. Sinon, procédez de même avec le micro pour générer ces signaux. A noter que la carte d'extension ne sera pas greffée par-dessus.

a - vérifier $b \approx 25$ kHz carré,

$b_6 \approx \text{freq. } b_5/32$,

$b_7 \approx \text{freq. } b_6/32$, le + 5 V, le + 12 V, le - 12 V.

b - vérifier que ni IC₁, IC₂, T₁, T₂ ne chauffent. Sinon il y a une erreur ou un circuit à l'envers.

c - vérifier le signal en marches d'escalier au point commun de R₇ et R₈, noté 1 sur le schéma. L'amplitude est négative et est réglable par Aj₁. On peut remarquer une saturation suivant Aj₁.

d - vérifier ce signal au point 2, et son atténuation par 10 si l'extrémité de R₈ est reliée à la masse.

e - vérifier le signal de polarité positive au point 3 et la polarité inverse en reliant A à la masse.

f - relier B à la masse et vérifier un signal de polarité négative, s'inversant si A est à la masse.

g - charger par une résistance de 100 Ω entre B et E des bornes d'entrées et déconnectez B. Vérifiez comme pour f.

h - reliez B à la masse et régler Aj₁ pour obtenir - 7,75 V sur la borne B, au maximum, avec A non connecté.

i - vérifiez que ce signal se retrouve en 4, 5 et IN 0. En reliant

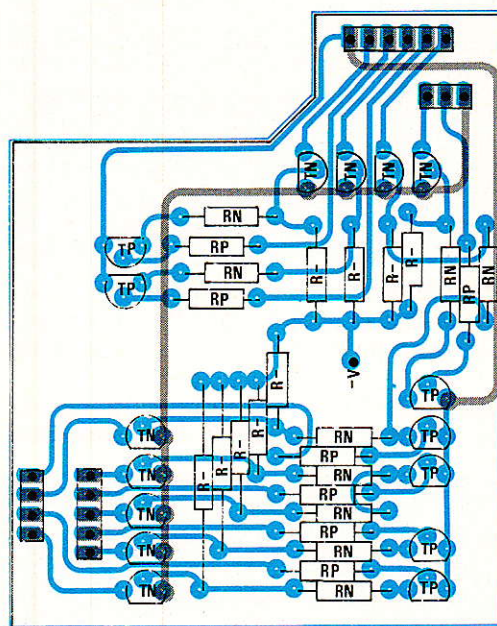


Figure 13

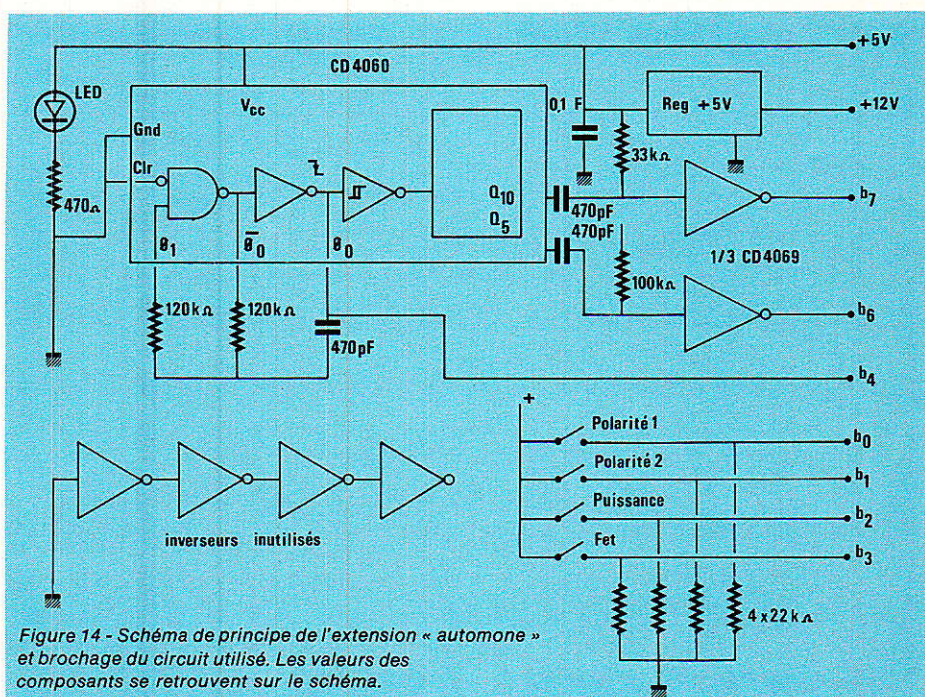


Figure 14 - Schéma de principe de l'extension « autonome » et brochage du circuit utilisé. Les valeurs des composants se retrouvent sur le schéma.

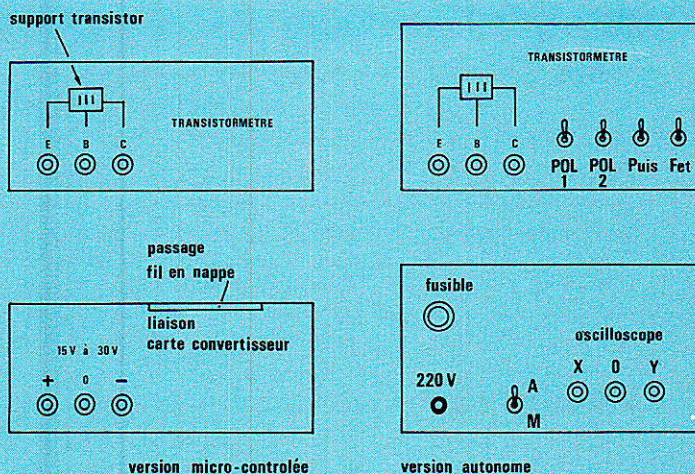


Figure 15 - Allure des faces avant et arrière.

Calibre de mesure	b0 =	b1 =	b2 =	b3 =	Exploitation
Ic Vce Vbe	Pd1	Pd2	Puiss	Fet	
10 mA 10,24 V 2,56 V	1	1	0	0	Trans. NPN Ib : 0 à 400 μ A Vce max : 10,24 V Ic max : 1 mA
10 mA 10,24 V 2,56 V	0	0	0	0	Trans. PNP Ib : 0 à -400 μ A Vce max : -10,24 V Ic max : -10 mA
100 mA 10,24 V 2,56 V	1	1	1	0	Trans. Puiss. NPN Ib : 0 à 4 mA Ic max : 100 mA
100 mA 10,24 V 2,56 V	0	0	1	0	Trans. Puiss. PNP Ib : 0 à -4 mA Ic max : 100 mA
100 mA 10,24 V 10,24 V	X	1	1	1	FET canal N Vos : 8 à +8 V Vos max : 10,24 V Ios max : 100 mA
100 mA 10,24 V 10,24 V	X	0	1	1	FET canal P Vos : -8 à -8 V Vos max : -10,24 V Ios max : 100 mA
10 mA 10,24 V 2,56 V	X	1	0	X	Diodes V _{AK} max : +10,24 V I _o max : 10 mA
100 mA 10,24 V 2,56 V	X	1	1	X	Diodes Puissance V _{AK} max : +10,24 V I _o max : 100 mA

Figure 16 - Résumé de la sélection par les bits de commande et des calibres de mesure (octet maxi : 225).

C à la masse, on en change la polarité et en reliant D à la masse, on augmente le gain (faire dans ce cas B = 0).

j - vérification du signal 6 et 7 de la même manière. Le rapport de

fréquence est de 32 !

k - vérifier le signal du point 8 et régler son amplitude maximum à +10,2 V.

l - vérifier le signal, sur la broche C du transistor à tester et

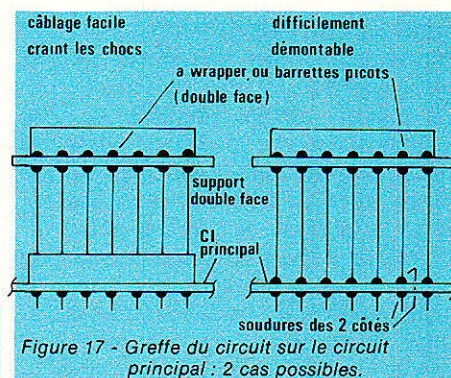


Figure 17 - Greffe du circuit sur le circuit principal : 2 cas possibles.

chargez avec une résistance 100 Ω puis vérifiez le changement d'amplitude et le collage

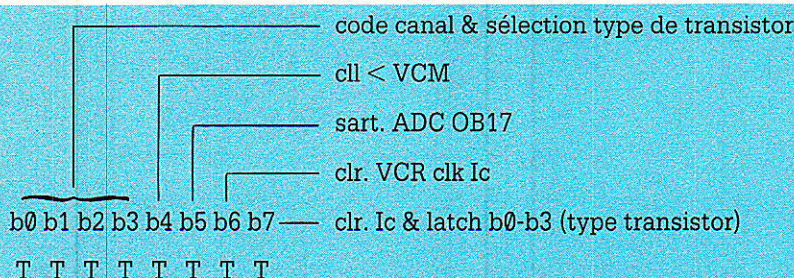


Figure 18
Principe de la mesure et du tracé du graphe et rappel du rôle des bits du miniport de contrôle.

X X X X 0 0 1 0	init b7 (prépare $\uparrow$)	clr VCM	Initialisation
Type 0 0 0 1	latche b0-b3 & clr Ic		
In 1 0 1 0 0	choisit entrée 1 et prépare b4 ($\downarrow$) et RAZ ADC 0817		Mesure Ic = f(Vce)
In 1 0 0 0 0	démarre conversion ADC 0817 (canal 2 inchangé)		
tempo > 116 μ S	tempo délai conversion		
Lecture octet	lecture octet issu de la conversion	Mesure Vce	
In 2 0 1 0 0	choisit entrée 2 et prépare b4 et RAZ ADC 0817		Traitement & Affichages
In 2 0 0 0 0	démarre conversion ADC 0817 (canal 1 inchangé)		
Tempo > 116 μ S	tempo délai conversion		
Lecture octet	lecture octet issu de la conversion	Mesure Ic	
Traitement et affichage du point			Incr. VCM
X X X X 1 0 0 0	incrémente Vcm au $\downarrow$ de b4		
boucle 32 fois pour les 32 valeurs possibles de Vcm			
X X X X 0 0 1 0	incrémente Ib au $\downarrow$ de b5 & clr Vcm		
boucle 32 fois pour les 32 valeurs possibles de Ib			
X X X X 0 0 1 0	clr Vce	RAZ	
X X X X 0 0 0 1	clr Ib	(transistor au repos)	

du relais en agissant sur **E**.
m - laissez la résistance de charge et vérifiez le signal au point **10**. Supprimez la résistance de charge et constatez une tension nulle en **10**.

n - vérifiez l'inverseur programmable de la même manière qu'auparavant pour les signaux aux points **9**, **IN 1** et **IN 2**.

Pour vérifier la carte intermédiaire à greffer, il faut alimenter en + 5 V, - 12 V et 0 V cette dernière. Après il convient de placer une résistance de 100 k Ω entre le collecteur du T_N choisi et le + 5 V, et de mesurer la tension entre le collecteur et la masse. On doit relever + 5 V environ. Relier alors T_N à la masse pour le tampon considéré et vérifiez une lecture de 0 V (valeur inférieure à 10 mV). Faire ces mesures avec un voltmètre haute impédance, ou à l'oscilloscope. Contrôlez ainsi chaque tampon. Si c'est correct, soudez alors cette carte sur la carte principale, comme un greffon. Attention de ne pas oublier les soudures sur les deux faces. C'est pour cette raison qu'un support est aussi recommandé. Reportez-vous à la **figure 17** pour la représentation de ce montage.

Application

Le listing joint permet de tracer le graphe $I_c = f(V_{CE})$. le programme est écrit en Basic Spectrum, mais il est facilement transposable à toute autre machine. La fonction PLOT x, y allume le point de coordonnées x, y avec la base en bas à gauche. La fonction DRAW dx, dy trace une droite depuis le point précédemment allumé, de distance dx, dy. C'est une fonction relative.

La **figure 18** précise l'état des différents bits suivant la phase en cours. Il est possible de voir dans cette figure un semblant d'organigramme. Ce serait celui de la phase de mesure que l'on situera aisément dans le listing. En transposant cette boucle en langage machine, le tracé sera bien plus rapide (environ 0,5 s).

Conclusion

La **figure 19** est une recopie d'écran qui délivre le graphe, d'un transistor NPN grâce au programme décrit. En allant plus loin, il vous serait possible de

comparer des transistors, de les appairer, de faire une mesure directe de β dans des conditions précises... tout cela ne dépendant maintenant plus que du logiciel que vous écrirez. Mais remarquez que plus Beta du transistor sera faible, plus il y aura de courbes, et vice versa. Dans le cas de la

figure 19, le Beta est d'environ 300 car à chaque marche de 30 μ A pour I_b correspond un courant de collecteur de marche 10 mA. La limitation est due à la droite de charge du montage limité à 100 mA environ pour I_c et 10 V environ pour V_{CE} .

P. Wallerich

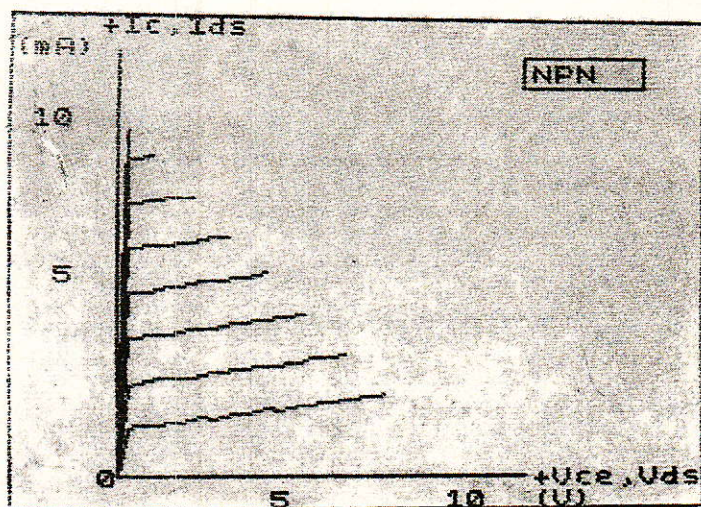


Figure 19
Recopie d'écran...
dans le cas d'un
BC 547 C, dont le gain
est d'environ 300...

Nomenclature

Interface transistormètre

Circuits intégrés

IC : 7812, 78 M12 (régulateur + 12 V)
IC₂ : 7912, 79 M12 (régulateur - 12 V)
IC₃, IC₄ : CD 4520
IC₅ : CD 4042
IC₆, IC₇, IC₈ : LM 324, TDB 0324, TL 084
IC₉, IC₁₀ : cf. texte

Résistances 1/4 W 5 % (ou 2 %)

R₁, R₁₇ : 560 k Ω // 3,3 M Ω
R₂, R₁₈ : 240 k Ω
R₃, R₁₉ : 120 k Ω
R₄, R₂₀ : 68 k Ω // 510 k Ω
R₅, R₂ : 100 k Ω
Aj₁, Aj₂ : ajustable 100 k Ω mini
R₁₇ : 18 k Ω
R₈ : 2 k Ω
R₉, R₁₀, R₁₁ : 680 k Ω
R₁₂, R₁₃ : 470 k Ω
R₁₄, R₁₅ : 820 k Ω
R₁₆ : 7,5 k Ω
R₂₃, R₂₄, R₂₅ : 100 k Ω
R₂₆, R₂₇ : 100 k Ω
R₂₈ : 1,2 k Ω 1/2 W
R₂₉ : 150 Ω 2 W
R₃₀, R₃₁, R₃₂ : 820 k Ω
R₃₃ : 33 k Ω
R₃₄ : 4,7 k Ω
R₃₅ : 12 k Ω
R₃₆ : 36 k Ω

R₃₇, R₃₈, R₃₉ : 820 k Ω
R₄₀ : 9,1 k Ω
R₄₁ : 1,3 k Ω
R₄₂, R₄₄ : 820 k Ω
R₄₃, R₄₅ : 82 k Ω
R₄₆, R₄₇, R₄₈ : 100 k Ω
R₄₉, R₅₀ : 100 k Ω
R₅₁, R₅₂ : 100 k Ω
R₅₃ : 22 k Ω
R₅₄ : 100 k Ω
R₅₅ : 220 k Ω

Transistors

T₁ : BD 679, BD 681 (darlington NPN)
T₂ : BD 680, BD 682 (darlington PNP)
D₁ : IN 4148
T_N : BC 548, BC 107, BC 548 C... (x 9)
T_P : BC 558, BC 557, BC 251, BC 307... (x 7)
R_N : 10 k Ω (x 9)
R_P : 22 k Ω (x 7)
R - : 220 k Ω (x 9)

Condensateurs

C₁ : 100 μ F, 6,3 V radial
C₂, C₃ : 47 μ F, 16 V radial
C₄, C₅ : 0,1 μ F plaquette, plastique...
C₆ : _____
C₇ : _____
C₈ : 470 pF céramique

Divers

RL1 : relais miniature 5V 1 RT
circuits imprimés, picots de
câblage, supports circuits (dou-
ble face), douilles banane, câble
plat, connecteur, supports tran-
sistor, boîtier TEK0 série CAB,
réf. 222

Extension autonome

CD 4069
CD4060
LED

Résistances

470 Ω , 120 k Ω , 120 k Ω , 22 k Ω
(x 4), 33 k Ω , 100 k Ω (x 1)
Capacités : 0,1 μ F, 470 pF
céramique (x 3)
4 inverseurs ou interrupteurs
miniatures
1 régulateur +5 V

```

1 REM *****
Programme d'application du
TRANSISTORMETRE "universel"
*****
2 REM          OUP 1986
3 REM *****
9:
10 REM selection type
11:
20 PRINT #1;AT 0,0;"Presser: [
11NPN      [2]PNP
31FET N    [4]FET P"
29 IF INKEY$="" THEN GO TO 29
30 LET a$=INKEY$: BEEP .2,30
31 IF (a$="1")+(a$="2")+(a$="3")
)+(a$="4")=0 THEN GO TO 29
32 LET pol1=(a$="1")+(a$="4")
33 LET pol2=(a$="1")+(a$="3")
34 LET fet=(a$="3")+(a$="4"):
IF fet=1 THEN LET puiss=1: GO TO
100
35 PRINT #1;AT 0,0;"Presser: [
1]faible puissance
2]puissance
36 IF INKEY$="" THEN GO TO 36
37 LET a$=INKEY$: BEEP .2,30
38 IF (a$="1")+(a$="2")=0 THEN
GO TO 36
39 LET puiss=(a$="2")
100:
102 REM trace cadre et figure
103:
104 LET t$="FET N": IF pol2=0 T
HEN LET t$="FET P"
105 IF fet=1 THEN GO TO 108
106 LET t$="NPN": IF pol2=0 T
HEN LET t$="PNP"
108 PRINT AT 2,24;t$
109 PLOT 189,150: DRAW 44,0: DR
AW 0,11: DRAW -44,0: DRAW 0,-11
110 LET s$=CHR$(43+2*(pol2=0))
112 PLOT 40,12: DRAW 0,150: PLO
T 40,12: DRAW 150,0
113 PRINT AT 21,12;"5"
114 PRINT AT 20,24;s$+"Vce,Vds"
115 PRINT AT 0,4;s$+"Ic,Ics"
116 PRINT AT 20,4;"0"
117 PRINT AT 4,1;"10"+CHR$(32+
15*(puiss=1))
118 PRINT AT 1,0;"(mA)"
119 PRINT AT 11,2;"5"+CHR$(32+
15*(puiss=1))
120 PRINT #1;AT 0,0;"
(mesures e
n cours)
130 PLOT 0,0: DRAW 255,0: DRAW
0,175: DRAW -255,0: DRAW 0,-175
199:
200 REM mesure
201:
210 LET port=31: REM choix adre
sse du convertisseur
211 FOR i=1 TO 32
214 LET xp=40: LET yp=12
215 FOR v=1 TO 32
220 OUT port,64: OUT port,126+p
ol1+2*pol2+4*puiss+15*fet
230 REM boucle principale
231 OUT port,32+1: OUT port,0+1
: PAUSE 1: LET vce=IN port: REM
delai>150us
232 OUT port,32+2: OUT port,0+2
: PAUSE 1: LET ic=IN port: REM d
elai>150us
234 LET x=INT (40+vce/2): LET y
=INT (12+ic/2): REM range:0-127
235 PLOT xp,yp: DRAW x-xp,y-yp
236 LET xp=x: LET yp=y
240 OUT port,16
250 NEXT v
260 OUT port,64
270 NEXT i
280 OUT port,64: OUT port,126
281:
282 REM attente nouvelle mesure
283:
300 PRINT #1;AT 1,0;"Presser un
e touche..."
310 PAUSE 0
320 BEEP .2,30: GO TO 10

```



UNIVERSAL
électronique

FABRICANT :
MODULE D'ADAPTATION
AUX NORMES ET INTERFACES

23, rue STEPHENSON
75018 PARIS
Télex 280 708F

USP 10 TRANSCODEUR SECAM /PAL

DISPONIBLE

- FNAC Montparnasse Paris
- GENERAL VIDEO Paris
- TMP Paris

NOUVEAUTÉ



PRIX : 3 560 F TTC

UNI 1

- Lecture SECAM L pour magnétoscope PAL.
(Préciser type)

UNI 2

- FI SON FM et inverseur vidéo BG, K', I (à préciser).

UNI 3

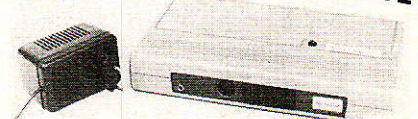
- Transcodeur SECAM /PAL UNIVERSAL (pour TV PAL).

UNI 8

- Lecture + enregistrement SECAM L sur VHS PAL, commutation
BG /L automatique.

TRANSCODEUR PAL/SECAM

NOUVEAUTÉ



900 F

Disponible chez tous les revendeurs

DISTRIBUTEURS AGRÉÉS : FRANCE

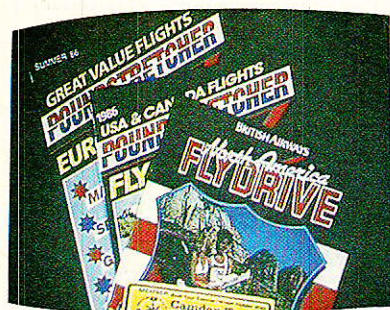
SYPER : 60, rue de Wattignies - 75012 Paris - Tél. : 43.47.58.78
CAPELEC : 43, rue Stephenson - 75018 Paris - Tél. : 42.55.91.91
KN ELECTRONIC : 100, bd Lefevre - 75015 Paris - Tél. : 48.28.06.81
MABEL : 35-37, rue d'Alsace - 75010 Paris - Tél. : 46.07.88.25
ELECTRO-HOME : 13 a, rue de la Source - 6720 Molsheim -
Tél. : 88.38.19.56
JPL : 19, rue du Fort-du-Bois - 77400 CONCHES - Tél. : 64.30.58.87
MATEX FRANCE : 50, rue Duhesne - 75018 Paris - Tél. : 42.52.41.40
RADIO MJ : 19, rue Claude Bernard - 75005 Paris - Tél. : 43.36.01.40

ÉTRANGER

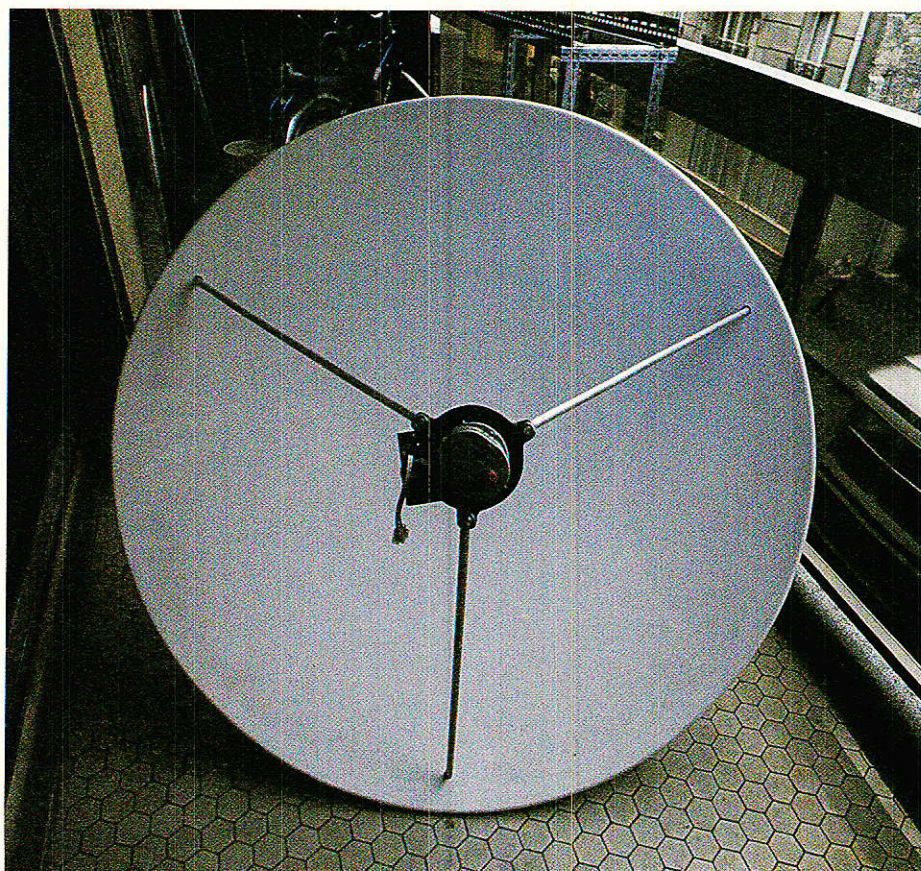
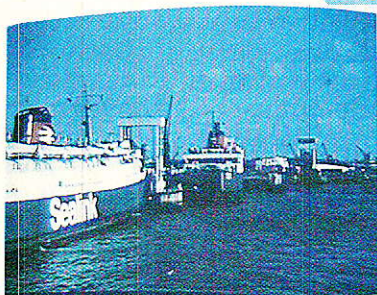
- BELGIQUE. St CRUYT SA : bd Lemonier 125, - Bruxelles 1000 -
Tél. : (02) 511.08.09
- MARTINIQUE. Ets HECTOR JOLY Rivière Salée 97215 - Tél. : 596.77.96.76
- ALGÉRIE. ELECTRONIC Soes : 5, rue Mohamed Ben Abdeslam - 31000 ORAN
- Tél. : 33.33.61
- RÉUNION. Voir JPL : 19, rue du Fort-du-Bois - 77400 CONCHES -
Tél. : 64.30.58.87
- PAYS BAS. TELNED : Venlo-Holland Tél. : 077.545.100
- LUXEMBOURG. ATLAS COMMERCE : 32, Av. du 10 septembre L 2550
LUXEMBOURG - Tél. : 2.59.02

RECHERCHONS DISTRIBUTEURS

- ASSISTANCE TECHNIQUE
- LANCEMENT PRODUIT
- FABRICATION SPECIFIQUE
- GARANTIE ASSURÉE



Station de réception TV par satellite



La voilà enfin cette station de réception de TV par satellite tant attendue ! Bien que cet article soit le premier d'une série consacrée à cette technique, dans ce premier numéro, nous donnons toutes les explications nécessaires permettant la réalisation du récepteur et la mise en service de la station de réception. Nous aurons par la suite l'occasion de revenir sur des points particuliers tels qu'asservissement de position de l'antenne, décodage stéréophonique, changeur de fréquence, etc. Comme d'habitude, avant d'aborder la réalisation pratique, nous ne nous contenterons pas des bases théoriques et vous livrerons quelques commentaires et conseils pratiques jugés très importants : conditions de réception, coût approximatif de la station et des divers sous-ensembles, aspect légal de ce type de réception.

De récentes discussions avec des lecteurs assidus de Radio-Plans nous ont persuadé qu'il y avait encore beaucoup trop de confusion entre satellites de télécommunications et satellites destinés à la réception directe : DBS, et ceci malgré l'accent que nous avons mis sur ce point particulier dans l'article consacré à l'exposition Eurocast 86. Sont allègrement mélangés : TV haute définition, D2 MAC, Pal/Secam, son multilingage, antennes planes, etc. Dans le **tableau 1**, nous avons résumé les caractéristiques essentielles différenciant ces deux types de satellites. Satellites de télécommunication à faible puissance d'émission nécessitant un réflecteur parabolique de diamètre compris entre 1,20 m et 1,80 m. Satellites destinés à la réception directe ne nécessitant qu'un réflecteur d'environ 70 cm.

La réception des émissions issues d'un satellite de télécommunication avec un réflecteur parabolique de 1,20 m n'est possible que grâce à la formidable évolution technologique : en particulier sur les composants à l'Arseniure de Gallium : AsGa.

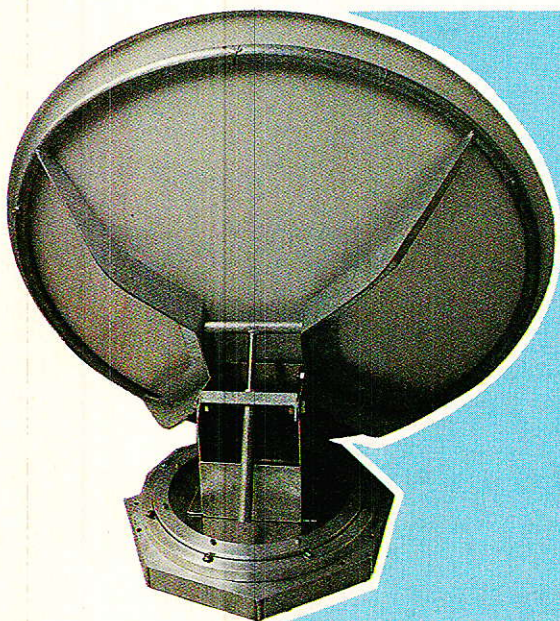
Cette évolution ne permet pas l'assimilation des deux types de satellites mais d'un strict point de vue réception, la frontière tend à fortement s'atténuer. D'où l'attrait grandissant pour ce type de réception.

Dans un précédent article nous avons énuméré les différents canaux recevables actuellement et indiqué le nombre de canaux disponibles sur les futurs satellites de diffusion directe. La comparaison entre ces chiffres est intéressante. Par exemple, pour ECS 1, 12 canaux consacrés à la TV contre quatre seulement pour TDF 1. Evidemment pour TDF 1 la puissance globale mise en jeu est beaucoup plus importante que pour ECS 1 malgré le nombre réduit de canaux.

De récentes études montrent que le marché ne sera véritablement saturé qu'avec la mise en service de SES, satellite luxembourgeois disposant de 12 canaux. Or, le lancement de ce satellite n'est prévu que pour 1988. A l'heure actuelle, pour TDF 1, nul ne peut prédire l'occupation des canaux allouables. Certes les projets et les candidats sont nombreux et il se passe rarement une semaine sans que de nouveaux projets voient le jour et que d'autres soient laissés à l'abandon. Clair, codé, avec pub ou sans il est souvent difficile d'y voir clair. Ce qui est certain, c'est qu'il existe bel et bien aujourd'hui un grand nombre de canaux diffusant en clair des programmes intéressants, alors pourquoi attendre un hypothétique câble ?

Le coût d'une station de réception

L'instant le plus désagréable est arrivé puisqu'il va nous falloir parler d'argent. Nous n'en doutons pas cette question vous brûle les lèvres, combien ? Vais-je disposer des fonds nécessaires pour l'acquisition des divers composants ? Nous ne vous ferons pas languir plus longtemps, nos premières estimations indiquent que le coût doit être compris entre 7 000 et 10 000 F. Bien entendu, nous ne sommes nullement responsables des marges des distributeurs et il appartient au consommateur d'acheter au moindre prix. Il va de soi que plus la part de réalisation est importante plus le coût diminue. La réalisation des circuits imprimés n'est pas un véritable problème mais la réalisation d'un ensemble mécanique solide répondant à toutes les normes de sécurité peut quelquefois



Satellite	Télécommunications	DBS
Réception possible à l'heure actuelle Satellites opérationnels	oui Intelsat V ECS 1	non aucun : lancements TDF 1 prévu pour nov. 86
Nombre de canaux affectés à la transmission de signaux TV	≥ 15	TDF 1 (F) 4 TV SAT 1 (D) 4 SES (Lux) 12
Ø du réflecteur parabolique nécessaire Puissance à l'émission	1,20 m à 1,80 m quelques dizaines de watts	0,7 m à 1 m quelques centaines de watts
Nombre de transmissions	Vidéo : Pal / Secam Audio : une ou plusieurs sous-porteuses entre 6,0 et 7,5 MHz	D2 MAC multiplexage temporel des signaux luminance, chrominance, synchro, son données
Coût moyen	30 kF à l'heure actuelle pour une station clés en mains	< 10 kF dès que la production aura atteint des quantités suffisantes

s'avérer un obstacle insurmontable pour l'électronicien maladroit ou ne disposant pas de l'équipement nécessaire.

Pour clôturer ce paragraphe consacré au coût de la station, sachez que ce type de réception est tout à fait légal mais qu'il vous faudra en faire la demande aux PTT et que la redevance annuelle s'élève aux environs de 450 F.

Ce coût assez important constitue un premier obstacle, nous en sommes conscients, mais il est comparable à celui d'un magnétoscope ou d'un téléviseur haut de gamme à coins carrés. Le deuxième obstacle réside éventuellement dans la situation géographique du lieu de réception.

Conditions géographiques pour la réception

L'orbite des satellites géostationnaires appartient au plan équatorial. Or, notre beau pays est situé dans l'hémisphère nord, c'est dire, qu'à partir d'une station localisée en France le pointage d'une antenne vers ces satellites ne peut être effectué que si la vue est parfaitement dégagée vers le sud-ouest pour

Intelsat et sud-sud-est pour ECS. Nous reviendrons sur les coordonnées précises dans un prochain paragraphe. Supposons que votre bourse puisse supporter l'investissement d'un convertisseur et d'un réflecteur parabolique. Muni d'une boussole, d'une carte d'état major ou plus simplement d'un plan de votre ville, village ou lieu-dit, vous devrez repérer les secteurs dégagés de part et d'autre du sud. Pour cette opération, il est préférable de choisir au moins provisoirement la position de l'antenne. Elle peut être implantée sur un balcon, dans un jardin ou même sur un toit-terrasse mais ce n'est pas nécessaire. La visibilité à l'horizon n'a aucune importance. Un obstacle situé à x mètres n'a aucun effet pourvu que la différence de hauteur entre le sommet de l'obstacle et le foyer de l'antenne ne dépasse pas 0,65 x.

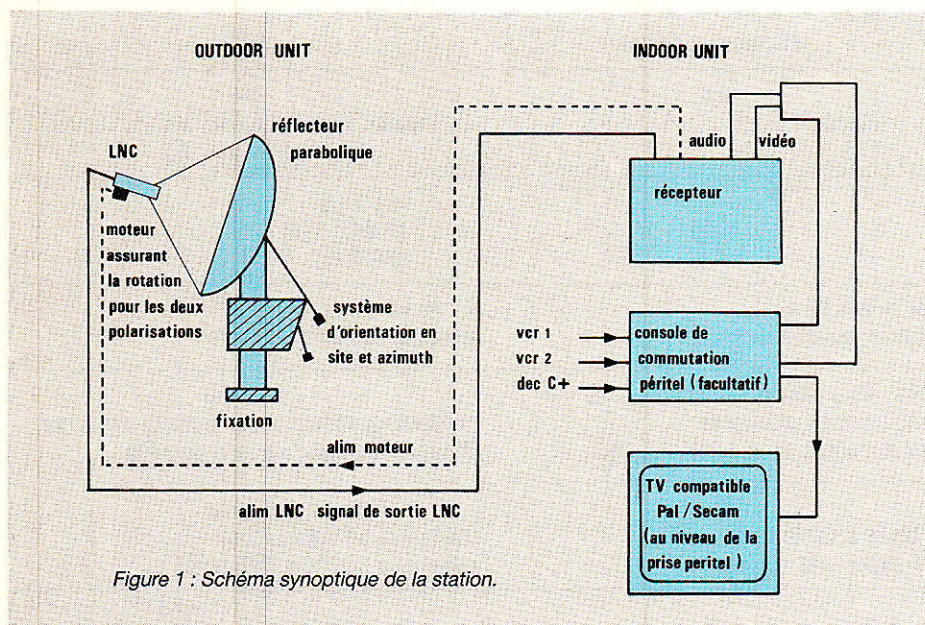
En principe ces conditions ne sont pas draconiennes et il y a presque toujours un ou deux satellites en vue assez facilement. Le cas le plus défavorable est représenté par une habitation orientée plein nord. Le problème est insurmontable à moins de disposer d'un toit-terrasse. Pour éviter des pertes trop importantes dans le câble reliant le convertisseur faible bruit et le récepteur,

nous conseillons une distance maximale de quelques dizaines de mètres. Une vingtaine de mètres doit permettre de résoudre la plupart des cas.

Le synoptique de la station

Le schéma synoptique de la station est représenté à la figure 1. L'outdoor unit — ensemble externe — est constitué par le réflecteur parabolique, les diverses pièces mécaniques assurant la fixation et l'orientation, et le LNC — convertisseur faible bruit. L'indoor unit, appareil situé à l'intérieur de l'habitation est souvent appelé, à tort, démodulateur. Les signaux issus du satellite, bande de 11 GHz, sont reçus par l'antenne et transmis au LNC.

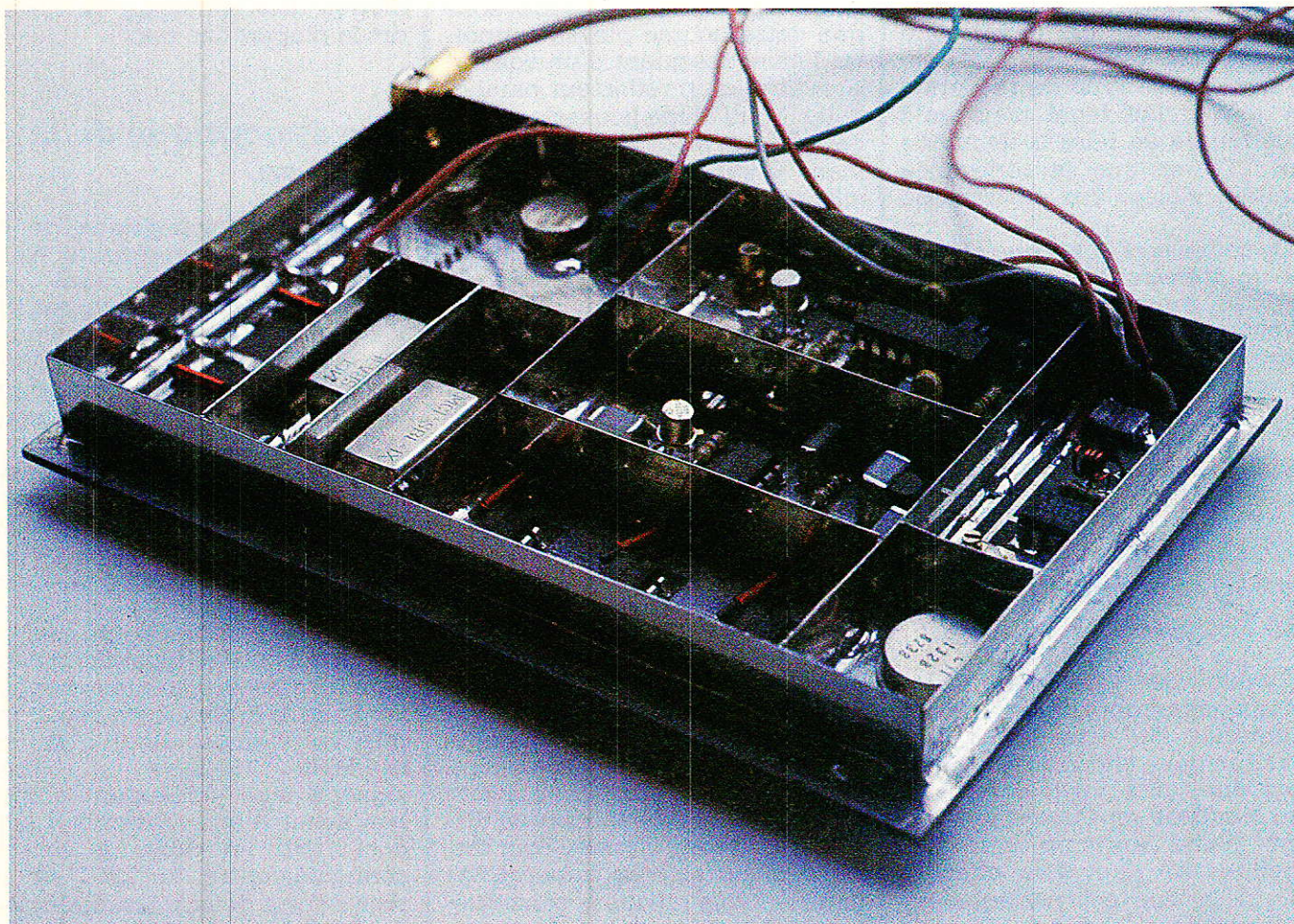
Le LNC comprend un oscillateur local de 10 GHz et un mélangeur. Après ce premier changement de fréquence, on récupère tous les signaux dans la bande 950 MHz - 1750 MHz. Les signaux sont finalement amplifiés avant d'être transmis à l'indoor unit. Le câble de liaison connecté entre le LNC et le récepteur a deux rôles distincts : de l'intérieur vers l'extérieur, ali-



mentation du LNC par une tension continue comprise entre 15 et 24 V. De l'extérieur vers l'intérieur, transmission des signaux utiles : composantes alternatives comprises dans la bande 950-1750 MHz.

Dans le récepteur, on opère un deuxième changement de fréquence. La fréquence de ce deuxième oscillateur local est variable et c'est elle qui permet la sélection du canal à recevoir. Le signal à la deuxième fré-

quence intermédiaire est filtré et amplifié avant la démodulation finale. Après un traitement supplémentaire sur lequel nous reviendrons en détail, on dispose d'un signal vidéocomposite codé Pal ou Secam et du signal audio. La couleur ne pourra être restituée qu'à la seule et unique condition que le téléviseur soit capable d'interpréter correctement un signal vidéocomposite codé Pal ou Secam. Dans un précédent article consacré à la réalisation d'une console de commutation Peritel, nous avons déjà indiqué que tous les téléviseurs Philips et Thomson actuellement en vente répondent à ce critère. Si vous possédez un récepteur uniquement Secam, cas de la plupart des téléviseurs d'origine japonaise, les circuits d'identification Secam restent insensibles aux informations indiquant que l'émission reçue est en Pal et l'image reste en noir et blanc. La difficulté peut être contournée de diverses manières : changement pur et simple du récepteur, solu-



tion que nous conseillons vivement, adjonction d'un transcodeur Pal-secam, réalisation d'un décodeur Pal, R.V.B synchro à partir d'un circuit intégré RTC tel que TDA 3560, TDA 3565.

Une telle réalisation pourra être envisagée dans la revue si vous êtes suffisamment nombreux à manifester de l'intérêt pour cette dernière solution. La station de réception par satellite constitue un périphérique de votre récepteur habituel. Si ce périphérique est unique, les sorties audio et vidéo du récepteur TV sat seront envoyées directement vers les entrées correspondantes de l'embase Peritel du téléviseur. La commutation TV/TV sat s'effectue par l'intermédiaire de la tension appliquée à la broche 8 du téléviseur, 0V TV + 12 V TV SAT.

Par contre, si vous possédez déjà magnétoscope, décodeur Canal +, et micro-ordinateur, une console de commutation Peritel vous simplifie la vie. Nanti de cet appareil, il est désormais inutile de passer le plus clair de son temps derrière le téléviseur pour connecter, déconnecter les fiches Peritel en provenance des divers périphériques.

En résumé, la station se compose de deux parties : la première, externe et solidement fixée, pointée sur un satellite particulier, la deuxième interne est assimilable à un tuner sur lequel on sélectionne le canal à recevoir. Une commutation quelconque change le mode de fonctionnement TV en TV SAT. A la **figure 1**, on remarque un deuxième câble liant le récepteur et la LNC. L'information est issue du récepteur et le câble alimente un moteur affecté à la rotation de 90° du LNC. un seul LNC suffit pour convertir les signaux SHF reçus en polarisation horizontale ou verticale : troisième point sur lequel nous aurons l'occasion de revenir.

Quelques bonnes raisons pour s'équiper d'une station de réception

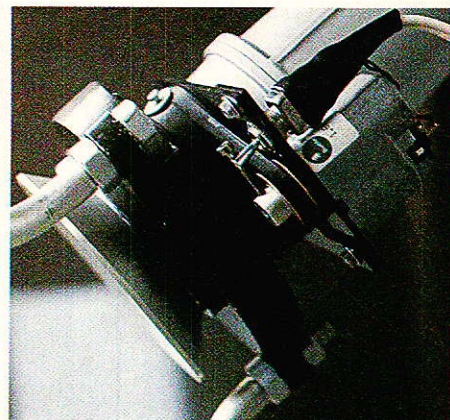
Quoi de plus normal, avant d'envisager cette réalisation, que l'estimation de l'intérêt des programmes reçus. Dans un précé-

dent article, nous avons publié la liste des émetteurs transmis par ECS 1 et Intersat V et signalé que cette liste devait être conservée soigneusement. Ce conseil n'était pas innocent puisque cette liste nous sert en partie à répondre à ces questions en donnant la composition générale des émissions diffusées sur tel ou tel canal. Cette liste comporte en outre, pour un canal donné, la fréquence d'accord correspondante et évite un long travail de recherche.

Le manque d'information, entraîne la confusion entre satellites de télécommunication et satellites de diffusion directe.

A partir de cette confusion, il n'y a qu'un pas à franchir, pour prétendre qu'un équipement prévu pour un satellite de télécommunication fera double emploi avec un équipement prévu pour la réception directe. Et ceci devient facilement un argument majeur pour dissuader un éventuel acquéreur d'une station de réception pour satellite de télécommunication, surtout si l'on ajoute - à tort bien sûr - que dans un futur proche les prix seront divisés par quatre ou plus, en mélangeant, cela va de soi, les deux notions fondamentales.

I D'un strict point de vue de la réception, les différences sont assez peu importantes, un jugement sur les similitudes ne peut être que très nuancé. La comparaison entre le nombre de canaux existants et le nombre de futurs canaux montre que la réception directe ne peut en aucun cas remplacer la transmission par satellites de télécommunication. Tout au plus peut-elle la compléter. Il est alors évident que l'on ne doit voir aucune adversité entre les deux systèmes qui cohabiteront pendant de longues années. La comparaison entre DBS et télécommunication n'ayant aucun sens, le lancement de TDF 1 ne doit avoir aucune incidence sur la diffusion des programmes transmis par ECS 1 et Intelsat V, d'autant moins que ces satellites sont gérés par des organismes différents : Eutelsat par une organisation européenne, Intelsat par une organisation internationale, Telecom 1B, diffusant la cinquième et sixième chaîne, géré par les PTT et TDF 1 géré par la TDF.



Notons au passage que les cinquième et sixième chaînes sont transmises codées : c'est sans doute la meilleure solution retenue pour exporter la culture, et les meilleures productions françaises à l'étranger. Le procédé retenu étant le procédé Radio-technique que les électroniciens petits et grands connaissent sur le bout des doigts.

Revenons à cette fameuse liste commentée par : chaîne Z, en clair ou temporairement en clair. Clair ou crypté, peu importe ; aujourd'hui seul Sky Channel reste codé. Même si plusieurs autres programmes devaient suivre cette voie, la seule réception des émissions encore en clair justifierait l'installation d'une station individuelle. Nous avons d'ailleurs rencontré plusieurs lecteurs, non électroniciens, intéressés par la seule et unique réception de CNN ! Il est vrai que ces flashes d'information régulièrement mis à jour et diffusés 24 heures sur 24 ne manquent pas d'intérêt. Entre deux flashes ou journaux, on suivra avec intérêt une publicité pour Antenne 2 : « la meilleure télévision de France ». Avant de conclure, il nous faut débattre de la nouvelle norme D2 MAC. Quelle compatibilité de matériel peut-on espérer entre DBS et satellites de télécommunications. Pour DBS, les émissions sont dans la bande des 12 GHz et le convertisseur devra évidemment être changé. Toute l'infrastructure pourra être conservée : réflecteur, support, système de pointage, et sélecteur. Il faudra finalement adjoindre à la station un décodeur D2 MAC. A propos du D2 MAC il faut savoir, qu'à l'heure actuelle, le seul et unique constructeur de

circuits intégrés remplissant cette fonction est ITT. Seul ITT, à partir de ses circuits TV numérique a pu développer un circuit spécifique D2 MAC. aucun des autres grands constructeurs n'est, aujourd'hui, suffisamment avancé dans ses travaux pour proposer un produit concurrent.

Ceci a des répercussions importantes puisque les décodeurs D2 MAC qui seront présents sur le marché dès la mise en service de TDF 1 seront tous équipés de circuits intégrés ITT, que l'appareil soit fabriqué par Philips ou par Thomson.

En guise de conclusion provisoire, rappelons que depuis longtemps nous croyons à la station de réception individuelle pour satellites de télécommunications et que les événements nous ont donné raison. Les industriels français, au début réticents, proposent aujourd'hui une station clés en main à un prix abordable. Tel est le cas de Portenseigne qui estime ses cadences à environ 200 unités par mois. Une station étant commercialisée 30 kF avec les deux polarisations. Afin qu'un plus grand nombre puisse profiter de ces émissions, nous avons étudié, en collaboration avec des industriels, une station d'un coût minimum.

Comme d'habitude, avant d'aborder la pratique, nous donnerons rapidement les bases théoriques nécessaires à la bonne compréhension du problème.

Explication théorique du fonctionnement

Les explications suivantes sont extraites des trois ouvrages cités en référence. La plupart des formules et relations mathématiques seront données sans justifications. Dans ce chapitre, ce qui nous intéresse, ce n'est ni la conception ni la recherche du meilleur procédé de transmission mais beaucoup plus simplement les critères décisifs influant sur la qualité de la transmission. Evidemment la qualité finale est directement liée aux rapports signal sur bruit : S/B pour l'image et pour le son. Ces deux rapports sont des fonctions de plusieurs autres grandeurs que nous définirons lorsque cela s'avérera nécessaire.



Procédé employé pour cette transmission

Toutes les formules sont établies dans le cas le plus simple : procédé purement analogique pour les voies audio et vidéo. Les mêmes formules ne peuvent être appliquées dans le cas d'une transmission numérique du son par exemple. Nous avons donc deux signaux à transmettre, le signal vidéo et le ou les signaux audio d'accompagnement. Le signal vidéo occupe environ 5 MHz, bande comprise entre 0 et 5 MHz identique à celle utilisée pour les standards B, G, I, L, L'. A ce signal il faut ajouter le ou les signaux audio. le procédé classique retenu consiste à ajouter autant de sous-porteuses que de voies audio à transmettre.

Pour améliorer le rapport signal sur bruit, on applique une règle traditionnelle en modulation de fréquence : la préaccentuation. Le niveau des composantes haute fréquence du signal modulant : signal audio, est relevé avant de moduler une sous-porteuse

comprise entre 6,5 et 7,20 MHz. A ce stade le signal vidéo et le ou les sous-porteuses pourraient être additionnées pour constituer le signal composite modulant l'émetteur. C'est d'ailleurs cette opération qui est effectuée en transmission VHF ou UHF dans les standards B, G, I. Pour ces standards, il s'agit d'une modulation d'amplitude. Dans le cas de la transmission par satellite, l'émetteur est un tube à ondes progressives. La non linéarité de ces éléments rend la modulation d'amplitude impossible. Une fois de plus on a recours à la modulation de fréquence et à une nouvelle préaccentuation du signal. Le signal modulant d'émetteur dont la porteuse est comprise entre 10,9 et 11,7 GHz résulte de l'addition des signaux suivants : signal vidéo préaccentué et sous-porteuse modulée par le signal audio préaccentué. Le signal modulé, dans la bande de 11 GHz est transmis du satellite vers la station de réception au sol.

Quelle fraction du signal émis pourra-t-on recueillir au sol ?

Pour répondre à cette première question il nous faut établir le bilan de la liaison. Ce bilan nécessite la connaissance de divers paramètres tels que distance satellite-terre et le gain de l'antenne de réception. La distance satellite-terre est liée à la position relative de la station et du satellite et aux angles de site et d'azimut. C'est bien sûr grâce à ces définitions que nous aborderons le problème.

Définition des angles de site et d'azimut

Pour ces définitions, on s'aidera des schémas représentés à la figure 2. Un satellite géostationnaire est un satellite géosynchrone dont l'orbite circulaire est située dans le plan équatorial. Les caractéristiques principales de l'orbite sont les suivantes :

rayon : 42 164 km
Altitude : 35 786 km
Période orbitale : 23 heures, 56 minutes et 1 seconde
Vitesse : 3 075 m/s.

Sur cette orbite, la position du satellite est définie par l'écart de

longitude entre le méridien du satellite et le méridien de référence : méridien de Greenwich. Nous avons pour ECS 1, 13 degrés Est et pour Intelsat V, 27,5 Ouest. Imaginons que l'on veuille pointer une antenne sur Intelsat V et que la station soit située sur le méridien de référence. L'antenne sera tournée d'un angle $\hat{a}$ vers l'ouest. Si l'on déplace la station vers l'est en suivant le même parallèle l'angle $\hat{a}$ augmente en même temps que le déplacement. Le même raisonnement peut être appliqué à l'angle de site : élévation de l'antenne au-dessus de l'horizon à la station de réception. Les deux angles nécessaires pour le pointage de l'antenne de réception sont donc les angles $\hat{a}$ et $\hat{s}$ qui dépendent de la position géographique de la station de réception.

$$a = A_{\text{rcrg}} (\text{tg} L / \sin l)$$

$$S = A_{\text{rcrg}} \left[\frac{(\cos l \cdot \cos L - \frac{R}{R+D})}{(1 - \cos^2 l \cdot \cos^2 L)^{1/2}} \right]$$

avec

l : latitude de la station

L : écart de longitude entre la station et le méridien du satellite

D : distance satellite-terre

R : rayon de la terre.

Pour R et D, on adopte les valeurs suivantes : $R = 6378 \text{ km}$ et $D = 35\,786 \text{ km}$.

Dans plusieurs ouvrages, on trouve les valeurs arrondies $R = 6\,380 \text{ km}$ et $D = 35\,800 \text{ km}$, sans importance puisque l'erreur commise est très inférieure au millièème et le rayon de la terre est loin d'être constant.

Un graphe de correspondance est généralement employé pour obtenir azimut et site à partir de la latitude l et de l'écart de longitude L . Les formules mathématiques sont d'un emploi aussi simple que cet abaque et peuvent facilement être programmées sur une calculatrice de poche. Bon nombre de ces calculatrices bon marché peuvent stocker en mémoire non volatile quelques programmes simples.

A titre d'exemple, nous avons établi un tableau donnant azimut et site pour les satellites ECS 1 et INTELSAT V et ceci pour sept grandes villes françaises : Paris et six autres villes situées aux six coins de l'hexagone : Biarritz, Marseille, Mulhouse, Metz, Lille et Brest.

En premier lieu, il convient de connaître les coordonnées de la station de réception. Pour cette recherche, nous avons eu recours à un excellent Atlas, l'Atlas d'aujourd'hui, éditions Larousse qui comprend en annexe plusieurs pages consacrées aux seules et

uniques coordonnées d'un très grand nombre de villes et villages français ou non. Malheureusement ces coordonnées sont exprimées en degrés et minutes et pour la commodité des calculs, il faut les transformer en degrés et fraction décimales de degrés. L'écart de longitude L s'obtient simplement : somme ou différence entre les longitudes du satellite et de la station de réception.

La connaissance des quatre paramètres : l , L , D et R donnent finalement les valeurs de a et s . Les mêmes calculs peuvent facilement être repris avec Telecom 1 B situé à 7 degrés Ouest ou Intelsat V FI à 57 degrés Est.

Le calcul des deux angles a et s vous permettra de choisir l'endroit exact d'implantation de l'antenne de réception en tenant compte d'éventuels obstacles placés sur le trajet satellite-station de réception.

Calcul de la distance Satellite-Station de réception

Il s'agit d'un problème de géométrie dans l'espace relativement simple et la distance d séparant le satellite de la station de réception se calcule grâce à la formule suivante :

$$d^2 = D^2 + 2R(D + R)(1 - \cos l \cdot \cos L).$$

VILLE	Coordonnées d'après Atlas d'aujourd'hui Larousse degrés minutes		Coordonnées en degré et 1/10 degré		L	ECS 13 ° E		L	INTELSAT 27,5 O	
	Longitude	Latitude	Longitude	$l = \text{latitude}$		a : azimut	s : site		a : azimut	s : site
PARIS	2 20 E	48 50 N	2,33 E	48,83 N	10,67	14,05 E	33,02	29,83	37,30 W	27,08
BREST	4 29 O	48 24 N	4,48 O	48,40 N	17,48	22,83 E	31,91	23,02	29,60 W	30,15
LILLE	3 03 E	50 38 N	3,05 E	50,63 N	9,95	12,78 E	31,23	30,55	37,36 W	25,25
METZ	6 10 E	49 08 N	6,17 E	49,13 N	6,83	9,00 E	33,25	33,67	41,38 W	25,12
MULHOUSE	7 81 E	47 54 N	7,35 E	47,90 N	5,65	7,59 E	34,70	34,85	43,18 W	25,53
MARSEILLE	5 22 E	43 18 N	5,37 E	43,30 N	7,63	11,05 E	39,45	32,87	43,29 N	33,16
BIARRITZ	1 23 O	43 29 N	1,38 O	43,48 N	14,38	20,42 E	7,79	26,12	35,47 W	33,40

Au point subsatellite, la distance est minimale et vaut : D ($\cos l = \cos L = 1$) et en limite optique de visibilité, lorsque $\cos l \cdot \cos L = R/(R + D)$ la distance vaut : $d^2 = (D + R)^2 - R^2$ soit $D^2 + 2R$.

Gain de l'antenne de réception

Les formules suivantes s'appliquent à une antenne à réflecteur parabolique. Soit Φ le diamètre du réflecteur de l'antenne et S sa surface. Soit ϕ_0 l'angle d'ouverture du faisceau principal du diagramme de directivité exprimé en degré et correspondant à un affaiblissement en puissance de 3 dB. Le gain isotrope de l'antenne dans l'axe, gain maximum, a pour expression :

$g = 4\pi KS^2 = 4\pi f^2 \cdot \Phi^2 / c^2$ où c représente la vitesse de la lumière (célérité), K le coefficient d'efficacité de l'antenne et λ la longueur d'onde. Le produit $KS = S'$ pouvant être considéré comme la surface effective de l'antenne. Pour les réflecteurs paraboliques, on admet en général une valeur de K variant entre 0,5 et 0,6.

Avec $K = 0,55$ et $f = 11$ GHz on obtient :

$G_{rm} = 60 f^2 D^2$ où f est exprimé en GHz et D en mètres.

Soit en dB : $|G_{rm}|_{dB} = 10 \log 60 + 20 \log f \cdot \Phi$.

Pour les valeurs courantes de Φ , 1,20 m et 1,80 m et $f = 11$ GHz :

$\Phi = 1,20$ m, $|G_{rm}|_{dB} = 40,2$ dB
 $\Phi = 1,80$ m, $|G_{rm}|_{dB} = 43,7$ dB

Par ailleurs l'ouverture ϕ_0 du faisceau à 3 dB est donnée, pour ce type d'antenne, en degré par l'expression :

$\phi_0 = 70 \cdot \lambda / \Phi = 21 / (\Phi \cdot f)$
 $\Phi = 1,2$ m $\phi_0 = 1,6$ degré
 $\Phi = 1,80$ m $\phi_0 = 1,0$ degré.

Bilan de la liaison Satellite-Station de réception

Le gain de l'antenne de réception G_R , la distance satellite-station de réception d et la PIRE du satellite nous conduisent à la puissance disponible à l'entrée du récepteur. Si l'émetteur E était équipé d'une antenne isotrope (rayonnement identique dans toutes les directions), le flux de

puissance P_E sortant d'une sphère de centre E et de rayon d , serait uniformément réparti à la traversée de cette sphère. Par unité de surface, ce flux de puissance vaut : $P_E / 4\pi d^2$.

Comme l'antenne de l'émetteur présente dans la direction du récepteur un gain absolu G_E , la densité de flux de puissance dans cette direction est : $G_E \cdot P_E / 4\pi d^2$.

Le produit $G_E \cdot P_E$ est la Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE).

L'antenne de réception, placée à la distance d du satellite, a une surface équivalente S'_R et prélève la puissance P_R . Cette puissance reçue s'exprime grâce à la relation :

$$P_R = P_E \cdot G_E \cdot S'_R / (4\pi \cdot d^2)$$

Le gain d'une antenne à réflecteur parabolique et sa surface équivalente S' étant liés par la relation :

$$G = 4\pi S' / \lambda^2, \text{ on en déduit } / \\ P_R / P_E = G_E \cdot G_R (\lambda^2 / 4\pi d^2)^2 \\ = S'_E \cdot S'_R / (\lambda^2 \cdot d^2)$$

L'affaiblissement en puissance $A_d = 10 \log (P_E / P_R)$ s'écrit donc : $A_{dB} = 22 + 20 \log d / \lambda - G_E - G_R$.

Lorsque les gains d'antenne sont fixés, l'affaiblissement varie comme $[22 + 20 \log (d / \lambda)]$ dB qui est l'affaiblissement en espace libre entre deux antennes isotropes. Il ne faut pas en tirer de conclusion hâtive sur l'inconvénient des fréquences élevées car si l'augmentation de fréquence entraîne une augmentation de l'affaiblissement de propagation, elle entraîne aussi une augmentation du gain des antennes d'émission et réception. La puissance à l'entrée du récepteur s'exprime finalement en dB W par la relation :

$$P_R = P_E + G_E + G_R - A_{\text{propag}} - A_{\text{polar}} - A_{\text{réception}}$$

La somme des pertes diverses dues aux erreurs de pointage, à l'écart de polarisation et aux diverses pertes : $A_{\text{pointage}} + A_{\text{polar}} + A_{\text{réception}}$ peut être évaluée à quelques dB. Il semble raisonnable de choisir une valeur comprise entre 3 à 6 dB.

$P_E + G_E$ représente le PIRE exprimé en dBW. Un exemple numérique donne un ordre de grandeur pour P_R .

Soit PIRE = 20 dBW, $\Phi = 1,20$ m, $d = 38\,484$ km, $f = 11$ GHz. A partir de ces données on calcule les pertes de propagation :

$a_{\text{propag}} = 205$ dB. Et on obtient finalement pour la puissance reçue P_R :

$$P_R = -148 \text{ dBW}$$

Rapport signal sur bruit à la réception

Température de bruit à l'entrée du récepteur

Le bruit provenant de l'antenne et de l'entrée du récepteur limite la qualité de l'image. En l'absence de brouillage par d'autres émissions, le bruit est le facteur déterminant de la sensibilité du récepteur. Le récepteur vu de son entrée est caractérisé par son facteur de bruit F . Il se définit de la manière suivante :

A l'entrée du récepteur on connecte un générateur consti-

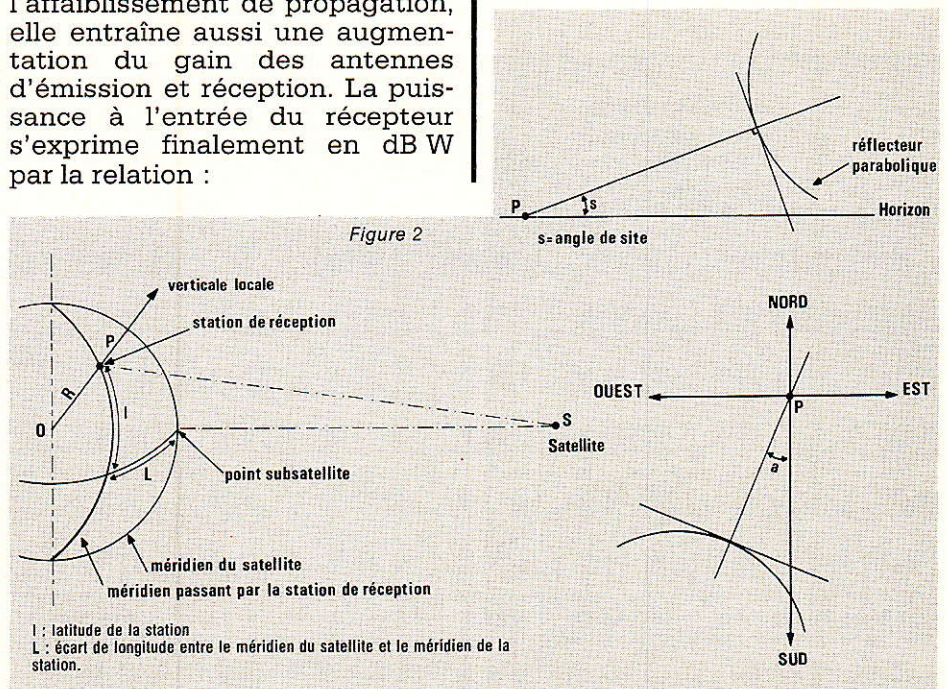
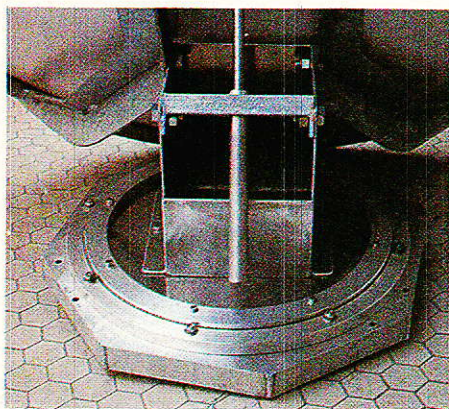


Figure 2



tué par une résistance R_0 qui produit un bruit thermique du fait de sa température T_0 . On considère alors une température ambiante normale, généralement prise à 290 ou 293 °K (température absolue).

A la sortie d'un amplificateur de gain en puissance G et dans une bande de fréquence Δf_0 , la puissance de bruit produite par la seule résistance R_0 a pour valeur $W_{B0} = k \cdot T_0 \cdot \Delta f_0 \cdot G$ (k , constante de Boltzmann à ne pas confondre avec K coefficient d'efficacité).

En fait, les circuits d'entrée de l'amplificateur comportent des sources de bruit propres et la puissance de bruit mesurée est W_B qui est supérieure à W_{B0} . Le rapport $W_B/W_{B0} = F$ représente le facteur de bruit du récepteur. Tout se passe comme si la résistance R_0 du générateur considérée comme seule source de bruit était portée à une température $T_0 + t_0$ telle que :

$$W_B = k \cdot \Delta f_0 \cdot G \cdot (T_0 + t_0).$$

L'accroissement fictif de température t_0 est dit température de bruit du récepteur. On a finalement $F = 1 + t_0/T_0$.

Bruit amené par l'antenne

Le système d'antenne comprend deux parties :

— Le capteur constitué par le réflecteur parabolique et le point d'entrée de l'énergie dans le guide d'onde.

— La ligne de transmission vers le récepteur.

La ligne de transmission présente un affaiblissement représenté par le gain en puissance α variant de 1 pour l'affaiblissement nul à 0 pour l'affaiblissement infini.

Le calcul de la température de bruit t_0 ramené par ce circuit à

l'entrée du récepteur donne :

$$t_0 = \alpha T_A + T_0 (1 - \alpha).$$

Dans cette relation T_A est la température de bruit due à la réception d'une énergie ambiante imputable au bruit cosmique, aux gaz atmosphériques, aux précipitations telles que la pluie. Au voisinage de 11 GHz, pour des angles de site supérieurs à 10 degrés, le bruit dû aux précipitations est prépondérant. En toute rigueur, il faudrait ajouter une part particulière due au soleil lorsque l'antenne est orientée vers celui-ci.

La valeur $T_A = 150$ °K peut être prise comme valeur moyenne, mais cette valeur est très variable.

Le bruit provenant de la terre elle-même - 300 °K - est seule-

te, le gain de l'antenne vis-à-vis du récepteur est :

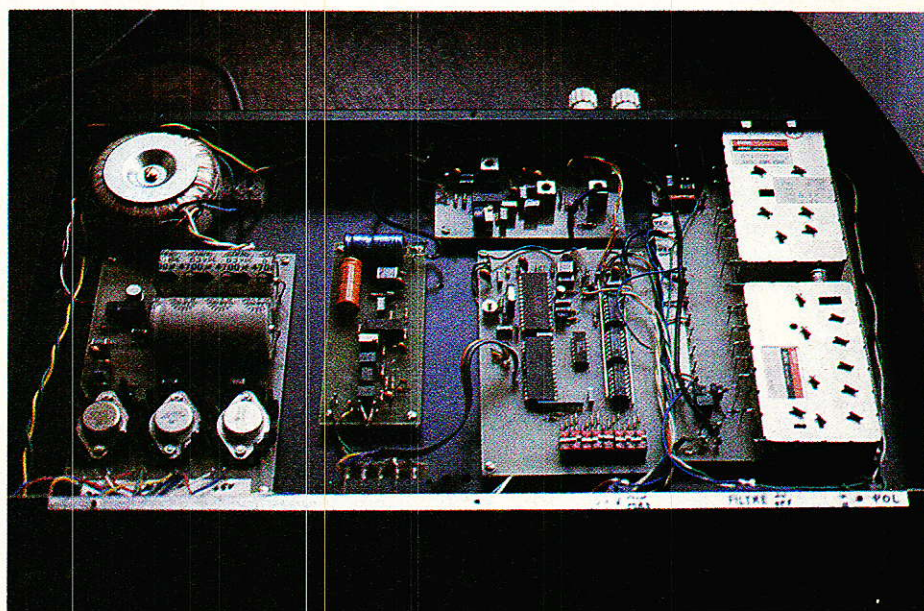
$$G = \alpha \cdot \beta \cdot G_{rm}.$$

G_{rm} est le gain nominal maximal de l'antenne et β est un facteur de perte provoqué par l'erreur de pointage, erreur de polarisation de l'onde.

Les deux grandeurs G et T caractérisent le système de captation de l'énergie. La qualité de la captation est d'autant plus grande que G est grand et T petite, c'est-à-dire que G/T est plus grand.

$$\frac{G}{T} = \frac{G_{rm} \cdot \alpha \cdot \beta}{\alpha T_A + T_0 (1 - \alpha) + T_0 (F - 1)}$$

Les pertes $\alpha \cdot \beta$ peuvent être évaluées comme précédemment entre 3 et 6 dB et l'on prend en



ment capté par les lobes secondaires de l'antenne et ne contribue donc que faiblement dans la valeur de T_A .

Bruit total, facteur de mérite G/T

A l'entrée du récepteur tout se passe comme si le générateur équivalent avait une température de bruit égale à :

$$t = t_0 + t_r \text{ ou}$$

$$T = \alpha T_A + T_0 (1 - \alpha) + T_0 (F - 1)$$

En sortie de l'amplificateur la puissance de bruit vaut :

$$N = k T \cdot \Delta f_0 \cdot G \text{ (N pour Noise)}$$

Pour le signal utile, représenté par la densité de puissance reçue par l'antenne et venant du satell-

général :

$$t_A = 150 \text{ °K et } T_0 = 300 \text{ °K}$$

Un exemple numérique avec un réflecteur de 1,20 m nous donne une idée de la valeur de G/T avec $\alpha = \beta = 0,5$ et un facteur de bruit de 2, $F = 3$ dB.

Traduit en dB, le facteur de mérite s'exprime en dB/°K et dans l'application numérique on obtient 7 dB/°K. le même calcul peut être repris avec des valeurs différentes de α et β ; plus proches de 1 si les pertes sont moins importantes.

Rapport C/N, signal sur bruit en radiofréquence

De l'entrée du récepteur

jusqu'à l'entrée du démodulateur, le signal utile audio + vidéo est modulé en fréquence. A l'entrée du discriminateur de fréquence on récupère les signaux suivants :

— Le bruit, caractérisé par la puissance équivalente dans la bande de bruit Δf_0 considérée pour la mesure et qui coïncide en général avec la bande RF, Δ_{RF} nominale affectée à la modulation. Soit

$$N = kT\Delta_{RF}$$

cette puissance de bruit ramenée à l'entrée.

— Le signal utile reçu par l'antenne, en tenant compte des relations établies précédemment,

$$P_R = P_0 \cdot \frac{G \lambda^2}{4 \pi}$$

On en déduit le rapport Carrier/Noise (porteuse/bruit), différent du rapport S/B (Signal/Brut) C/N = $G/T \cdot P_0 \cdot \lambda^2 / 4 \pi \cdot k \cdot \Delta_{RF}$.

Largeur de bande Δ_{RF}

Le filtre FI du récepteur est le circuit principal de filtrage du spectre radioélectrique du signal. Le circuit global assurant le filtrage est caractérisé par sa bande passante à - 3 dB et par la raideur des fronts de coupure. On considère généralement un filtre à 4 pôles. La bande de bruit équivalente est voisine de la bande à 3 dB du filtre et peut être confondue avec la bande notée Δ_{RF} .

Le choix de Δ_{RF} résulte d'un compromis entre la recherche de la bande minimale et l'importance de la distorsion que ce filtre introduit sur le signal.

La formule de Carson corrigée lie Δ_{RF} à l'excursion nominale D_{cc} et f_b fréquence supérieure de la bande de base y compris la sous-porteuse son la plus élevée.

$$\Delta_{RF} = 1,1 (D_{cc} + 2 f_b)$$

Cette formule doit être manipulée avec prudence dans le cas très particulier de l'addition du signal vidéo et d'une ou plusieurs sous-porteuses son.

On peut retenir les valeurs pratiques suivantes :

$\Delta_{RF} = 27 \text{ MHz}$, $D_{VCC} = 13 \text{ MHz}$, $D_{SCC} = 5,6 \text{ MHz}$, où D_{VCC} représente la déviation pour le signal

vidéo et D_{SCC} la déviation pour le son seul.

Valeur limite de C/N

En modulation de fréquence, le bruit se manifeste par l'effet de capture qui conduit à une rapide dégradation du signal à la démodulation. Il est généralement admis que la valeur minimale de C/N est de l'ordre de 8 dB mais il est conseillé de ne pas descendre en dessous de 12 dB.

Pour se placer nettement au-dessus du seuil de capture, la valeur de G/T doit être nettement supérieure à 0 dB. la valeur de 4 dB semble être un minimum.

Rapport Signal sur Bruit pour le signal d'image démodulé

Pour alléger cet article, la relation est donnée sans démonstration.

où F_{DT} est un facteur de correction du bruit dû à la cellule de désaccentuation et $20 \log F_{DT} = 2 \text{ dB}$. F_{DTP} est un facteur de pondération résultant de l'emploi d'une cellule de pondération sur la mesure du rapport S/B image et $20 \log F_{DTP} = 11,2 \text{ dB}$.

Dans cette relation D_{cc} , f_v , Δ_{RF} sont exprimés dans la même unité : MHz.

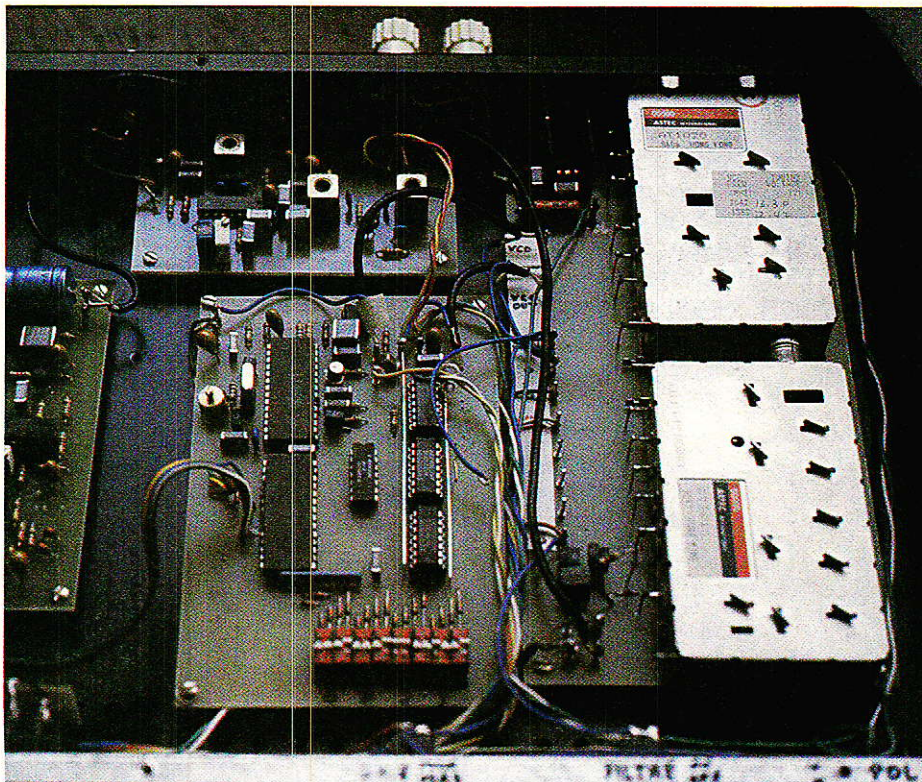
Si l'on exprime S/B image en dB on obtient :

$$\begin{aligned} |S/B \text{ image}|_{dB} &= 10 \log C/N + 20 \log \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ &+ 20 \log D_{cc} + 10 \log \Delta_{RF} \\ &- 30 \log f_v + 13,2 \end{aligned}$$

Soit la relation importante :
S/B image = C/N + 29,9 dB.

Une très bonne image est obtenue avec des rapports S/B supérieurs à 40 dB. On peut donc en déduire que le rapport C/N doit être supérieur à 10 dB.

$$S/B \text{ image} = \sqrt{\frac{C}{N}} \left(\frac{D_{cc}}{f_v} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \Delta_{RF}}{2 \cdot f_v}} \right) \cdot F_{DT} \cdot F_{DTP}$$



Rapport Signal sur Bruit pour le son

Soit la bande audio-fréquence à transmettre notée f_s , la déviation crête de la sous-porteuse : D_{fsp} , la fréquence de la sous-porteuse f_{sp} et l'excursion crête-à-crête de la sous-porteuse : D_{scc} .

Le rapport signal sur bruit sur le son démodulé s'écrit :

S/N son

$$= \frac{3}{4} \cdot \frac{C}{N} \cdot \left(\frac{D_{fsp}}{f_s} \right)^2 \cdot \frac{\Delta_{RF}}{f_s} \cdot \left(\frac{D_{scc}}{2 f_{sp}} \right)^2 \cdot E_s \cdot W_s$$

E_s est un facteur de correction dû à la préaccentuation et qui vaut 10,2 dB. W_s est un facteur de pondération dû au filtre de pondération de mesure et vaut -8,9 dB. On peut facilement relier les rapports signal sur bruit pour l'image et pour le son et l'on a la valeur approchée.

$$(S/B)_A / (S/B)_V = 1/2 (D_{scc}/D_{cc})^2 \cdot (D_{is}/2 f_{sp})^2 \cdot (f_v/f_s)^3.$$

Nous en avons fini avec cette première partie théorique qui est absolument nécessaire pour comprendre le fonctionnement du système et pouvoir estimer ses performances. Munis de ces considérations théoriques, nous pouvons aborder les pages qui suivent consacrées aux divers choix de matériel et à la description du récepteur qui rappelons-le n'est pas un simple démodulateur mais un changeur de fréquence et démodulateur.

Réflecteur parabolique et LNC

Nous vous avons maintes et maintes fois parlé de ce projet en signalant qu'il était exclu d'envisager la construction du LNC et du réflecteur parabolique. Notre position n'a pas changé et nous semble tout à fait justifiée.

Le réflecteur parabolique

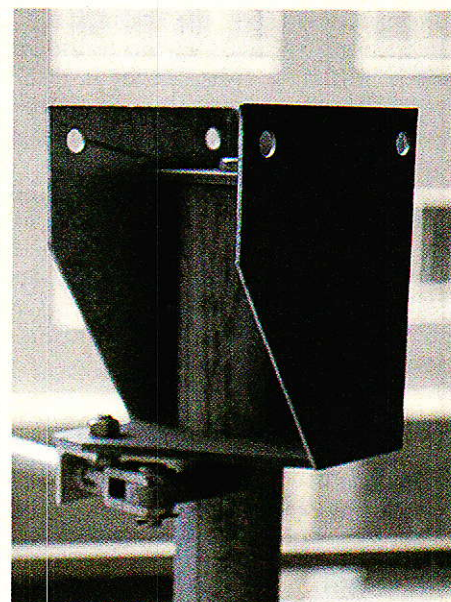
Il existe au moins trois méthodes pour fabriquer un réflecteur parabolique :

- Utilisation de la technique repoussé, nécessitant un tour capable de supporter une feuille d'aluminium de $\varnothing 140$ cm et d'épaisseur x mm. Ce n'est pas forcément l'outillage dont l'amateur dispose. Il est tout aussi absurde de faire fabriquer à l'unité ce composant. Peut-on comparer le prix de revient d'un prototype et le prix de revient d'une pièce fabriquée en série ?

- Emboutissage : mêmes problèmes que ceux cités précédemment auxquels il faut ajouter le prix de l'outillage.

- Grillage à mailles très serrées pris en sandwich entre deux couches de résine polyester. Cette solution est certainement la plus raisonnable et la seule à la portée de l'amateur. Elle implique malgré tout quelques conditions : maîtriser parfaitement cette technique, posséder des locaux suffisamment vastes, se regrouper pour amortir le coût du moule. Nous ne doutons pas que plusieurs d'entre-vous soient parfaitement capables de mener à bien une telle opération. Mais il s'agit certainement d'une très faible proportion d'électroniciens. Pour que cette station puisse être accessible à tous, nous avons donc choisi la solution la plus simple et considéré le réflecteur, son système d'orientation et de maintien au sol comme un sous-ensemble mécanique.

Le sous-ensemble nous a été fourni par la société AZ 4000 représentant en France la société DX. L'antenne et son support sont homologués et répondent à tous les impératifs de sécurité. Le pied, partie métallique imposante pèse environ 58 kg, quatre trous sont prévus pour la fixation au sol. Le système de réglage en azimut est solidaire du pied. Le système de réglage en site assure la liaison mécanique entre le pied et la couronne supportant le réflecteur parabolique. Le réflecteur repose sur la couronne. La fixation du réflecteur à la couronne est assurée par les trois bras, du tripode, filetés à leur deux extrémités.



Aucun perçage supplémentaire n'est nécessaire, l'ensemble est livré percé, seules deux clés plates de 17 et de 24 sont nécessaires.

Au foyer, les trois bras reçoivent la source associée au mécanisme assurant la rotation : moteur à courant continu, pignons et courroies crantées. Le convertisseur est solidaire de la source par quatre vis. Les lecteurs intéressés pourront se procurer le matériel décrit en s'adressant directement à la société AZ 4000. Le poids de l'ensemble mécanique complet avoisine 72 kg, nous aurons l'occasion de décrire un système de support beaucoup plus léger, motorisé et asservi. Les diverses photos montrent le support d'antenne en alliage léger monté sur un roulement à billes de $\varnothing 500$ mm.

suite page 46

Mobile filoguide (2^e partie)

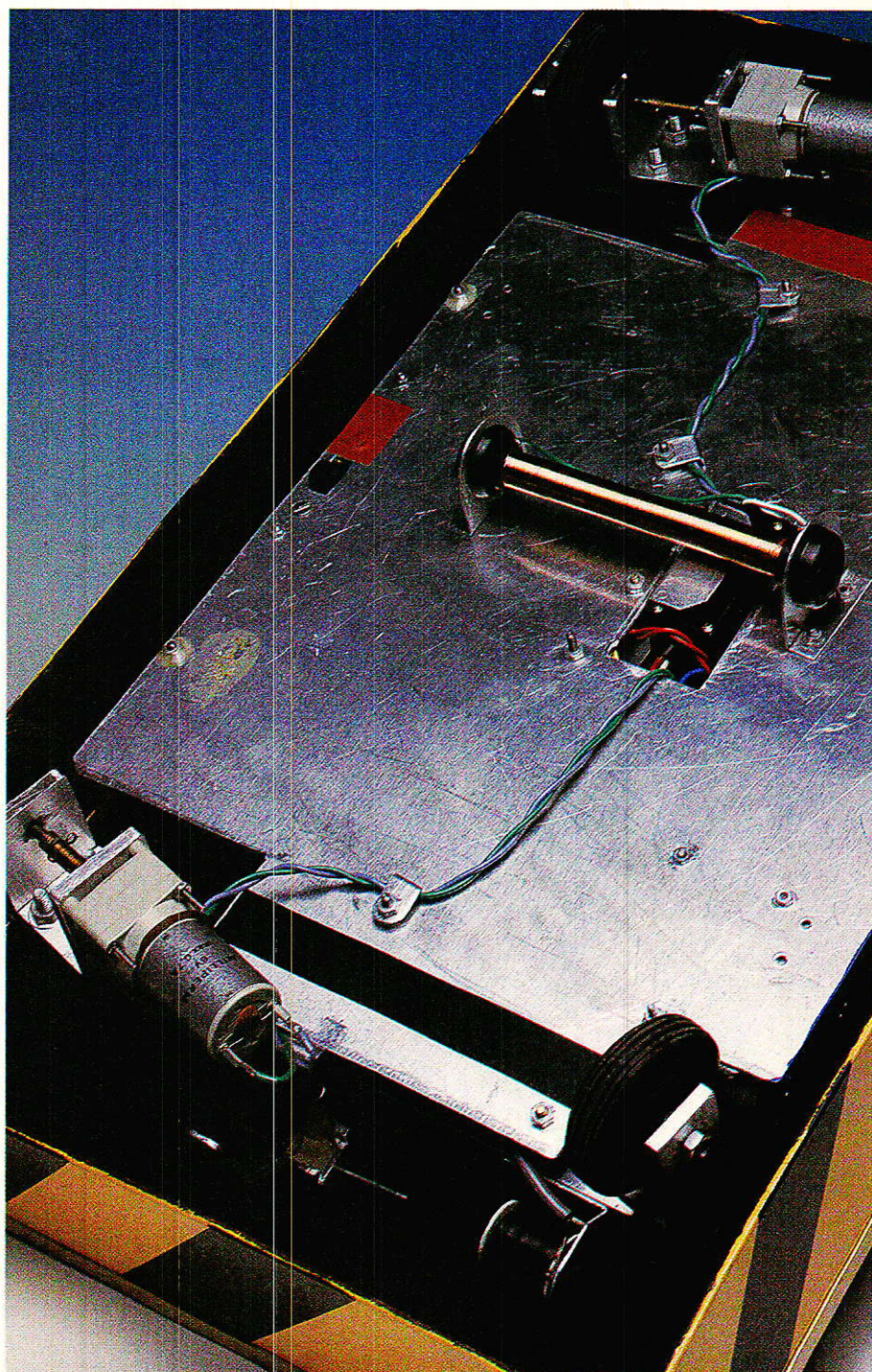
Dans notre numéro précédent, nous avons étudié le générateur de signaux fournissant dans le fil guide un champ magnétique porteur des informations de direction et de propulsion (sens de marche et arrêt). C'était en somme la partie émission de cette réalisation. Nous aborderons maintenant la partie Réception en commençant par le système de direction.

Principe général de fonctionnement

Dans le fil guide circule un courant de fréquence 70 kHz modulé à 200, 340 ou 580 Hz selon l'ordre de mouvement à transmettre. Mais le circuit de direction utilise seulement le 70 kHz et ignore la modulation (figure 1).

Le capteur est une self à noyau que nous étudierons plus loin. Elle est installée sur le mobile de telle sorte que le plan de ses spires soit parallèle au fil guide.

Cette self, accordée sur la fréquence de la porteuse est traversée par le champ magnétique. La tension apparaissant à ses extrémités, arrive à l'entrée d'un amplificateur qui l'augmente environ 20 fois. Un redresseur la transforme en tension continue variant entre 3 et 4 volts, selon l'intensité du champ magnétique capté par la self. Cette tension continue variable est appliquée à un monostable déclenché par un



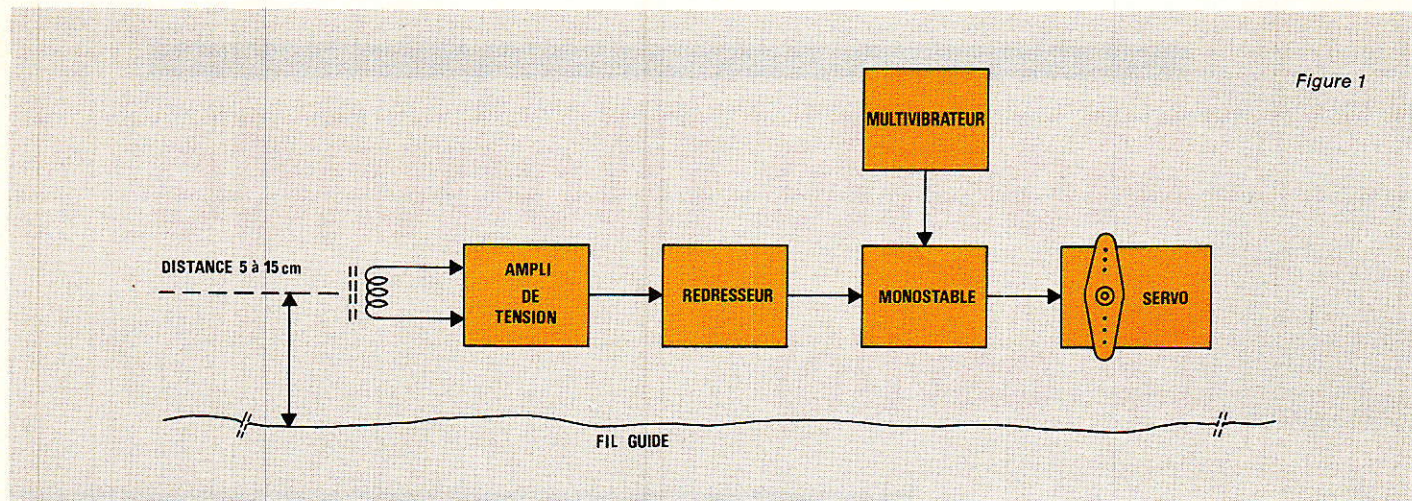


Figure 1

multivibrateur, de fréquence 50 Hz environ. La largeur de l'impulsion positive dépend de la valeur de la tension continue issue du redresseur. Elle aboutit à un servomécanisme qui positionne sa commande de sortie en particulier en fonction de la largeur de cette impulsion.

Description du circuit

Le schéma théorique est celui proposé à la figure 2.

Le circuit de direction est alimenté par une batterie de 6 volts.

La self L1, associée à condensateur C1 est en résonance sur la

porteuse. Elle capte le champ magnétique issu du fil guide et l'applique à IC1 qui amplifie la tension induite. Celle-ci est encore amplifiée par T1 pour obtenir une valeur moyenne d'environ 400 mV CC.

Le 70 kHz est ensuite redressé par D1, D2 puis filtré par C6, R9 et C7. La tension continue ainsi obtenue est appliquée à travers la résistance variable R12, aux broches 12 et 13 de IC2.

IC2 comporte d'abord un multivibrateur qui, en raison du choix des valeurs de C9, R13 et R14, oscille à une fréquence d'environ 50 Hz. Les 2 autres portes de ce circuit intégré constituent un

monostable dont la largeur d'impulsion aux broches 9 et 11, est dépendante de la tension continue appliquée en 12 et 13.

La position neutre du servomécanisme est obtenue lorsque la durée de l'impulsion est de 1,35 ms. Si le capteur s'éloigne du fil guide, elle augmente ; s'il s'en rapproche, elle diminue. Dans un cas comme dans l'autre, une commande de sortie oriente les roues dans la direction tendant à ramener cette durée à 1,35 ms. Le mobile se déplace donc toujours à la même distance du fil guide avec une grande précision.

Nous n'étudierons pas dans cet

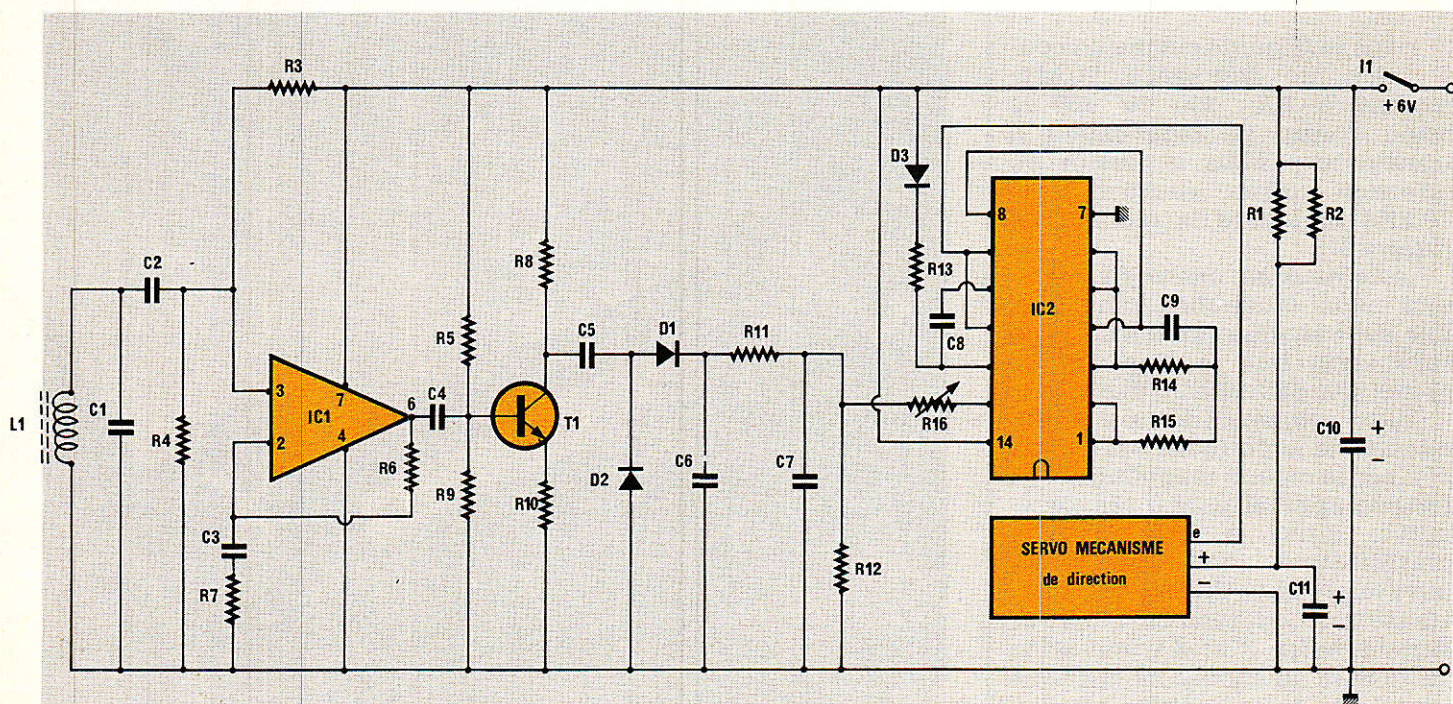


Figure 2

article le fonctionnement détaillé d'un servomécanisme, cela ayant déjà été fait plusieurs fois dans cette revue.

Réalisation

Il faut tout d'abord réaliser la self L_1 . Elle est identique à celle de l'oscillateur du générateur, sauf qu'elle ne comporte pas de sortie intermédiaire. Pour éviter de nous répéter, veuillez vous reporter au numéro précédent. Il faut en réaliser 2 : une pour la marche AV et une pour la marche AR.

Sur le schéma de la **figure 2** nous n'en avons représenté qu'une seule, uniquement dans un but de simplification. La commutation de l'une ou de l'autre s'effectue sur la carte du circuit de propulsion que nous décrirons dans le prochain numéro.

Pour que vous puissiez utiliser ces circuits sur différents mobiles, nous avons réalisé une carte embrochable sur un connecteur à 10 contacts pour la DIRECTION et à 15 contacts pour la PROPULSION.

Après avoir réalisé le circuit imprimé **figure 3** selon votre méthode habituelle, référez-vous à la **figure 4** pour implanter les composants. Placez les 6 straps, les 3 diodes, les 2 supports de circuits intégrés, R_{16} , les autres résistances, T_1 puis les condensateurs en terminant par C_{10} et C_{11} . Installez IC_1 et IC_2 sur leur support.

Essais et réglages

Il est souhaitable de procéder aux essais et aux réglages de cette platine avant son installation sur le mobile. Néanmoins, si vous êtes expérimentés et sûrs de vous, sautez cette étape pour l'instant.

Sinon, procédez de la manière suivante :

Câblez provisoirement le connecteur 10 broches de votre circuit selon la **figure 5**. Raccordez l'une des 2 selfs en 7 et 8 par un fil blindé d'une quinzaine de centimètres. Il est conseillé de munir le servo d'une petite prise

mâle et femelle pour plus de commodité. Installez la platine sur le connecteur à 10 broches. Réglez rapidement R_{16} à mi-course.

Appliquez l'alimentation de 6 volts. Le servo partira en butée d'un côté quelconque. Réglez R_{16}

tre. Vous constatez qu'il ne dépasse pas la position du neutre quel que soit l'éloignement. Donc arrêtez-vous à l'endroit précis où il arrive à cette position puis éloignez encore la self d'un centimètre.

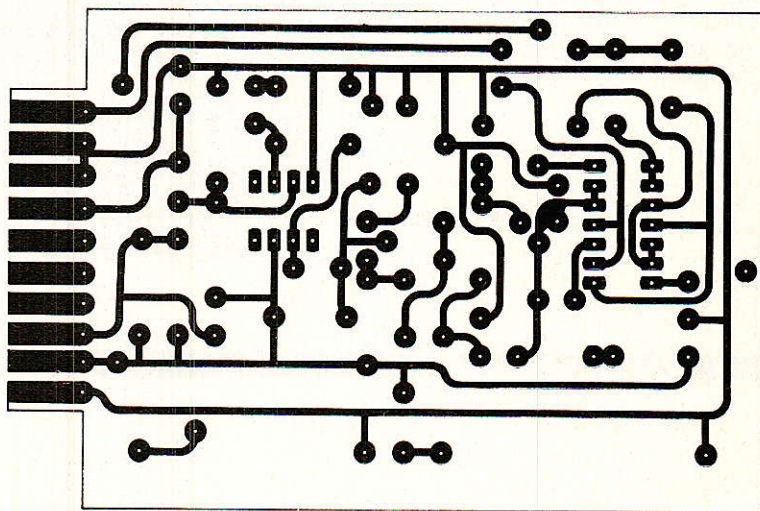


Figure 3

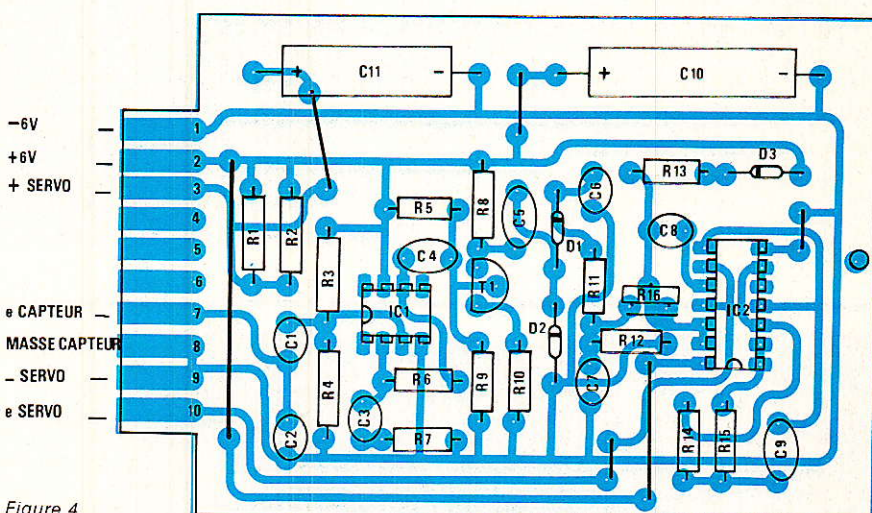


Figure 4

pour l'amener au neutre.

Mettez le générateur en service avec une boucle pas trop encombrante (1 ou 2 mètres par exemple) et réglez l'intensité environ au 1/3 de la course du bouton de commande.

Approchez la self du fil, (son noyau étant vissé à moitié) le servo partira en butée du même côté que précédemment. Éloignez-la pour le ramener au neu-

Réglez à nouveau R_{16} juste de la quantité nécessaire pour que le servo parte en butée inverse de celle obtenue précédemment. Ce réglage est définitif, vous n'aurez plus à y retoucher.

Vérifiez maintenant qu'en éloignant ou en approchant la self du fil, le servo réagit dans un sens ou dans l'autre.

Réglez le noyau du capteur pour parfaire l'accord du circuit,

soit en observant la réaction du servo ou mieux encore avec un oscilloscope relié à la base de T₁ pour rechercher le maximum d'amplitude du signal.

Avant de ranger (provisoirement) ce circuit, notez bien dans quel sens se déplace le servo lorsque l'on approche et que l'on éloigne la self du fil guide. Cela est indispensable pour ne pas faire d'erreur lorsque vous réaliserez les commandes mécaniques de la direction.

Paul Dulieu

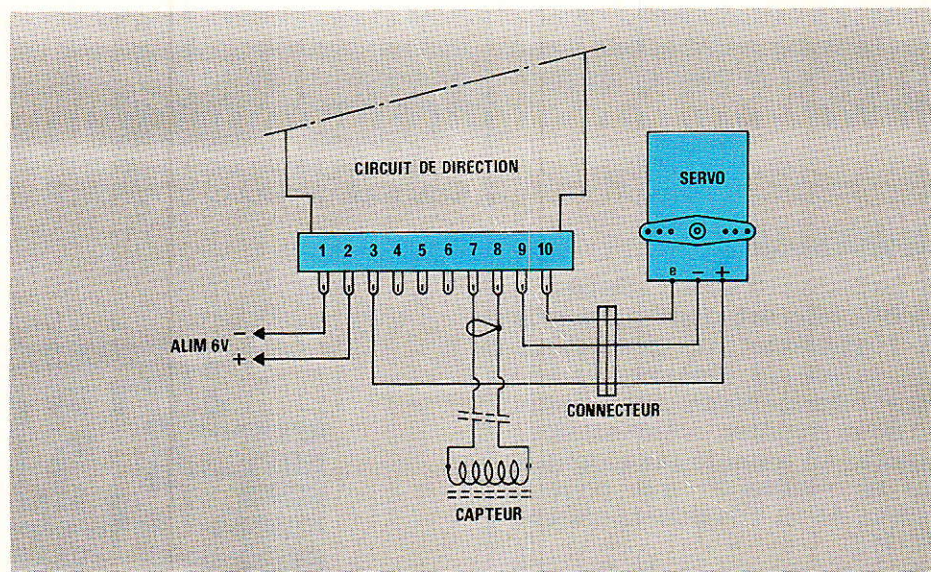


Figure 5

NOMENCLATURE

Résistances

R ₁ : 22 Ω 1/2 W	R ₉ : 15 kΩ 1/4 W
R ₂ : 22 Ω 1/2 W	R ₁₀ : 330 Ω 1/4 W
R ₃ : 150 kΩ 1/4 W	R ₁₁ : 1 kΩ 1/4 W
R ₄ : 150 kΩ 1/4 W	R ₁₂ : 1 MΩ 1/4 W
R ₅ : 100 kΩ 1/4 W	R ₁₃ : 1 MΩ 1/4 W
R ₆ : 100 kΩ 1/4 W	R ₁₄ : 100 kΩ 1/4 W
R ₇ : 1 kΩ 1/4 W	R ₁₅ : 220 kΩ 1/4 W
R ₈ : 4,7 kΩ 1/4 W	R ₁₆ : 220 kΩ (variable) verticale

Condensateurs

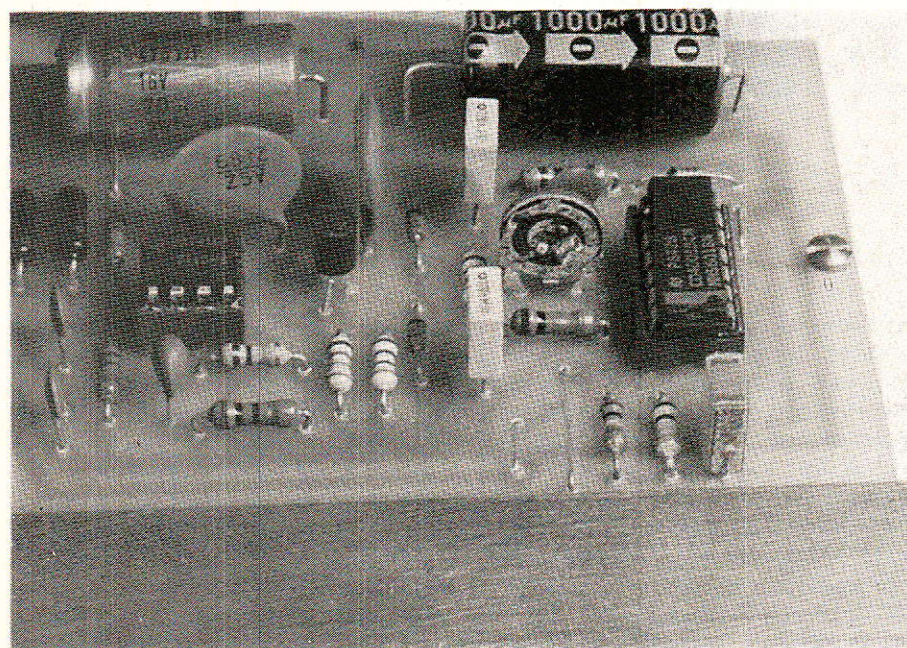
C ₁ : 1 nF
C ₂ : 1 nF
C ₃ : 10 nF
C ₄ : 68 nF
C ₅ : 68 nF
C ₆ : 220 nF
C ₇ : 220 nF
C ₈ : 10 nF
C ₁₀ : 1000 µF/15 V
C ₁₁ : 470 µF/15 V

Semi-conducteurs

IC ₁ : µA 741
IC ₂ : CD 4001 B
T ₁ : BC 548 b
D ₁ , D ₂ , D ₃ : 1N 4148

Divers

- 2 selfs avec mandrin sur noyau (voir texte)
- 50 mètres de fil émaillé 15/100°
- 1 servomécanisme courant (genre ROBBE S 161)
- 1 connecteur 10 broches
- 1 support de circuit intégré 8 broches
- 1 support de circuit intégré 14 broches
- 1 connecteur mâle et femelle (au choix) pour le servomécanisme (à suivre)



Suite de la p. 40

Le convertisseur faible bruit

Pour le convertisseur faible bruit, nous avons plusieurs solutions. Le choix final ne pouvant être fait sans dissocier les caractéristiques techniques et les problèmes commerciaux. En résumé, il est indispensable que le convertisseur soit disponible et bien distribué. Les fabricants de LNC, pour la bande des 11 GHz, sont rares : AVANTEK, DX, MASPRO, NEC, cités dans l'ordre alphabétique.

Encore une fois ne pas confondre bande des 11 GHz, satellites de télécommunication et bande des 12 GHz, DBS, satellites de réception directe.

Pour DBS, les quantités mises en jeu seront beaucoup plus importantes et les quatre constructeurs cités précédemment seront rejoints par tous les fabricants de produits dits bruns, tels Philips, Panasonic, etc.

AVANTEK : Deux années se sont écoulées depuis que nous vous avons présenté le convertisseur AVANTEK. Celui-ci a été victime de problèmes d'étanchéité irrémédiables et sa fabrication a été stoppée. Nous attendons, pour l'automne 86 un nouveau modèle qui pourrait être commercialisé aux environs de 3 000 F. AVANTEK est représenté en France par la société PROGRES DIFFUSION.

DX : C'est le convertisseur que nous avons choisi, gain supérieur à 50 dB, facteur de bruit très inférieur à 3 dB, oscillateur local à 10 GHz. C'est un produit standard, bien distribué, régulièrement approvisionné par la société AZ 4000

MASPRO : Excellent convertisseur dont la réputation n'est plus à faire. Ce même convertisseur peut être estampillé MASPRO, SALORA ou SCIENTIFIC ATLANTA. S'il n'y a aucune remarque à faire d'un strict point de vue technique, il n'en est pas de même des problèmes commerciaux.

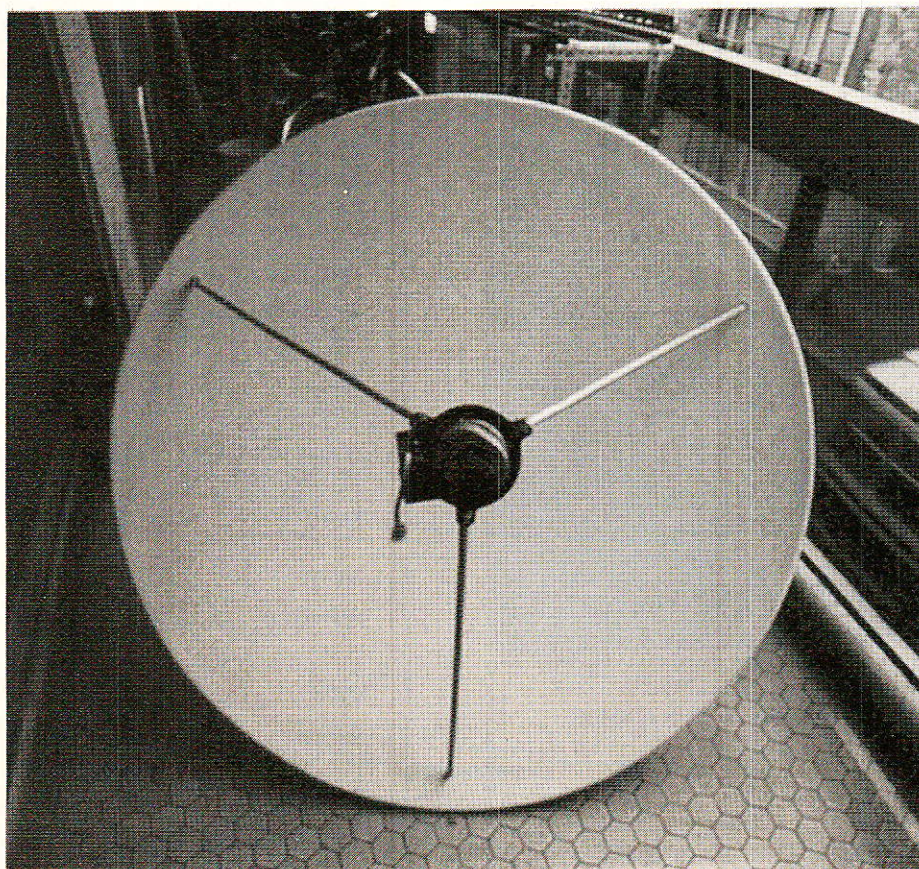
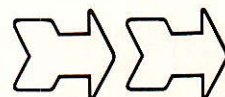
Entre professionnels, ce convertisseur se négocie aux environs de 3 000 F, prix normal. Or à l'unité, le prix public atteint

13 000 F. Bizarre, non !

NEC : Les contacts avec le département télécommunication de ce géant japonais sont peu aisés. Aucune représentation en France.

Seul le marché Anglais semble avoir quelque importance, ce qui peut s'expliquer par l'implantation de NEC Europe dans la banlieue de Londres. Ce convertisseur semble avoir beaucoup de difficultés pour traverser le Channel.

Le choix était maigre mais l'essentiel était bien sûr de trouver parmi tous les candidats une solution fiable et viable. Aujourd'hui, seul DX peut réunir ces deux facteurs. Bien sûr, si un convertisseur MASPRO ou NEC était rapidement commercialisé aux alentours de 2 500 F, nous accomplirons notre devoir : en faire l'essai et vous faire part des résultats obtenus ; probablement excellents.



LE RECEPTEUR

Nous abordons enfin le récepteur dont nous vous proposons la réalisation. Seul, ce récepteur est inutilisable et doit évidemment être couplé à un LNC placé devant un réflecteur parabolique.

Les émissions issues des satellites de télécommunication sont comprises entre 10,950 et 11,750 GHz. Le signal est traité dans une chaîne représentée aux schémas synoptique **figures 3** et **4**. Dans le convertisseur faible bruit, le signal est préamplifié et appliqué à l'entrée d'un mélangeur, le signal à la fréquence intermédiaire résulte du mélange de ce signal d'entrée et du signal de l'oscillateur local à 10 GHz. Après amplification, le signal à la fréquence intermédiaire compris dans la bande 950 MHz, 1 750 MHz est envoyé vers le récepteur : indoor unit. Le récepteur peut être compatible bande 4 GHz, bande 11 GHz. Dans le cas du 4 GHz, la largeur FI est réduite 950, 1 450 MHz : standard US et nous reviendrons sur ce point.

Dans le récepteur, le signal est préamplifié une nouvelle fois avant d'être appliqué au second mélangeur.

L'oscillateur local balaie la gamme 950 + FI à 1 750 + FI (en MHz). La fréquence intermédiaire élevée, 612 MHz pour les USA et 478,5 MHz pour l'Europe, élimine les problèmes de réjection de fréquence image.

La commande de l'oscillateur local permet la sélection du canal à recevoir. Le schéma de la **figure 3** rend compte de la logique à mettre en œuvre si l'on adopte un système à synthèse de fréquence avec affichage direct de la fréquence reçue par le LNC.

Dans les calculs qui suivent toutes les fréquences sont exprimées en MHz. Pour le premier mélangeur nous avons : $f_R - 10\,000 = f_E$.

Pour le second mélangeur si la deuxième fréquence intermédiaire vaut 612 MHz, nous avons : $f_{OSC} - f_E = 612$.

Pour le synthétiseur de fréquence, lorsque le système est verrouillé, nous avons $f_{OSC}/256$. $N = 10/2560$, avec

$$N = N_A - N_B \text{ et } N_B = 9\,388.$$

En combinant ces équations on trouve $f_R = N + 9\,388$ et finalement la proportionnalité entre f_R et N_A : $f_R = N_A$.

A la sortie du mélangeur, synoptique de la **figure 4**, le signal est amplifié et filtré par un filtre à onde de surface. Après une dernière amplification, le signal est finalement appliqué au discriminateur. A la sortie, on récupère le signal en bande de

base : signal vidéo préaccentué et signal audio modulant une sous-porteuse.

Les deux composantes sont filtrées séparément : 0 à 5 MHz pour la vidéo et 6 à 8 MHz pour la ou les sous-porteuses. Après désaccentuation, le signal vidéo est amplifié et clampé et peut attaquer une entrée vidéo 75 Ω : prise Péritel par exemple.

La ou les sous-porteuses sont grâce aux démodulateurs ad hoc,

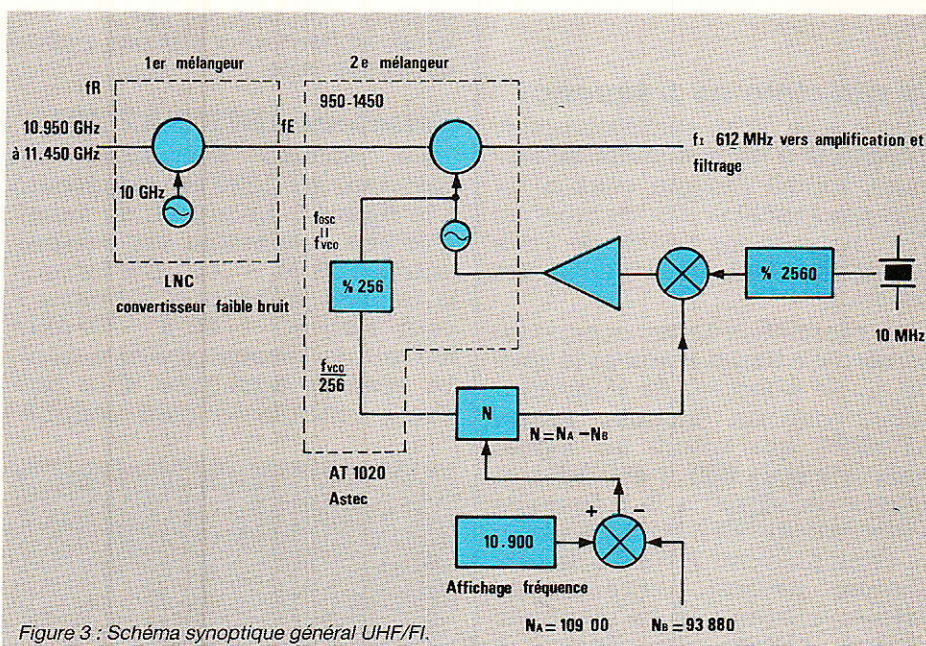


Figure 3 : Schéma synoptique général UHF/FI.

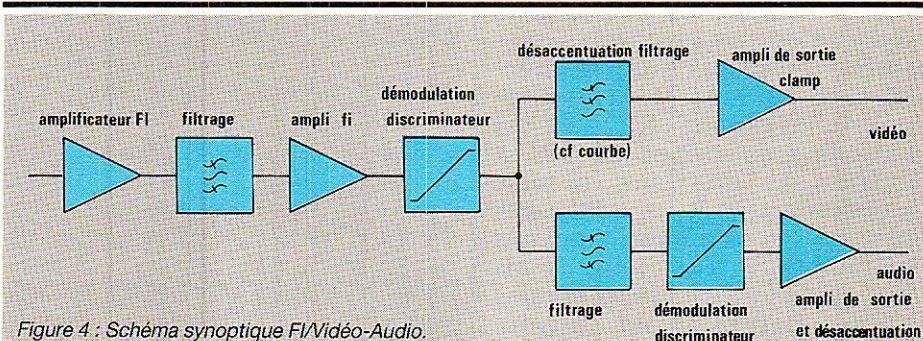
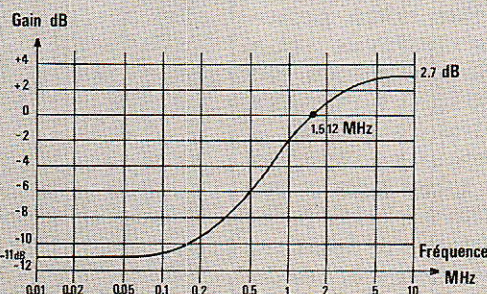


Figure 4 : Schéma synoptique FI/Video-Audio.



restituent les signaux audio originaux qui suivent le même chemin que le signal vidéo : entrée audio de la prise Péritel.

Dans le récepteur, le traitement de l'information est assez classique et voisin de celui qui est opéré dans un téléviseur ordinaire. Les seules différences résident dans l'emploi de fréquences plus élevées : 470 MHz à 950 MHz pour les UHF et 950 à 1 750 MHz pour l'indoor unit et surtout dans l'emploi de la modulation de fréquence au lieu de la modulation d'amplitude. Pour le standard UHF L, le canal occupe seulement 8 MHz (AM) et pour la transmission par satellite le même canal occupe 27 MHz (FM).

Le sélecteur de fréquence

Pour que cette réalisation soit accessible à un maximum de lecteurs, même lorsque ceux-ci ne sont pas familiers des techniques UHF, nous avons décidé de vous présenter deux versions de cet appareil.

La première version occupe ce numéro de Radio-Plans et le prochain. Le sélecteur de fréquence utilisé est un module Astec, AT 1020, qui reçoit un signal dans la bande 950, 1 450 MHz et délivre un signal à la fréquence intermédiaire 612 MHz. Associé au démodulateur AT 3010, la réalisation devient extrêmement simple puisque l'on ne manipule aucune fréquence supérieure à 10 MHz. Toutes les dispositions ont été prises pour que vos distributeurs puissent s'approvisionner chez Astec. Malheureusement le sélecteur AT 1020 est conforme aux normes US BW = 500 MHz et non aux normes Européennes BW = 800 MHz. Tous les programmes transmis par Intelsat V sont reçus mais une partie des programmes transmis par ECS1 ne peuvent être reçus : Music Box, Sky Channel, Worldnet. Sur notre prototype la fréquence maximale reçue correspond à la fréquence de TV 5 ; environ 50 MHz au-dessus de la limite théorique attendue.

Un autre sélecteur, couvrant la bande 950, 1 750 MHz est attendu vers la fin de l'année 86. Bien que le modèle AT 1020 ne couvre pas la totalité de la bande ce modèle reste intéressant et

permet la réception d'environ dix canaux : Intelsat + ECS.

La deuxième version vous sera présentée dans les plus brefs délais. Il s'agit d'un sélecteur équipé de composants semi-discrets : amplificateurs d'entrée et V_{CO} **AvanteK**, mélangeurs **Mini Circuits**, amplificateur FI : **Signetics**, filtre à ondes de surface **Cristal Technology** et discriminateur **Plessey**.

La mise en œuvre de circuits travaillant entre 1 et 2 GHz est totalement différente des circuits travaillant à 10 MHz. Avant de se lancer dans une telle réalisation, il sera bon de faire le bilan économique dans les deux cas et de prêter attention aux éventuels moyens de test ou de mesure. Nous reviendrons sur ces points en temps utile.

Sélecteur ASTEC AT 1020

Le schéma synoptique du sélecteur AT 1020 est représenté à la **figure 5**. Le niveau du signal d'entrée acceptable est compris entre - 25 et - 45 dBm lorsque la tension présente à la broche 7 vaut zéro et - 40 à - 70 dBm lorsque la tension passe à 12 V. La tension appliquée à la broche 7 contrôle le gain continu-

ment conformément à la courbe représentée à la **figure 7**. L'oscillateur local fonctionne en mode fondamental, la tension d'accord - broche 4 - variant entre 0,7 V et 18 V, la fréquence de l'oscillateur local varie entre 1582 et 2042 MHz conformément au graphique de la **figure 7**. Pour faciliter la conception de systèmes à synthétiseur de fréquence, un premier diviseur par 256 est inclus dans le sélecteur. L'excursion du signal logique résultant de la division est faible, 1 V environ.

Le sélecteur AT 1020 est muni de deux entrées A et B qui reçoivent chacune le signal en provenance d'un convertisseur : polarisation horizontale et polarisation verticale.

Avec 12 V à la broche 2 l'entrée A est sélectionnée et 0 V valide l'entrée B. Si le convertisseur est motorisé, une des entrées est choisie définitivement en câblant la broche 2.

Le bilan des consommations s'établit de la manière suivante : broche 3 tension d'alimentation 18 V, courant : environ 90 mA, broche 5 tension d'alimentation + 5 V, courant : environ 80 mA.

Lorsque l'entrée A est sélectionnée, le courant à la broche 2 vaut 40 mA, dans le cas de la motorisation du LNC on aura tout intérêt à sélectionner l'entrée B pour une réduction de la consommation.

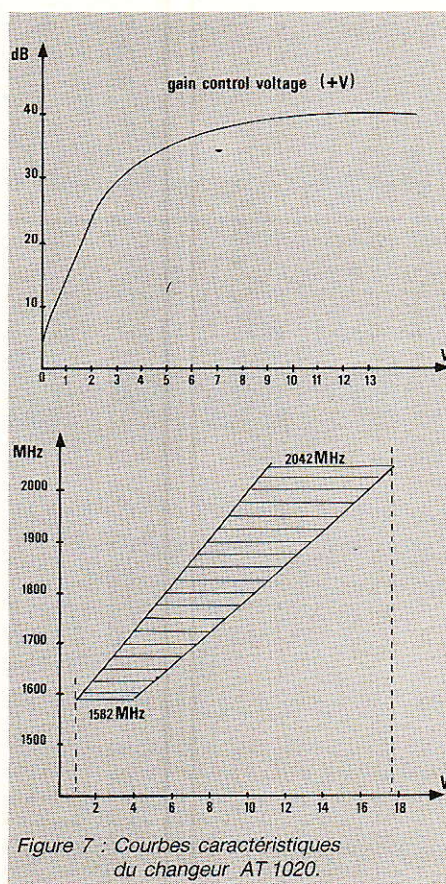
Le signal de sortie à 612 MHz est appliqué directement au démodulateur AT 1020.

Lorsque la tension appliquée à la broche 2 vaut 9 V, le gain de conversion atteint 36 dB.

Le démodulateur AT 1020

Le démodulateur AT 3010 est spécialement conçu, aussi bien électriquement que mécaniquement pour s'accoupler au sélecteur AT 1020. Les niveaux des signaux d'entrée doivent être compris entre - 15 dBm et - 35 dBm, le contrôle automatique du gain étant interne. Le schéma synoptique du sélecteur est représenté à la **figure 6** et les courbes traduisant son fonctionnement à la **figure 8**.

Le gain de la chaîne d'amplification peut être piloté par la tension appliquée à l'entrée-sortie broche 2. Le filtrage est dû à un



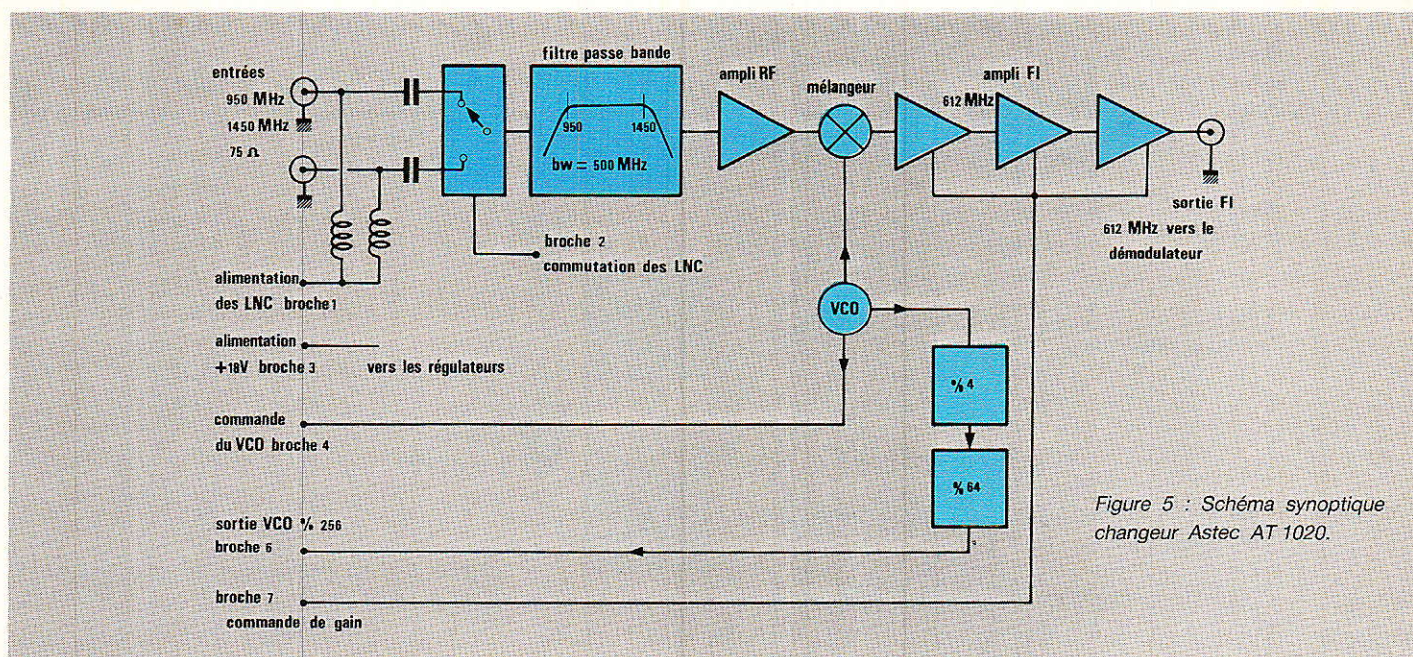


Figure 5 : Schéma synoptique changeur Astec AT 1020.

filtre à ondes de surface. Un filtre supplémentaire, mis en service lorsque la tension présente à la broche 1 vaut 0 V diminue les signaux à 602 et 622 MHz d'au moins 5 dB. Normalement le seuil est reculé d'au moins 2 dB lors-

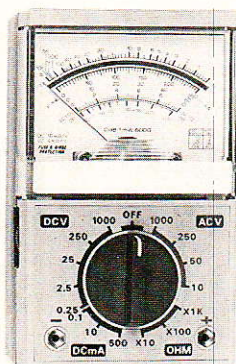
que le filtre est en service. La démodulation est assurée par un discriminateur à quadrature et le module AT 3010 délivre le signal en bande de base. Le module ne réclame qu'une seule tension d'alimentation, + 18 V appliqués

à la broche 5 et la consommation s'élève à 125 mA. Lorsque le filtre est hors service, la tension présente à la broche 1 vaut 18 V et le courant 5 mA

On remarque la présence de deux informations supplémentai-

le MAXI des MINI-CONTROLEURS

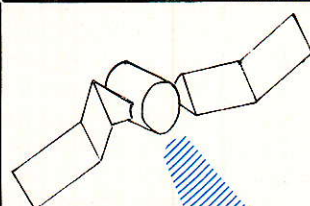
Le MINI-MULTI TESTER



Caractéristiques :

10 000 ohms/V Cont.
4 000 ohms/V Alt.
Précision :
3 % en V et A Cont.
4 % en V Alt. et Résist.
Dimension :
105 x 52 x 31 mm
15 CALIBRES
V Cont. de 250 mV à 1 000 V
V Alt. de 10 V à 1 000 V
A Cont. de 0,1 mA à 500 mA
Ohmmètre de 30 ohms à 10 M ohms
+ 2 calibres en dB

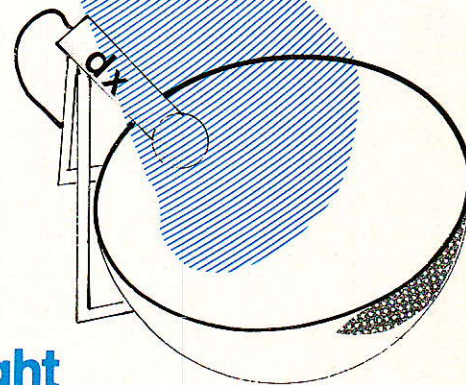
ISKRA



KIT
OU
INSTALLATION

l'angleterre , les usa ,
l'Allemagne , l'italie , etc ...
sur votre TV par

SATELLITE



expolight

4834 8077

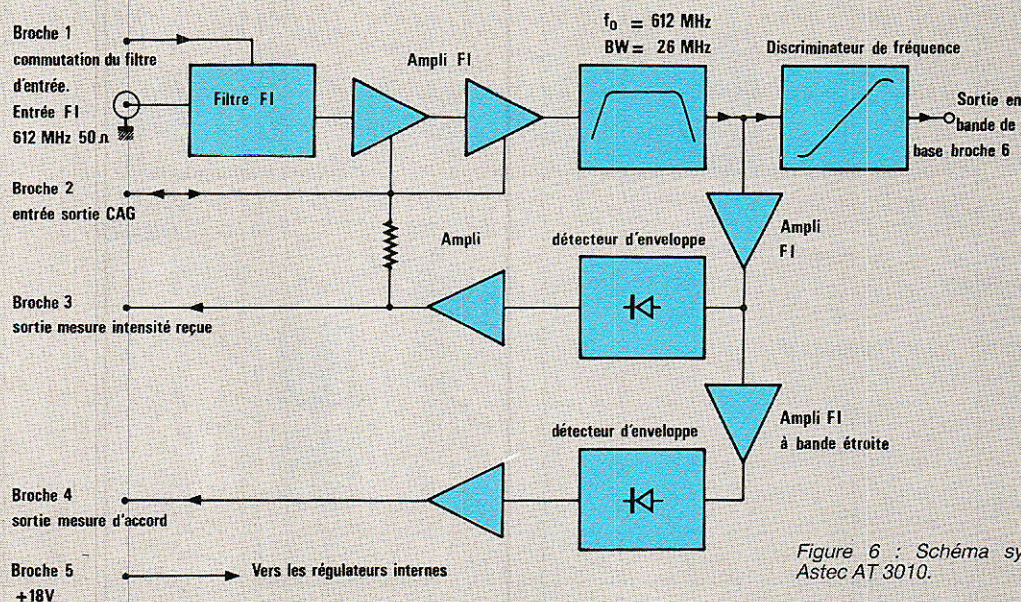


Figure 6 : Schéma synoptique démodulateur Astec AT 3010.

res qui ne sont pas exploitées dans cette première réalisation :

- à la broche 3 sortie utilisable pour la mesure de l'intensité du signal reçu ;

- à la broche 4 sortie utilisable pour l'évaluation de l'accord.

Nous aborderons le problème dans un prochain article.

Réalisation pratique

Carte Modules Astec

Les deux modules ASTEC constituant le cœur du récepteur vont donc servir de point de

départ au chapitre consacré à la réalisation pratique.

Le schéma du câblage et de raccordement des modules Astec est représenté à la **figure 9**. La broche 1 du module AT 1020 reçoit la tension d'alimentation du LNC. Cette tension est fixée, par le régulateur REG 1 à 18 V et est compatible avec les LNC : DX, AVANTEK et MASPRO, tous les trois essayés sur le prototype. Dans le cas d'utilisation avec un autre convertisseur, seul le régulateur doit être changé. Les interrupteurs K₂, K₃ et K₄ commandent respectivement la sélection de

l'entrée, la valeur du gain et la présence du filtre.

K₂ peut être omis si une seule polarisation est employée ou si le LNC associé à la source est motorisé. De la même manière K₃ peut être omis en reliant la broche 7 de l'AT 1020 à la broche 2 de l'AT 3010.

Le signal en bande de base est délivré à la broche 6 de l'AT 3010. Un premier filtrage limite le spectre des signaux envoyés vers la carte de traitement vidéo. Le filtrage pour la sous-porteuse audio est effectué sur la carte démodulation audio.

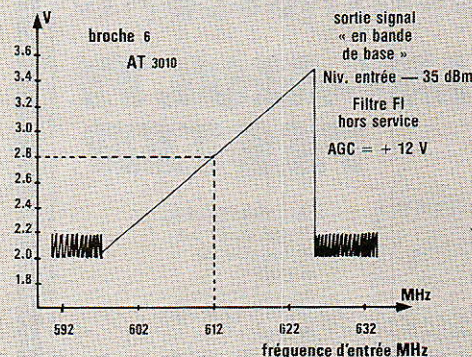
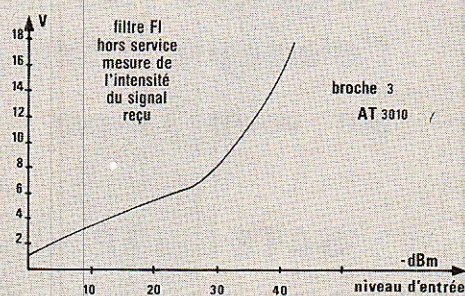
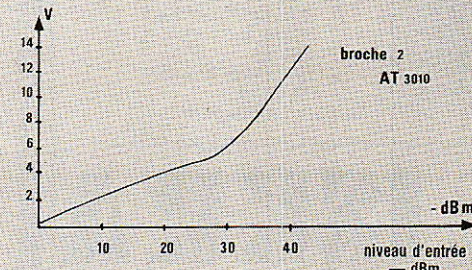
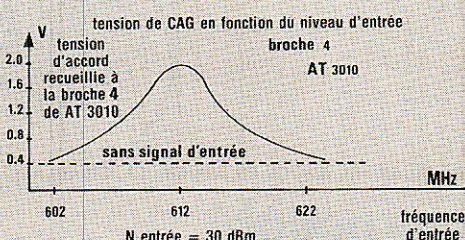


Figure 8 : Courbes caractéristiques du démodulateur AT 3010.



Tous les composants de la **figure 9**, hormis K₂, K₃ et K₄ sont implantés sur une carte dont le tracé des pistes est représenté à la **figure 10** et l'implantation des composants à la **figure 11**. Le zéro d'alimentation des modules est relié au boîtier et en conséquence celui-ci devra être correctement soudé au plan de masse du circuit imprimé.

Carte Synthétiseur de fréquence

Le schéma de principe du synthétiseur, conforme au synoptique de la **figure 3** est représenté à la **figure 12**. Ce synthétiseur est bâti autour des deux circuits intégrés RTC HEF 4750 et HEF 4751 que les lecteurs de Radio-Plans connaissent bien. Ces circuits ont été choisis en fonction de leur grande souplesse d'emploi et de la présence d'un soustracteur interne qui simplifie le problème d'offset : $N = N_A - N_B$ et permet l'affichage direct de

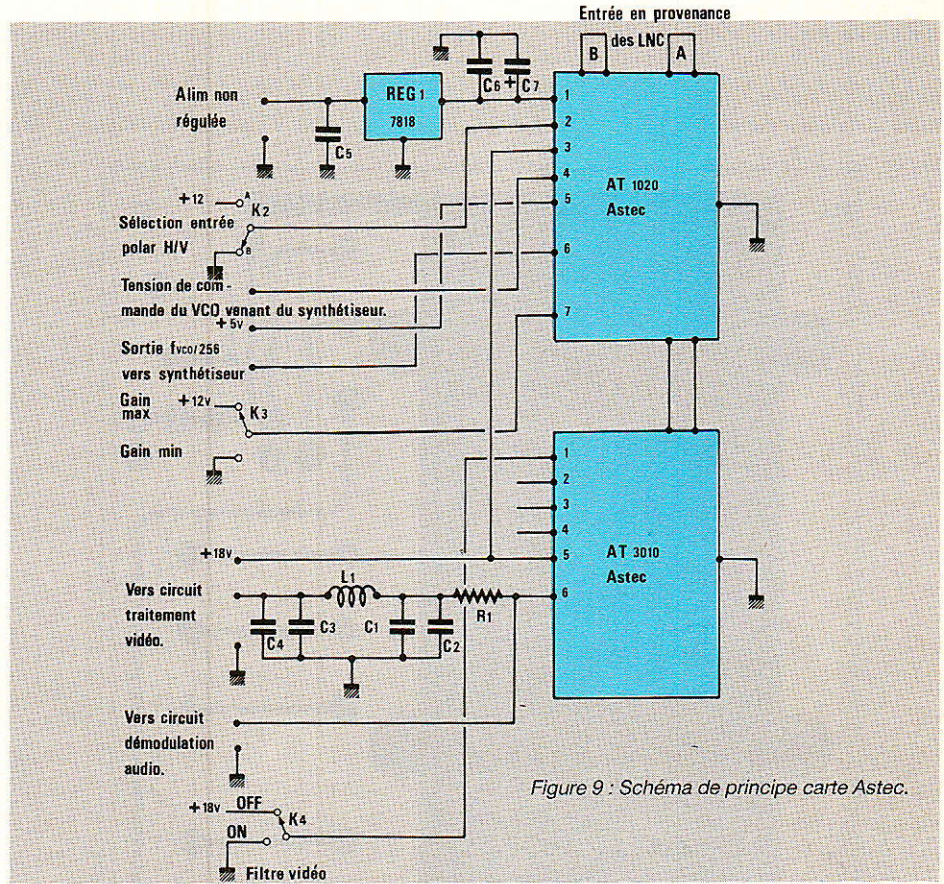


Figure 9 : Schéma de principe carte Astec.

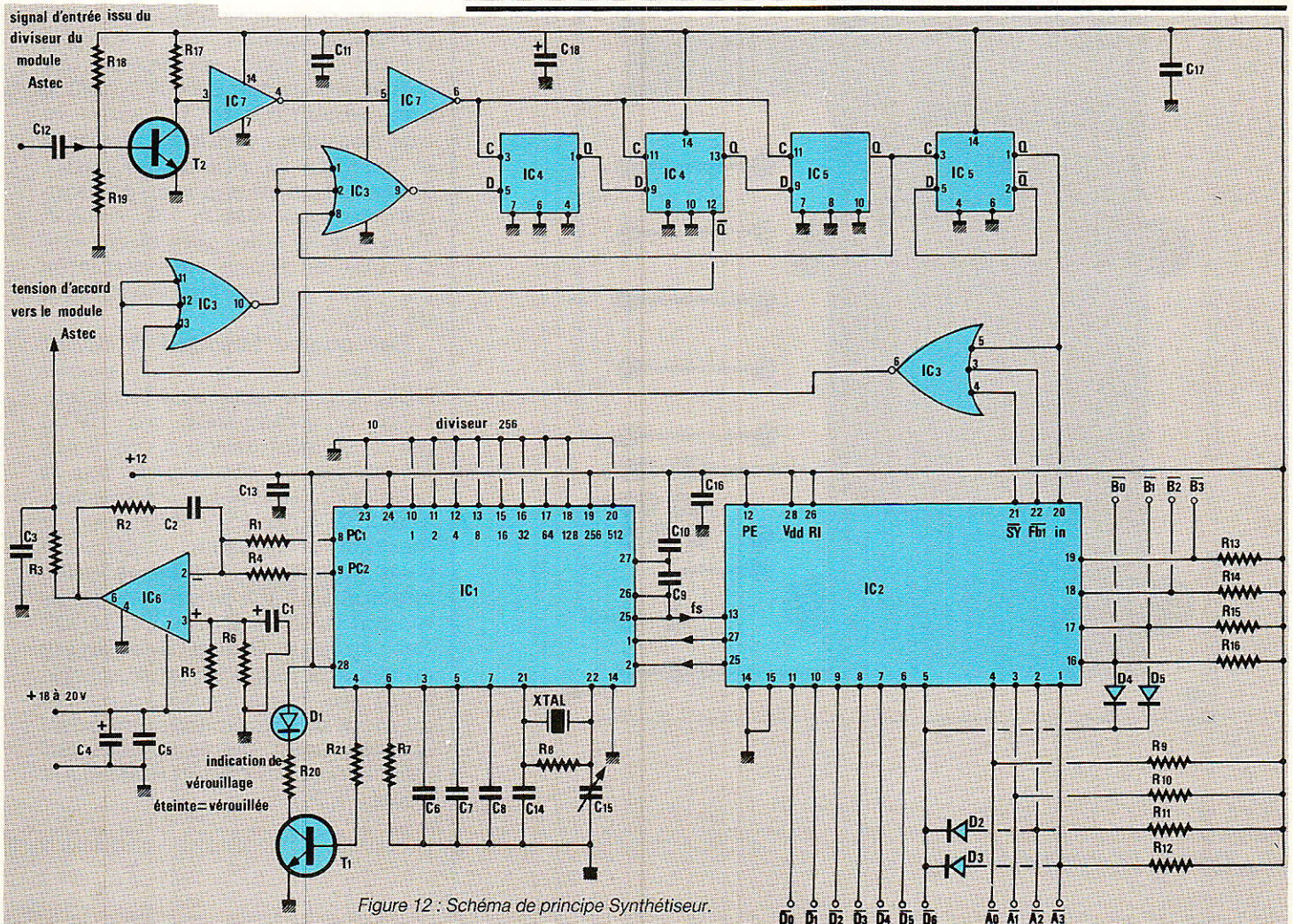


Figure 12 : Schéma de principe Synthétiseur.

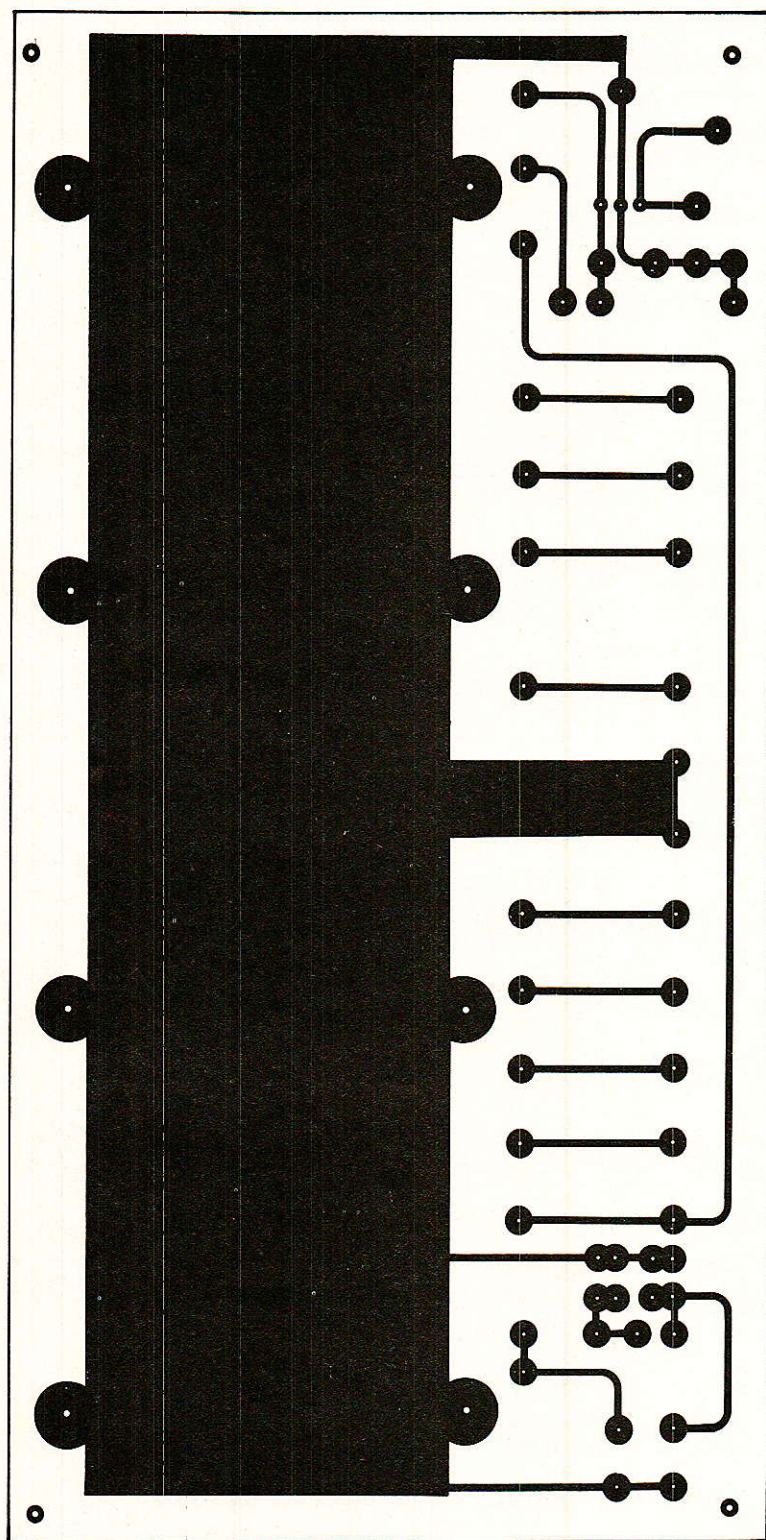


Figure 10 : Tracé des pistes carte Astec.

la fréquence reçue. Nous ne reviendrons pas sur une description détaillée du fonctionnement de ces circuits qui à eux seuls nécessiteraient un grand nombre d'explications.

Le HEF 4750 comprend un oscillateur de référence et un diviseur programmable qui délivre les fréquences de comparaison, deux comparateurs de phase PC₁ et PC₂ fonctionnent tour à tour et qui eux délivrent les signaux appropriés au filtre de boucle. On trouve finalement dans ce circuit un détecteur d'indication de verrouillage, lorsque la LED D₁ est éteinte le système est verrouillé. Pour un saut de fréquence, la diode s'allume brièvement et si le verrouillage est impossible la diode est continuellement allumée.

Le HEF 4751 est un diviseur programmable par N associé à des diviseurs externes et un soustracteur tel que $N = N_A - N_B$.

Le signal issu du diviseur inclus dans le module ASTEC - broche 6 du AT 1020 - est appliqué à la base du transistor T₂. Celui-ci est obligatoirement un modèle rapide 2N 2369 ou mieux. Le signal de sortie de l'AT 1020 a une amplitude de 1 V crête et une fréquence comprise entre 6,1 et 8,0 MHz. Le rôle du transistor T₂ est la remise en forme au standard logique CMOS : 0, + 12 V. T₂ doit donc allier gain et vitesse. La mise en forme est complétée par deux portes logique trigger de Schmitt IC₇.

Les quatre bascules D IC₄ et IC₅, associées aux trois portes NOR à trois entrées IC₃ constituent un prédiviseur par 10 ou par 11. L'information division par 10 ou par 11 est fournie par la broche 21 de IC₂. Le prédiviseur, alimenté sous 12 V doit pouvoir fonctionner jusqu'à 8 MHz, et c'est la raison pour laquelle les circuits IC₃ à IC₇ seront obligatoirement du type HEF (LOC MOS). Les circuits CMOS des divers autres fabricants ne sont absolument pas garantis pour des fréquences de fonctionnement aussi élevées (sauf les nouveaux HC mais la tension d'alimentation est limitée à 6 V).

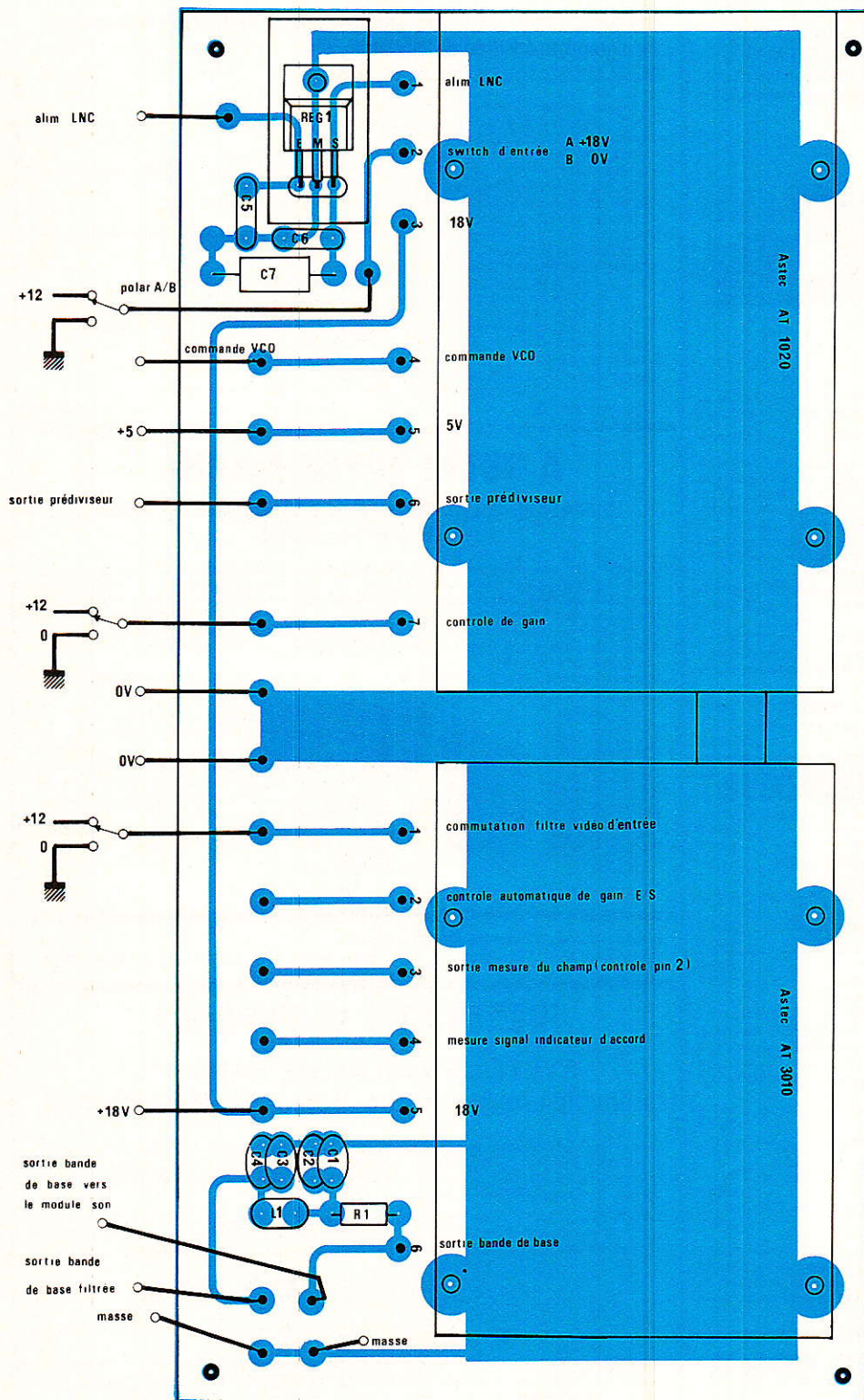


Figure 11 : Implantation carte Astec.

SONEREL

33, rue de la Colonie 75013 PARIS

45.80.10.21

NOUVEAU

SFERNICE

P11VZN CR 20
(21 positions)

POTENTIOMÈTRE A CRANS



Potentiomètre rotatif de qualité à piste cermet. Simple et double, variation lin ou log. P11VZN 5 %



T 18

Trimmers multitours à piste cermet



T 93 YB



T 7 YA



TX

Trimmers monotour à piste cermet



P 13 TR

Potentiomètre miniature de tableau à piste cermet

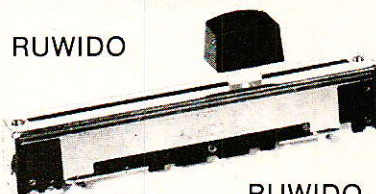
SFERNICE

RCMS 05 K3

Résistance de précision 1 % 50 ppm
Couche métal



RUWIDO



RUWIDO

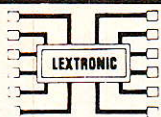
Potentiomètre rectiligne de qualité à piste carbone

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT

Nom :

Adresse :

Code postal :



LEXTRONIC

33-39, avenue des Pinsons, 93370 MONTFERMEIL
Tél.: 43.88.11.00 (lignes groupées) C.C.P. La Source 30.576.22 T

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

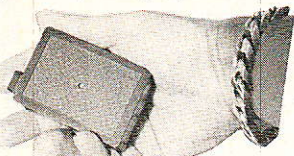
CRÉDIT CETELEM • EXPORTATION : DÉTAXE SUR LES PRIX INDICQUÉS

NOUS PRENONS LES COMMANDES TELEPHONIQUES. SERVICE EXPEDITION RAPIDE.

FRAIS D'ENVOI 34 F OU CONTRE REMBOURSEMENT 38 F.

ENSEMBLES DE RADIOCOMMANDE I A 14 CANAUX

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



EMETTEUR DE POCHES CODE 8192 SAM (72 x 50 x 24 mm)
Antenne non visible incorporée et logement pile 9 V miniature, contrôle par LED, portée 100 à 150 m*

EMETTEUR COMPLET en KIT avec quartz 41 MHz

sans pile 190 F

Monté sans pile 290 F

MEME EMETTEUR SAM en version 2 canaux montée 340 F

EMETTEUR 8192 AT livré en boîtier luxe noir (103 x 59 x 30 mm)
avec logement pour pile 9 V miniature. Puissance HF 600 mW. 9 V.
consommation 120 mA (uniquement sur ordre).

Test pile par LED, équipé d'une antenne télescopique, portée 1 km*.

Programmation du code par mini-interrupteur DIL. Complet en KIT

avec quartz 41 MHz 354,80 F

Emetteur 8192 AT monté 464 F

EMETTEUR 8192 AC. Même modèle que ci-dessus mais équipé d'une

antenne souple type caoutchouc de 15 cm portée 300 à 500 m*

EMETTEUR 8192 AC complet en KIT avec quartz

41 MHz 354,80 F

EMETTEUR 8192 AC monté 464 F

PLATINE SEULE DES EMETTEURS 8192. Livré avec quartz 41 MHz

mais sans inter, ni antenne en KIT 245,65 F

PLATINE SEULE montée et réglée 300,25 F

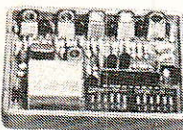
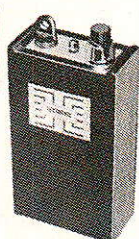
MEME ENSEMBLE 8192. En version 72 MHz émetteur/récepteur en

ordre de marche avec quartz 1051,40 F

RECEPTEUR MONOCANAL 8192 livré en boîtier plastique (72 x 50 x

24 mm). Alimentation 9 à 12 V. Très grande sensibilité (< 1 µV) CAG

sur 4 étages, équipé de 9 transistors et 2 CI. Sortie sur relais 1 RT



10A. Consom. au repos de 15 mA. Réponse de l'ens. E/R 0,5 s env

RECEPTEUR 8192 complet en kit, avec quartz 391,70 F

RECEPTEUR 8192 en ordre de marche 501,15 F

RECEPTEUR 8192 BM. Mêmes caractéristiques et dimensions que

les modèles 8192, mais équipé d'un relais bistable à mémoire. Fonctionne

en version monocal bistable avec les émetteurs 8192 AT, AC ou SAM, le relais de sortie basculant alternativement sur «arrêt,

marc, arret, marche» etc. à chaque impulsion de l'émetteur ou en

version 2 canaux bistables en utilisant les émetteurs 2 canaux 8192,

dans ces conditions, les fonctions «arrêt» et «marche» sont déterminés

par l'un des 2 canaux de l'émetteur.

— Alim. 12 V. Consom. identique de 15 mA env. avec relais de sortie

en position contact «ouvert» ou «fermé», (intensité des contacts : 5 A max.)

— Une sortie temporisée de 1 s. env. est prévue pour le branchement

eventuel d'un buzzer piezo (intensité max. 30 mA) permettant le contrôle

auditif de fonctionnement de chaque changement d'état du

relais bistable.

Le récepteur 8192 BM en ordre de marche avec quartz 591 F

Emetteur 2 canaux 8192 SP2AC (version antenne caoutchouc 15 cm)

en ordre de marche avec quartz 529,50 F

NEW POUR EXPORTATION UNIQUEMENT

MEME EMETTEUR EN VERSION 2 CANAUX

(compatible avec récepteur 8192 BM)

Prix en ordre de marche, sans batterie 1059 F

avec batterie 1280 F

EMETTEUR MONOCANAL 8192 SP DE FORTE PUISSANCE.

(3 WHF eff.) 41 MHz, compatible avec tous les récepteurs 8192 —

Portée supérieure à 3 km* sans obstacle, dans de bonnes conditions

avec antennes émission et réception bien dégagées.

Livré en boîtier de dim. 188 x 64 x 39 mm.

ENSEMBLE 4 CANAUX PCM

Emetteur miniature 4 canaux 41 MHz

Complet avec boîtier (dim. 103 x 59 x 30 mm) et antenne télescopique.

Alim. 9 V (non comprise). Portée 300 m* environ.

Prix en ordre de marche 490 F

NEW ! EMETTEUR MINIATURE 4 CANAUX

41 MHz — antenne non visible incorporée dans l'appareil, livré en boîtier

luxe de dim. 103 x 59 x 30 mm avec logement pour pile 9 V

Portée 100 à 150 m*.

Prix en ordre de marche 620 F

RECEPTEUR 4 CANAUX compatible avec les 2 émetteurs ci-dessus,

livré en boîtier plastique de dim. 72 x 50 x 24 mm. Sorties sur

relais 1RT 2 A. Alim. 4,8 à 6 V.

Prix 572 F

ENSEMBLE 14 CANAUX PCM

Emetteur 14 canaux 41 MHz, livré en boîtier de dim. 128 x 93 x 35

mm, équipé d'une antenne télescopique de 1,25 m. (ou ant. caoutchouc

de 20 cm) et de sa batterie 12 V 500 mAh incorporée, portée

supérieure à 1 km* avec ant. télesc. et 300 m* avec ant. caoutchouc.

Prix de l'émetteur en ordre de marche, sans batterie 916 F

Avec batterie 1136 F

RECEPTEUR 2 CANAUX (extensible en 14 canaux) compatible avec

l'émetteur ci-dessus. Alim. 4,8 à 6 V. Sortie sur relais 2 RT 5A.

Batterie 12 V 500 mAh incorporée — antenne télescopique 1,25 m.

Prix en ordre de marche, sans batterie 959 F

avec sa batterie 1180 F

MEME EMETTEUR 3 WHF VERSION 12 CANAUX

(Compatible avec récepteur modulaire RDM)

Codage personnalisé 256 codes. Programmable par mini-

interrupteurs DIL.

Prix de l'émetteur 12 canaux sans batterie 12 V 1279 F

Avec batterie 12 V 1500 F

Prix en ordre de marche 703 F

Prix de l'extension pour 2 canaux : 189 F

Existe également avec relais mémoire.

ENSEMBLE 14 CANAUX PCM FM à commande simultanée.

Emetteur 14 canaux PCM 41 MHz MODULATION DE FREQUENCE.

Possibilité de transmettre 7 ordres simultanément, équipé d'une

antenne télescopique de 1,25 m (ou ant. caoutchouc de 20 cm) et

de sa batterie 12 V 500 mAh incorporée. Portée supérieure à 1 km*

ant. téles. et 400 m* avec ant. caoutchouc.

Prix de l'émetteur, en ordre de marche sans batterie 1145 F

Prix avec sa batterie 1365 F

RECEPTEUR MODULAIRE EXTENSIBLE par cartes en 14 canaux,

compatible avec l'émetteur ci-dessus. Alim. 6 V.

Prix du récepteur avec connecteurs mais sans carte

décodeur 1187 F

Prix pour extension par carte décodeur 2 canaux, équipé de relais

1RT 5A 233 F

Les appareils décrits ci-dessus sont un aperçu de nos productions,

également disponibles, en direct du fabricant, les radiocommandes

proportionnelles 2 à 7 voies et accessoires tels que récepteurs, ser-

vomoteurs, etc. Pour tous vos problèmes de radiocommande, nous

consultez.

OUVERT TOUT L'ETE SUPER CENTRALE D'ALARME CAP 805

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

QUELQUES CARACTERISTIQUES :

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

Vendue actuellement uniquement sous forme de platine (200 x 200 mm)

Démonstration en magasin Documentation contre enveloppe timbrée (à 3,70 F)

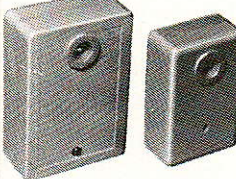
CAP 805, complète en kit 1398 F CAP 805, montée et testée 1626 F

A NOTRE RAYON ALARME

LES RADARS VOLUMETRIQUES «LEXTRONIC» RV004 et RV005
A INFRAROUGE PASSIF

Se caractérisent par leurs dimensions réduites ainsi que par une très faible consommation de veille (3 mA environ). Les portées opérationnelles (réglables) sont de 6 à 12 m maxi avec un angle de couverture de 70° environ. Le déclenchement de ces radars se fait par détection de variation de température causée par la radiation du corps humain (infrarouge passif). Ils utilisent un détecteur spécial muni d'un filtre sélectif de longueur d'onde bien spécifique de la température du corps humain évitant ainsi tous les déclenchements intempestifs. De plus, ces radars ne traversent pas les cloisons ni les vitres. Ils possèdent également une très grande immunité contre la lumière, les bruits, etc. Ils sont équipés d'un contrôleur visuel par LED réagissant dès le passage d'une personne (ou d'un animal dans la zone couverte par le radar).

Nombreuses applications : Antivol, déclenchement automatique d'éclairages, d'appareil photo ou caméra, magnétophone, vidéo de surveillance, objet armé, guirlandes, spots, système de sécurité, etc.



RADAR RV004 : Dim. 57 x 37 x 20 mm. Modèle spécialement étudié pour fonctionner

avec la centrale d'alarme CAP 002. Alim. 12 V. Consom. en veille 3 mA.

En kit : 399 F Monté : 426,15 F

RADAR RV005 : mêmes caractéristiques que le RV004, mais dim. 72 x 50 x 24 mm,

il comporte également les temporisations d'entrées (10 s) de sortie (90 s) et de durée

d'alarme (redéclenchable) de 80 s. Les sorties se font sur relais incorporé I RT 3A pouvant

actionner directement une sirène ou tout autre appareil.

En kit : 472,30 F Monté : 509,20 F

Documentation contre enveloppe timbrée*

*Egalement en stock, centrales d'alarme, barrières infrarouges, alimentations secteur sirènes, etc.

Ensemble émetteur/récepteur BARRIERE INFRAROUGE invisible

Portée 30 M. Max. alim. 12 V. Emetteur en kit 126,20 F 96 F — récepteur en kit 215,92 F 172 F

INCROYABLE LE PVDA-5 ! SYSTEME D'ALARME SANS FIL (protection volumétrique à dépression atmosphérique)

Fonctionne dès l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre donnant sur l'extérieur (aucun contact ni dispositif spécial à monter sur celles-ci). Se déclenche également en cas de bris de glaces. Entièrement autonome le PVDA-5 permet de protéger plusieurs locaux même sur plusieurs étages (jusqu'à 1500 m²). L'avantage par rapport au radar est que toute personne ou animal peut se déplacer librement à l'intérieur des pièces protégées sans déclenchement du système.

NOMBREUSES APPLICATIONS : antivol, protection des personnes âgées, détecteur de présence pour magasins, etc. Dim. 72 x 50 x 24 mm. Alim. 8 à 12 V 4 mA en veille. Sortie sur relais IRT 5 A incorporé. Temporisations : sorties 1 mn, entrée 10 s, alarme autoredéclenchable 1 mn. Contrôle des différentes fonctions par Led 3 couleurs. Réglage de sensibilité.

PRIX EN DIRECT DU FABRICANT, MONTE : 509,20 F

Démonstration dans notre magasin
Documentation contre enveloppe timbrée à 3,90 F

Veillez m'adresser VOTRE DERNIER CATALOGUE + LES NOUVEAUTES
(ci-joint 30 F en chèques) ou seulement vos NOUVEAUTES
(ci-joint 10 F en chèque)

Nom Prénom

Adresse

RP 07/85

RECLAMES DU MOIS : POUR 990 F

Une alarme complète, comprenant :

- 1 RADAR RV005S ou protection volumétrique PVDA-5 (au choix) - (VALEUR 509,20 F)
- NOUVELLE SIRENE, étonnante par sa puissance (110 dB) et sa faible consommation (150 mA) dimensions : 65 x 60 x 60 mm. Possibilité de la monter en extérieur. Alimentation 12 V. (VALEUR 195 F)
- 1 ALIMENTATION SECTEUR montée 220 V. Avec un accumulateur au plomb étanche de 12 V. 1,9 A (VALEUR 400,45 F)

NOUVELLE SIRENE, étonnante par sa puissance (110 dB) et sa faible consommation (150 mA). 195 F 169 F

Le signal de sortie du diviseur par N est envoyé vers le HEF 4750 et est comparé à la fréquence de référence : (10/2560) MHz soit environ 3,90 kHz. Les comparateurs phase/fréquence délivrent les informations appropriées aux sorties P_{C1} et P_{C2} . Le filtre passe-bas constitué par R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , C_2 et C_3 et l'amplificateur opérationnel IC₆ est d'ordre 2. Le système bouclé est d'ordre 3 et les composants du filtre sont calculés pour que la fonction de transfert en boucle fermée réponde à la loi :

$$(3(P/\omega) + 1) / ((P/\omega) + 1)^3.$$

La tension de sortie du filtre de boucle est envoyée vers l'entrée de commande du V_{CO} du module AT 1020 : broche 4.

Les informations N_A et N_B sont délivrées par deux jeux de com-

mutateurs mécaniques. Un bloc de cinq ou six roues codeuses pour N_A et des inters DIL pour N_B . Le schéma d'interconnexion des roues codeuses responsables de la programmation de N_A est représenté à la **figure 13**. Une sixième roue codeuse, digit le moins significatif peut être connectée à D_0 : broche 11 du HEF 4751 : IC₂. Dans la pratique, la précision apportée par ce codeur supplémentaire est totalement inutile. Ce codeur existe sur les récepteurs professionnels et les puristes aimeront peut-être peaufiner le réglage d'accord.

La programmation de N_B est assurée par un ensemble d'inters DIL implantés sur le circuit imprimé et dont le schéma d'interconnexion est représenté à la **figure 14**. N_B dépend de la fré-

quence du premier oscillateur local et de la seconde fréquence intermédiaire. L'ensemble donné est valable avec un premier oscillateur local à 10 GHz, convertisseur DX ou MASPRO, et une fréquence intermédiaire à 612 MHz.

Le tracé des pistes de la carte synthétiseur est représenté à la **figure 15** et l'implantation des composants à la **figure 16**. Nous reviendrons dans un prochain chapitre sur les contrôles à effectuer sur cette carte.

Carte vidéo

Le schéma de principe de la carte vidéo est représenté à la **figure 17**. Le signal de sortie du module Astec AT 3010 en bande de base, est traité de la manière suivante : limitation de la bande, désaccentuation du signal, ampli-

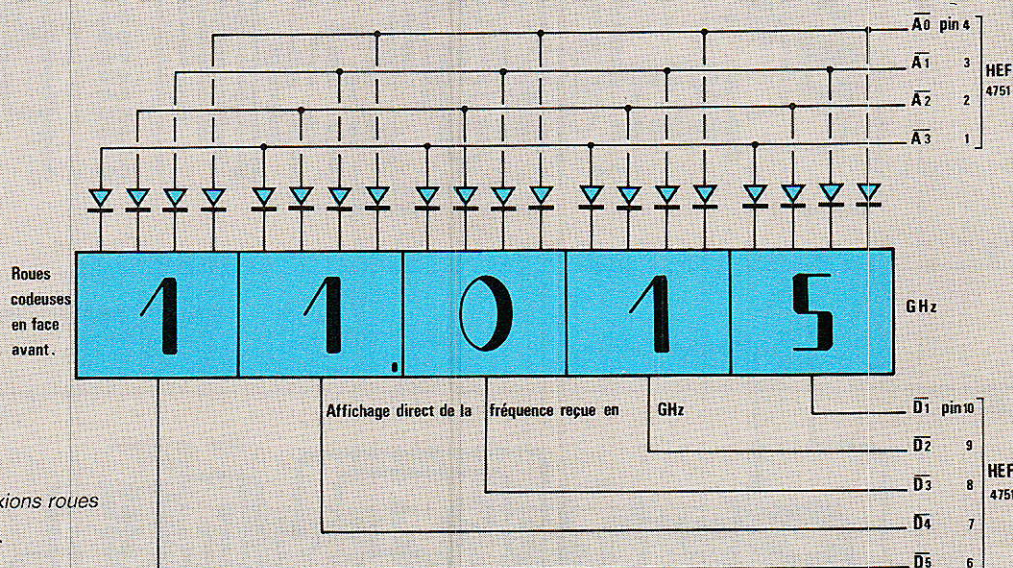


Figure 13 : Interconnexions roues codeuses Synthétiseur.

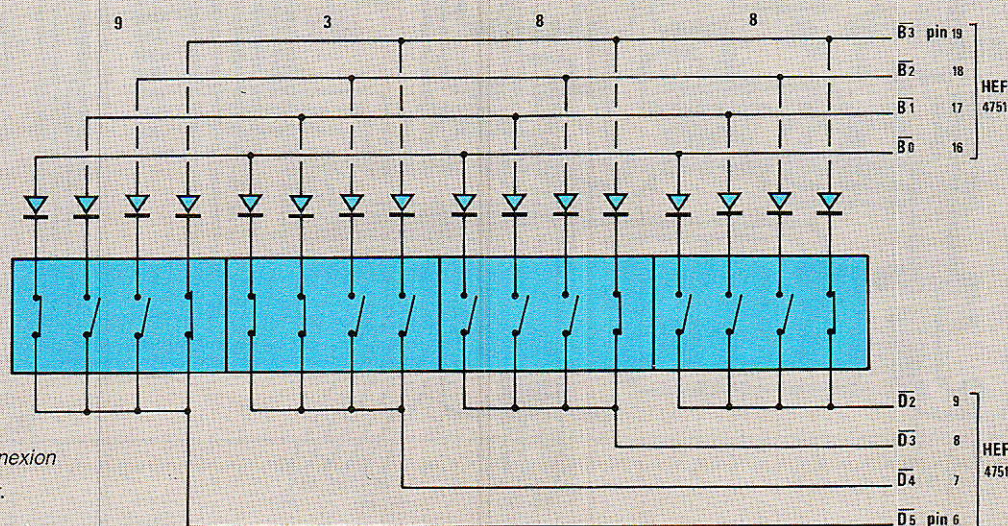


Figure 14 : Interconnexion inter dil synthétiseur.

fication et inversion, mise au niveau ; clamp et étage adaptateur de sortie. Jusqu'à l'entrée de l'amplificateur opérationnel IC₁, le signal vidéo est négatif. Le fond des tops de synchronisation est à un niveau plus élevé que le niveau du blanc. A cette entrée, il est prévu un filtre réjecteur

constitué par C₃ et C₁₃, qui élimine la fraction de sous-porteuse ayant traversé le filtre passe-bas. Sur notre prototype, ces composants n'ont pas été implantés. Le gain de l'étage amplificateur R₆/R₇ est fixé de manière à mesurer sur l'émetteur de T₂ un signal vidéo de 1 V_{CC} lorsque la sortie est

chargée par l'impédance nominale : 75 Ω.

Pour IC₁ nous avons choisi un amplificateur opérationnel rapide : HA 5195. D'autres types d'amplificateurs peuvent convenir : LF 357 à condition de prévoir un système de compensation ou HA 2525. Le circuit imprimé est

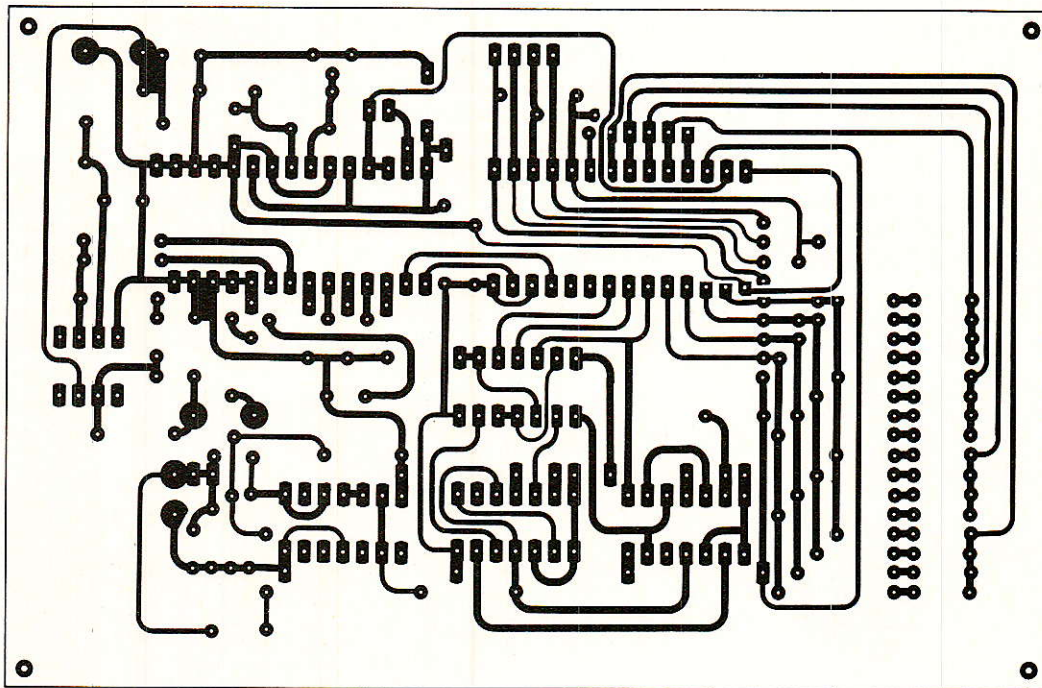


Figure 15 : Tracé des pistes synthétiseur.

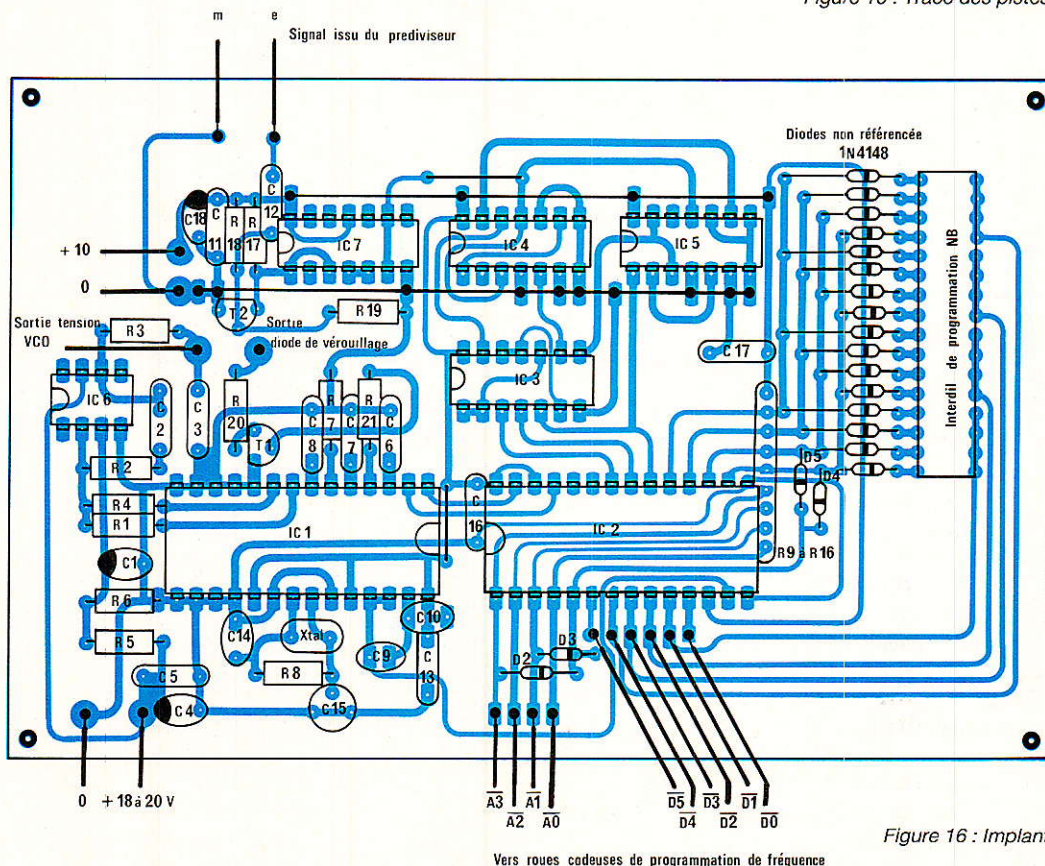
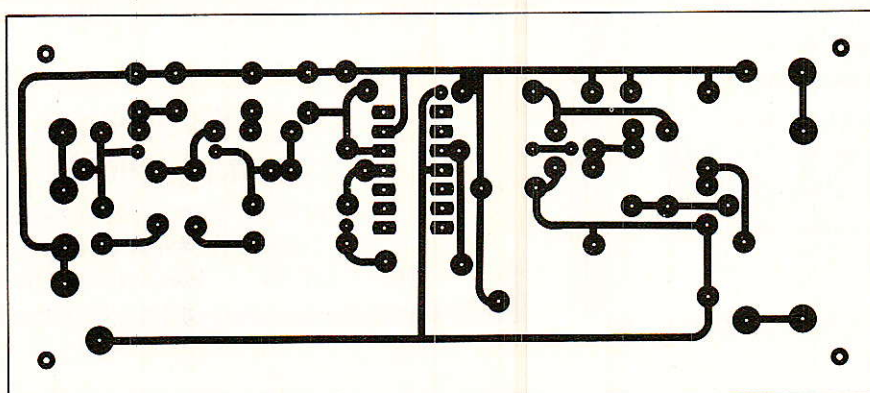
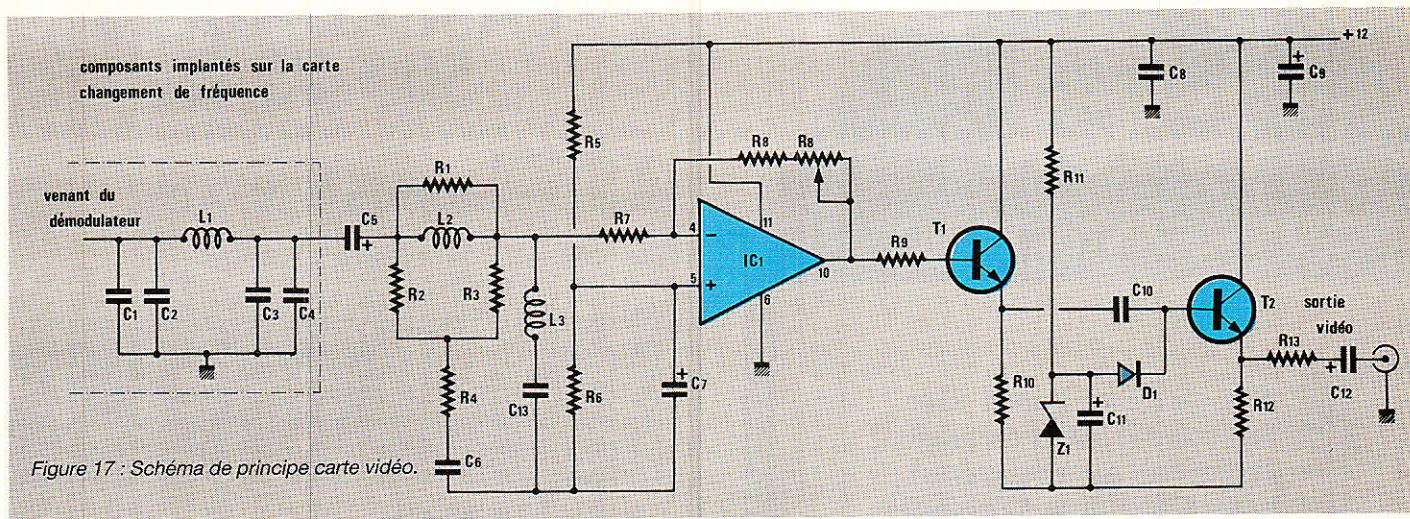
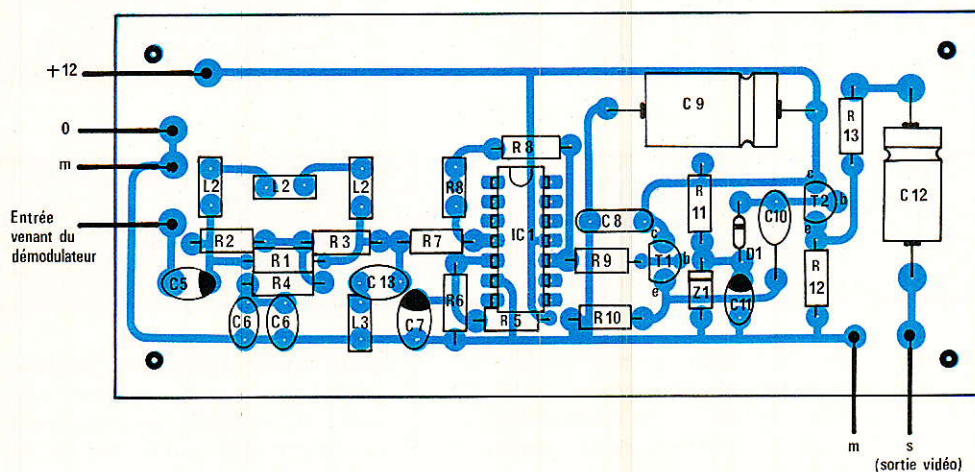


Figure 16 : Implantation synthétiseur.


 Figure 18 : Tracé des pistes
carte vidéo.

 Figure 19 : Implantation
carte vidéo.

compatible avec les trois types d'amplificateurs cités. Le clamp est assuré par le condensateur C_{10} et la diode 1N 4148.

L'impédance de sortie est voisine de 75Ω . Cette sortie est envoyée soit directement vers l'entrée vidéo du téléviseur soit vers l'entrée adéquate du commutateur Péritel. Dans un premier temps, le gain peut être prépositionné aux environs de $3 : R_8/R_7 = 3$. Le réglage sera repris ultérieurement en utilisant les informations contenues dans les lignes 17 et 330.

Le tracé des pistes du circuit vidéo est représenté à la **figure 18** et l'implantation des composants à la **figure 19**.

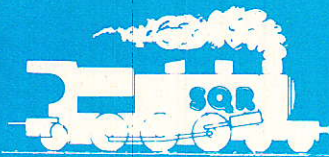
F. De Dieuleveult

Conclusion provisoire

N.D.L.R.

Notre intention était de vous présenter cette réalisation dans un seul numéro. Rendons-nous à l'évidence, le sujet, si nous voulons le traiter avec tout le soin qu'il mérite, ne peut être développé que sur un nombre consé-

quent de pages. Il nous fallait donc conserver à la revue un certain équilibre entre les sujets, c'est pour cette raison que nous vous invitons à suivre la fin de cet article, dans un prochain numéro. Profitez de ce répit pour vous pencher davantage sur les indications techniques contenues dans cette première partie, préparez votre approvisionnement et tirez les circuits imprimés. Nous souhaitons que vous soyez nombreux à vous lancer dans cette nouvelle grande aventure de l'électronique.



SAINT-QUENTIN RADIO

Entrez chez Saint Quentin Radio, vous trouverez tous les composants électroniques que vous souhaitez. Saint Quentin Radio a 10 ans d'expérience et une clientèle fidèle (amateurs et professionnels...) alors, en venant nous voir, vous serez sur la bonne voie. Et pour en savoir toujours plus, nous tenons à votre disposition

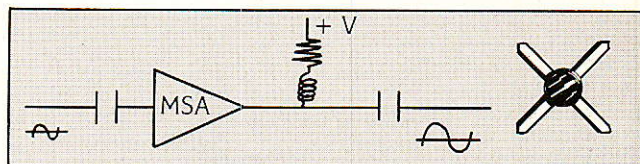
NOTRE CATALOGUE 86 : 25 F (port compris)

SAINT-QUENTIN RADIO 6, rue de Saint-Quentin
75010 Paris
Tél. (1) 46 07 86 39

AMPLIFICATEURS CASCADABLES 50 - 75 Ω

Applications :
étages amplificateurs F.I. DC - 4 GHz

Exemples : - F.I. convertisseurs TVRO
- pré-ampli. T.V. ...



Gains : 8,5 à 30 dB
Prix indicatif : 30 à 50 F T.T.C.

PROGRES
DIFFUSION

4, rue Paul-Bert - 92150 Suresnes
Tél. : (1) 45.06.40.85
Télex 610 994 - Télécopie (1) 47.72.99.32

INFOS

Mesureur de champ à affichage digital

Le mesureur de champ FSM 5984 fabriqué par Start Unaohm couvre l'ensemble des bandes de réception télévision en 3 gammes 45-110 MHz, 110 MHz-300 MHz et 470 à 860 MHz.

Il présente l'intérêt d'afficher la fréquence de réception avec 4 chiffres significatifs et une résolution de 0,1 MHz, ce qui permet d'identifier avec précision les porteuses de réception des canaux son et images.

L'appareil offre en plus une fonction voltmètre pour mesurer la tension d'alimentation des préamplificateurs en ligne.

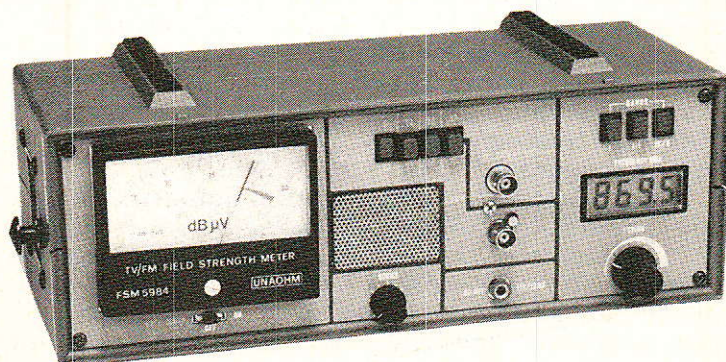
Un haut-parleur incorporé permet d'écouter le contenu de la modulation AM ou FM pour l'identification des porteuses son et images.

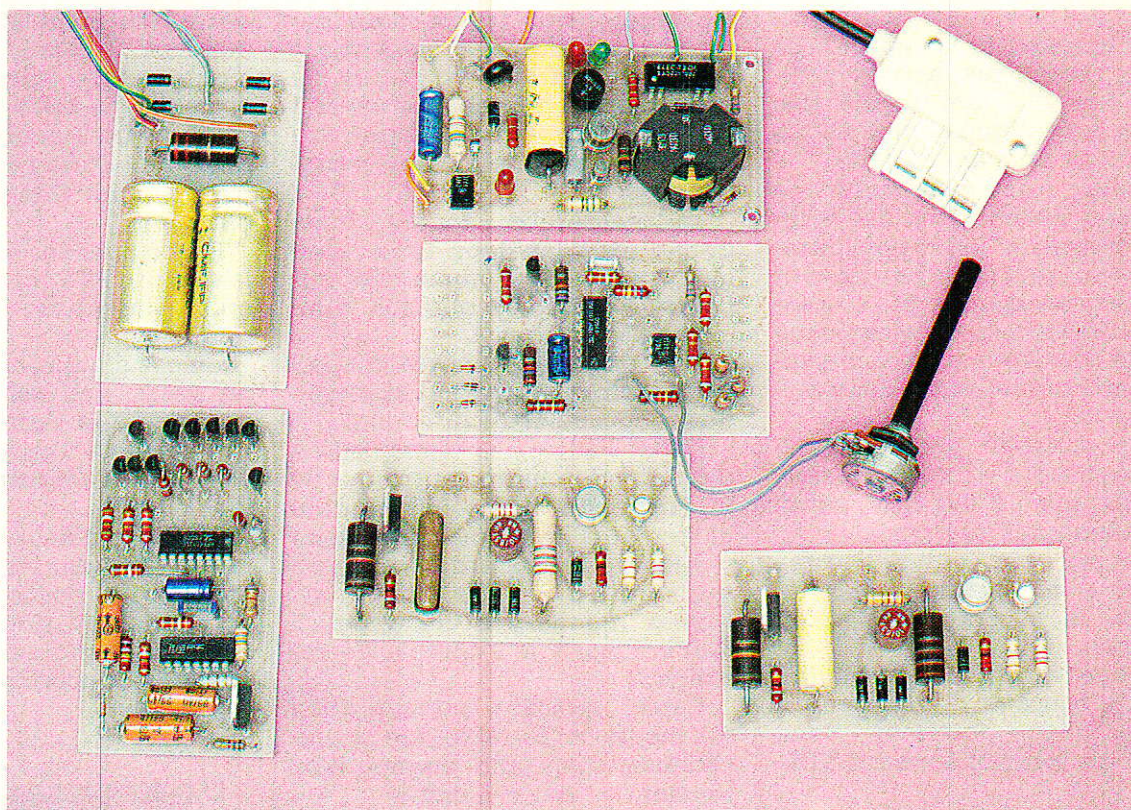
Réalisé dans un coffret robuste, compact, qui assure la protection de l'appareil, il est d'un transport facile. Le couvercle contient un logement pour les accessoires.

La société START UNAOHM est le premier fabricant européen de mesureurs de champs. Elle

offre également des modèles à affichage panoramique (image, spectre, niveau) soit en modèles au standard européen B ou au standard français L.

UNAOHM FRANCE, La Culaz, 74370 Charvonnex. Tél. : 50.67.54.01.





Jusqu'à présent, nous n'avons utilisé nos modules d'intercommunication téléphonique que pour construire de petits réseaux privés se suffisant entièrement à eux-mêmes.

Le circuit qui va être décrit ici va permettre une extension pratiquement sans limite de ces petites installations.

Son but est en effet de permettre l'établissement de « passerelles » entre plusieurs réseaux identiques, ou entre un réseau privé et le réseau public, après autorisation bien sûr.

Nous profiterons de l'occasion pour doter notre système de quelques perfectionnements tels que génération de tonalités, et système de secret des conversations.

Votre réseau téléphonique (3^e partie)

Vers une « nouvelle numérotation » :

Pour augmenter la capacité de leur réseau menacé de saturation, les PTT ont **ajouté des chiffres** à pratiquement tous les numéros en fin d'année 1985.

Eh bien, c'est exactement ce que nous allons faire de notre côté ! Notre numérotation ultra-simple à un seul chiffre ne permet de satisfaire que neuf « abonnés » au maximum, et sans possibilité de coexistence de conversations simultanées entre deux paires de postes.

Cette capacité est généralement suffisante en milieu « résidentiel », mais il est des cas où l'on souhaiterait l'accroître.

Limitons donc à huit postes notre premier réseau, et construisons-en un second, tout à fait identique.

Si nous attribuons le chiffre « 9 » au passage d'un réseau à l'autre, nous obtenons deux modes de fonctionnement différents :

- avec la numérotation d'origine à un seul chiffre, on accède comme par le passé au huit postes du réseau de base ;

- avec une numérotation à deux chiffres (dont le premier est obligatoirement un 9), on accède directement à tous les postes du

second réseau.

Lorsque cette « passerelle » n'est pas occupée, chacun des deux réseaux peut fonctionner de façon autonome : deux communications simultanées deviennent possibles entre deux paires de postes. Selon le problème exact à résoudre, on peut envisager une passerelle « double » ou « simple » :

La passerelle double fonctionne dans les deux sens : chaque réseau peut numéroté sur l'autre à condition que soit composé le « préfixe » 9.

Une passerelle simple n'autorise l'exploitation automatique que dans une seule direction.

Dans l'autre, la composition d'un simple chiffre (autre que le 9), fait sonner un poste bien défini, toujours le même, du réseau voisin (le « standard », en quelque sorte).

Pour répondre à cet appel, il faut composer le 9 après le décrochage.

Cette seconde configuration est moins confortable que la précédente, mais elle permet l'extension quasi-illimitée du réseau : le réseau A peut accéder au réseau B en composant le 9, mais aussi passer du réseau B au réseau C en composant encore une fois le 9 (numérotation à trois chiffres), etc.

C'est d'ailleurs exactement cette configuration qu'il faut utili-

ser pour interconnecter notre réseau intérieur à celui des PTT, si l'on vous accorde l'autorisation : nous n'en sommes pas encore au point où votre correspondant « extérieur » pourra « numéroté » directement sur votre réseau privé, et choisir ainsi le poste qu'il souhaite faire sonner ! (aux États-Unis, c'est désormais relativement courant : patience...)

En composant le 9, on obtient la tonalité PTT, et il ne reste plus qu'à numéroté « sur l'extérieur ».

En cas d'appel « entrant », seul un poste bien défini sonnera au rythme de la sonnerie PTT, et il faudra alors composer le 9 sur n'importe quel poste pour répondre.

En fait, vis-à-vis du réseau PTT, toute l'installation se comporte comme un poste unique, mais doté de plusieurs combinés, cadrons, et sonneries, avec possibilités de fonctionnement en « interphone ».

Un nouveau module, et une vieille connaissance !

Pour matérialiser la « passerelle » que nous venons de définir, il faut bien évidemment établir des connexions entre les

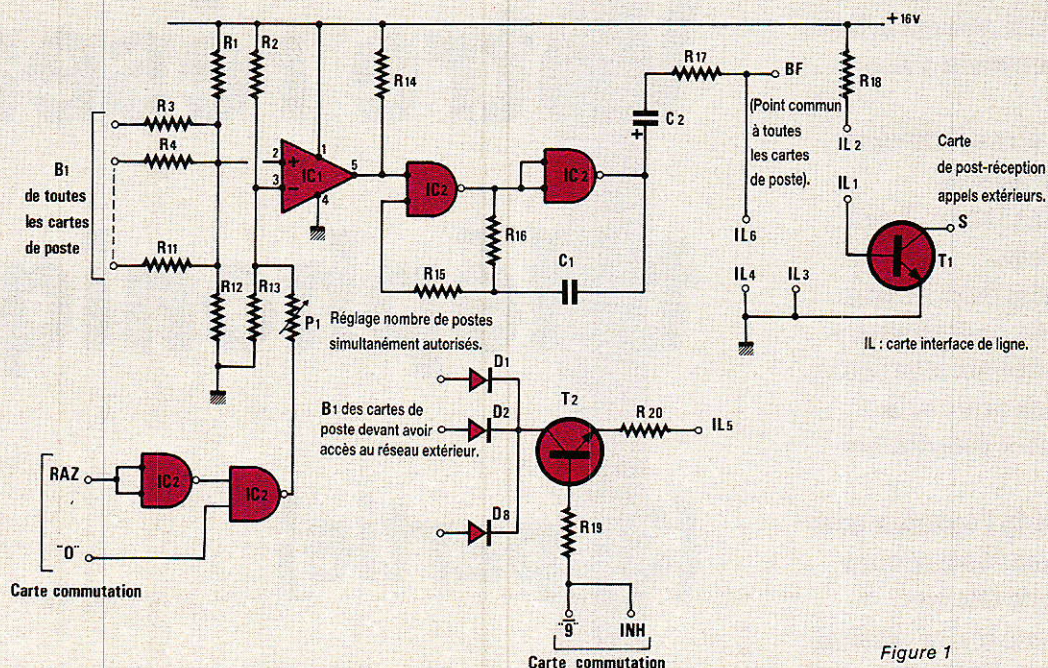


Figure 1

« autocommutateurs » des deux réseaux qu'il s'agit de réunir.

S'agissant de réseaux construits à l'aide de nos modules, nous aurions pu agir au niveau des cartes « commutation », en ajoutant éventuellement quelques circuits logiques.

En cas d'accès au réseau PTT, par contre, il n'est évidemment pas question pour nous d'aller « bricoler » le central public du quartier ! Il faut alors se contenter des deux fils de la ligne ordinaire, et respecter les règles d'usage à ce niveau.

Pour que notre système soit véritablement universel, et au prix d'une certaine complication des installations 100 % intérieures (qui seront vraisemblablement rares !), nous avons décidé de traiter les deux cas de la même façon : utilisation d'une ligne ordinaire de l'autocommutateur destinataire.

Notre système pourra donc s'interconnecter aussi bien avec l'un de ses semblables qu'avec le réseau PTT ou avec tout réseau privé à autocommutateur pouvant déjà exister.

Ajoutons que cette ligne n'aura pas à être obligatoirement « filaire » : le faisceau à infrarouges que nous espérons décrire très prochainement conviendra aussi bien, notamment entre deux bâtiments munis chacun de leur réseau intérieur. Notre nouveau module, dont le schéma apparaît à la **figure 1**, ne résout qu'une partie du problème : il regroupe en effet uniquement les différents circuits logiques qu'il faut adjoindre au module « commutation » de l'autocommutateur devant être équipé d'une « ligne extérieure ».

En ce qui concerne les circuits d'interface proprement dits avec cette ligne, nous ferons tout simplement appel à notre « module interface de ligne », décrit dans notre N° 455 (série d'articles « téléphone modulaire »).

Pour la commodité de nos lecteurs, et afin que cette étude se suffise à elle-même, nous rappelons aux **figures 2 et 3** les plans de câblage de ce circuit imprimé, dont les dimensions sont les mêmes que celles des autres modules de l'autocommutateur.

Avec ce module très spécial, nous introduisons le premier et dernier relais de notre autocom-

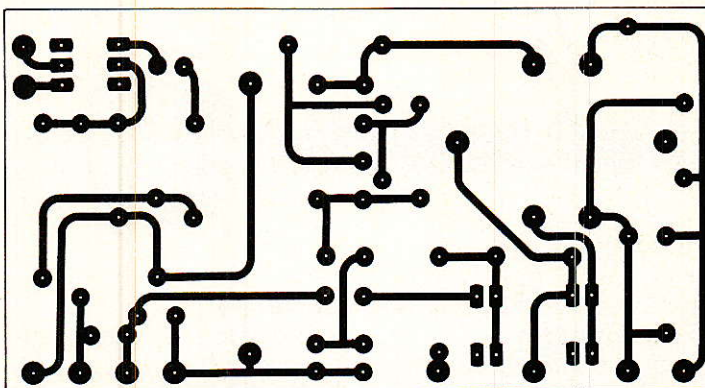


Figure 2

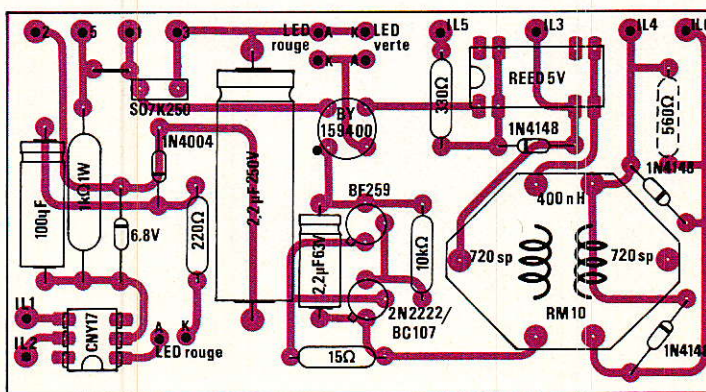
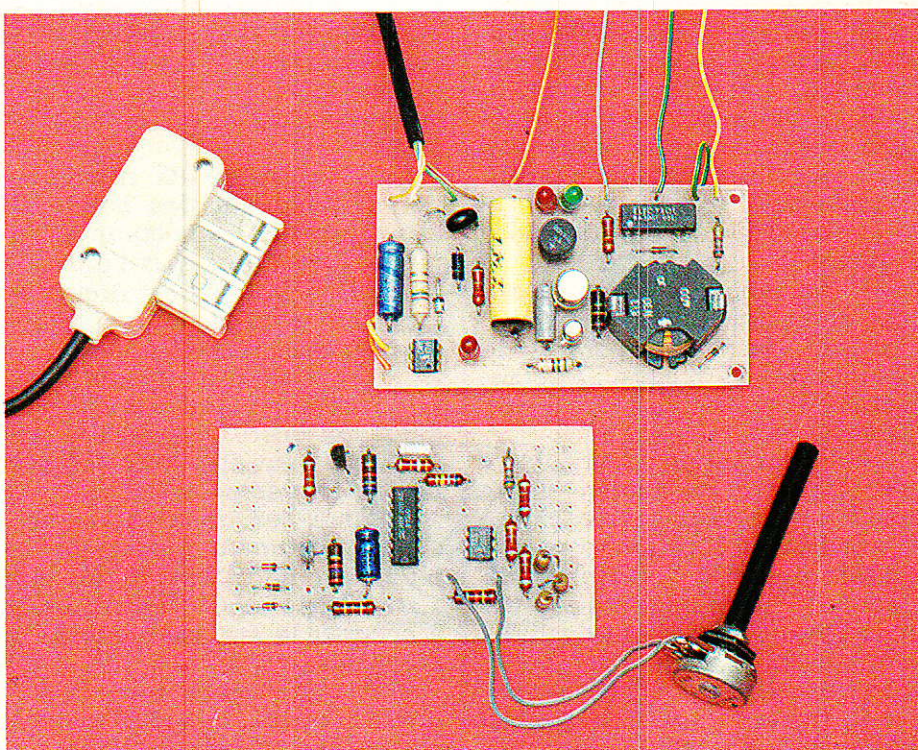


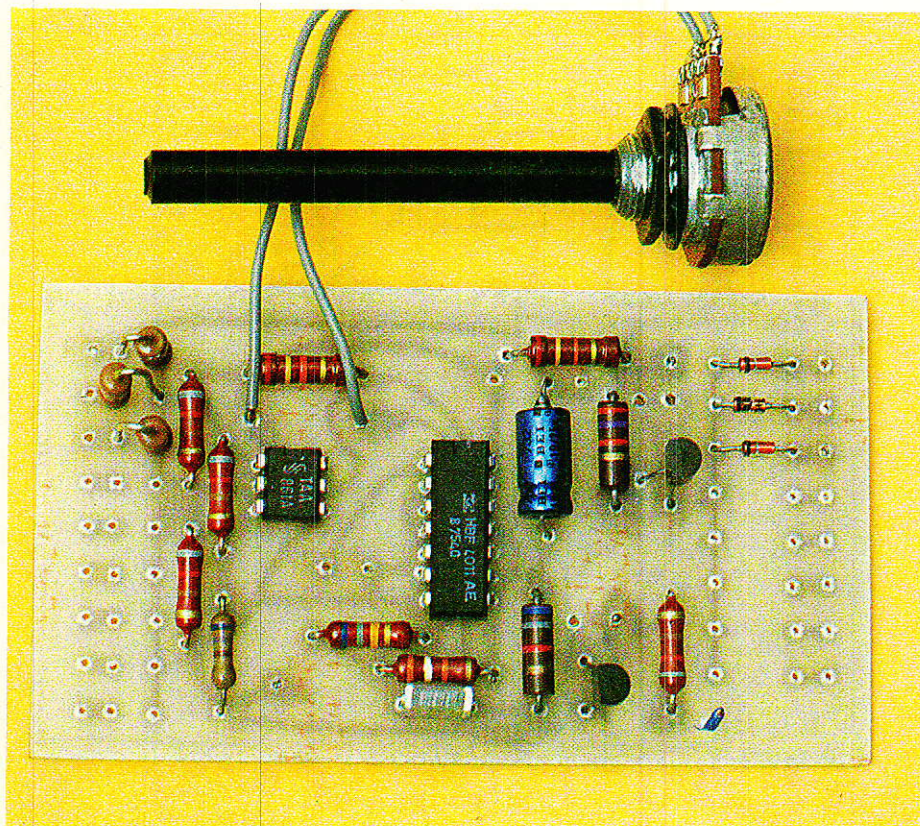
Figure 3

mutateur électronique : sa présence est liée à des questions de sécurité, et il ne fera pas le moindre bruit car il s'agit d'un modèle « reed » ou « ILS ». Rappelons que le transformateur est réalisé en bobinant deux fois 720 spires de fil émaillé très fin dans un pot

ferrite de dimension normalisée « RM 10 » et d'inductance spécifique 400 nH/sp² au maximum.

Sur le schéma de la **figure 1**, les points référencés « IL » sont reliés aux sorties de même nom du module « interface de ligne » : — IL1 et IL2 fournissent à l'au-





to-commutateur l'information de sonnerie émanant du réseau extérieur : un simple transistor suffit à faire sonner le poste intérieur choisi à cet effet. Eventuellement, un commutateur pourrait permettre de modifier fréquemment ce choix (positions jour et nuit par exemple). On notera enfin que ce circuit n'est à prévoir qu'en cas de « passerelle simple », ou sur réseau PTT : on l'ommettra purement et simplement en présence d'une « passerelle double », mais alors les deux autocommutateurs devront être adaptés.

— IL3 et IL4 doivent rejoindre la masse.

— IL6 assure la liaison « audio » entre les deux réseaux.

— IL5 transmet l'ordre de « bouclage » de la ligne : « décrochage » et numérotation en code décimal.

Cette information de « boucle » est élaborée au moyen d'une fonction logique un peu spéciale : le transistor T2 ne laisse passer l'ordre que si le compteur du module « commutation » est dans l'état 9 (demande de ligne extérieure).

La base de T2 doit donc rejoindre (à travers une résistance) la sortie n° 9 du 4017, et non la

sortie n° 9 du module commutation !

Pour effectuer ce raccordement, il faut débrancher ou enlever la résistance d'origine, afin de libérer le trou correspondant. Cette même sortie « 9 » du 4017 se trouve également reliée à l'entrée « inhibition » du compteur : ainsi, ce dernier n'avancera pas davantage, même pendant la composition d'un numéro sur le réseau extérieur. Seul un raccrochage général pourra le remettre à zéro.

Les impulsions de numérotation proviennent des points B1 des modules « joncteur » des postes concernés, par l'intermédiaire de diodes. Il est donc parfaitement possible de n'autoriser que **certaines postes** à accéder à la ligne extérieure : il suffit de ne pas câbler les diodes correspondant aux postes « à service restreint » : peut-être bien des économies en perspective !

Comme ces quelques composants ne tiennent que fort peu de place sur notre circuit de taille « standard », nous avons cherché à occuper la surface restante de façon utile.

C'est ainsi que nous avons prévu un petit montage capable de détecter le nombre de postes

décrochés en même temps, et offrant les services suivants :

— émission d'une tonalité lorsque plus de deux (ou trois selon réglage) postes sont décrochés ensemble : fonction « secret des conversations ».

— émission d'une tonalité lorsque le compteur est prêt à enregistrer un numéro (reconstitution de la « tonalité d'invitation à numéroté » des PTT, mais avec une fréquence différente.

Ces fonctions n'ont évidemment rien d'indispensable, mais améliorent le « standing » de l'installation. Les circuits correspondants sont câblés à part et pourront donc être omis si leur présence n'est pas souhaitée.

Signalons la possibilité consistant à laisser un poste (dit « de direction »), en dehors de ce circuit en ne raccordant pas la ligne B1 qui le dessert : ce poste pourra alors jouer les « tables d'écoute » en toute impunité, mais sera seul dans ce cas !

REALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la figure 4 pourra être câblé en totalité ou partiellement en se référant à la figure 5.

Le potentiomètre pourra être soit implanté sur la carte, soit placé en façade en cas de modification des modalités d'exploitation (deux ou trois postes autorisés à la fois).

On pourra également prévoir, pour la même raison, des interrupteurs sur les lignes B1 des postes autorisés « extérieur » ou affectés à la surveillance du réseau, voire les deux : voilà pourquoi la carte possède deux jeux distincts de pastilles « B1 » ! Associée au module « interface ligne » qui la complète, cette carte vient se raccorder très simplement en parallèle sur le système décrit dans notre précédent article.

Le connecteur de ligne se connectera pour sa part exactement comme un poste ordinaire, soit sur la ligne PTT, soit sur un accès du second autocommutateur.

En cas de raccordement au réseau PTT (après accord bien sûr !), nous vous conseillons de ne monter ce système qu'en « deuxième poste », le poste d'origine restant relié en parallèle.

N'oublions pas, en effet, qu'en cas de coupure de courant, nos postes « intérieurs » ne sonnent plus !

CONCLUSION (provisoire) :

Muni de ce dernier module spécifique, notre autocommutateur est maintenant complet ; il dessert le nombre de joncteurs prévus.

Notre série n'est cependant pas définitivement achevée : il nous reste à étudier diverses extensions, et en particulier la liaison par infrarouge permettant d'éviter la pose de lignes filaires lorsque cela poserait des problèmes insurmontables.

A très bientôt donc sur nos lignes !

Patrick GUEULLE

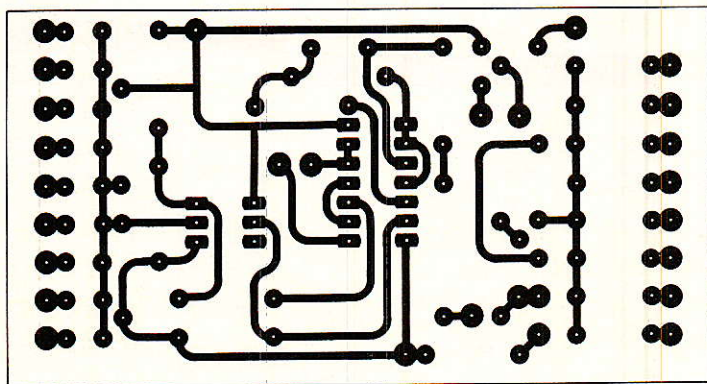
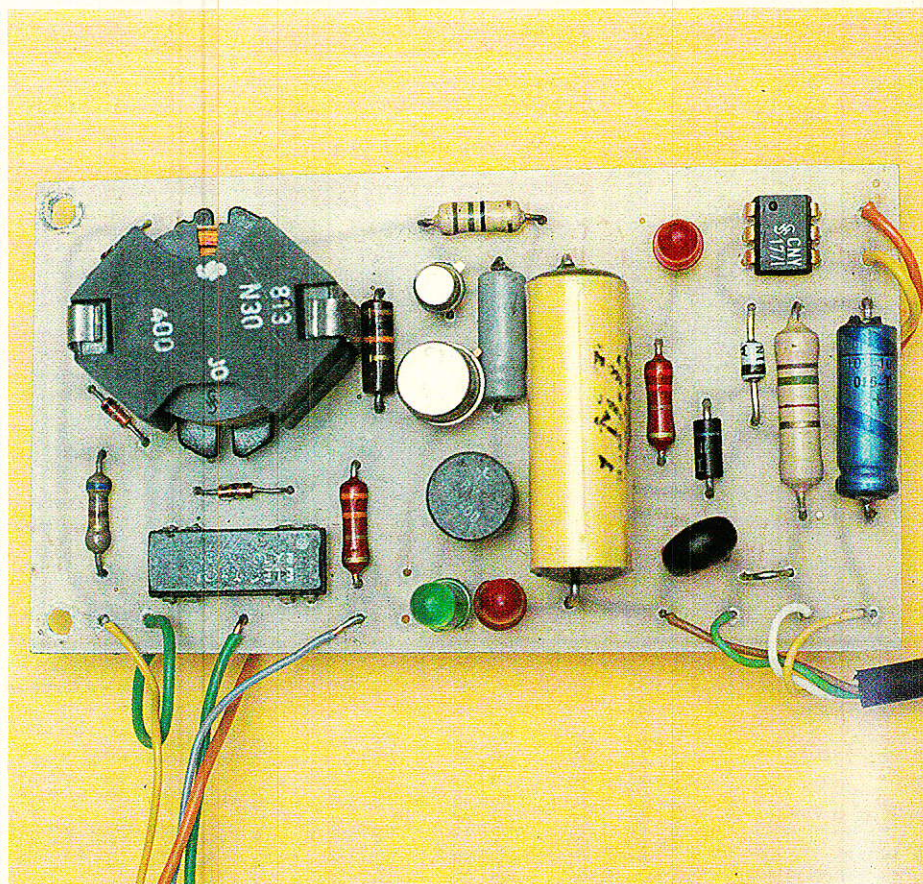


Figure 4

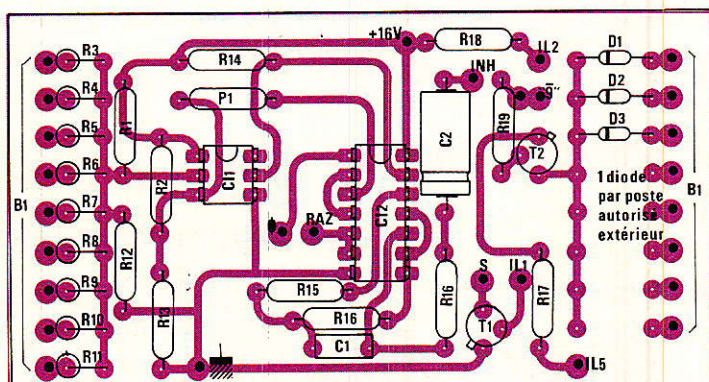


Figure 5

NOMENCLATURE

Module « tonalités et ligne extérieure »

Résistances 1/4 W, 5 %

R ₁ : 820 Ω	R ₁₅ : 680 kΩ
R ₂ : 820 Ω	R ₁₆ : 39 kΩ
R ₃ à R ₁₁ : 82 kΩ	R ₁₇ : 6,8 kΩ
R ₁₂ : 820 Ω	R ₁₈ : 22 kΩ
R ₁₃ : 680 Ω	R ₁₉ : 2,7 kΩ
R ₁₄ : 22 kΩ	R ₂₀ : 820 Ω

Potentiomètre

P₁ : 47 kΩ A

Condensateurs

C₁ : 47 nF, 250 V
C₂ : 10 μF, 16 V

Semi-conducteurs

D₁ à D₈ : 1 N 4148

T₁ : BC 107
T₂ : BC 107

Circuits intégrés

IC₁ : TAA 861 A ou équivalent
IC₂ : 4011

COMPTOIR DU LANGUEDOC

TRANSISTORS

AC	3.00	309	1.00	677	2.50	BU	12.00
126	3.00	311	1.00	678	2.50	108	12.00
127	3.00	313	1.50	680	7.00	125	13.00
128	3.00	318	1.50	683	3.00	208	15.00
180 K	4.00	321	1.00	684	3.00	326	9.00
181 K	4.00	327	1.20	686	8.00	406	6.00
187 K	3.00	328	0.80	688	6.00	408	6.00
188 K	3.00	337	1.20	689	6.00	500	15.00
AD	3.00	338	0.60	690	8.00	800	12.50
149	8.00	413 C	0.50	115	3.00	806	8.50
150	5.00	546	1.00	117	1.00	807	15.00
162	5.00	547	1.00	167	3.00	808	35.00
AF	5.00	548	1.00	173	3.00	810	3.00
25	3.00	549	0.95	177	3.00	811	2.50
126	3.00	556	0.80	179	4.00	812	2.50
127	3.00	557	0.80	180	4.00	813	2.50
BC	5.50	558	0.80	181	4.00	2955	4.00
107-AB	1.80	559	0.90	182	3.00	2N	2.00
108-AB	1.80	560	0.90	183	4.00	1711	2.00
109-AB	1.80	135	2.50	184	2.50	2219 A	2.00
143	2.00	136	2.50	185	2.50	2222 A	1.80
147	1.00	137	3.00	194	2.50	2369	1.50
159	1.00	138	3.00	195	2.50	2648	8.00
170	1.00	139	3.00	196	2.50	2905 A	2.00
171	1.00	140	2.00	197	0.55	2907 A	1.80
172	1.00	162	2.00	198	2.00	3053	2.50
173	1.00	163	2.00	199	2.00	3055 RCT	5.00
177	1.80	165	2.00	200	2.00	3055 MTC	8.00
212	1.80	237	2.50	245 C	2.50	3442	5.00
219	2.00	238	2.50	255	3.00	3771	4.00
205	1.00	239	3.00	259	3.00	3773	3.00
213	1.00	240	3.00	336	3.00	3819	3.00
237	1.50	337	3.00	337	3.00	4416	8.00
238	1.80	438	3.00	338	3.00	4881	2.00
239	1.80	675	2.50	494	2.00	4870	4.00
307	1.00	676	2.50	495	2.00		
308	1.00						

PROMOTION

BC 237	les 30 12.00	BF 199	les 30 10.00
BC 238 B	les 30 12.00	BT 233	les 30 12.00
BC 256 A	les 30 12.00	CV 1711	les 30 14.00
BC 307	les 30 10.00	2N 2222	les 10 10.00
BC 326	les 25 10.00	2N 2369	les 10 10.00
BC 413 C	les 30 10.00	2N 2905	les 10 12.00
BC 547	les 30 10.00	2N 2907	les 10 10.00
BC 548	les 30 10.00	2N 2907 to 92	les 10 10.00
BC 549	les 30 10.00	2N 3055 80 V	les 4 15.00
BC 557	les 30 10.00	2N 4043	les 30 10.00
BC 640	les 30 12.00	2N 5143	les 30 10.00

TH 124 TEXAS NPN, 300 V, 10 A, TOP 3	les 20 10.00
BP 101 élément capable de commutation	les 10 10.00
MS 2713 TO 92 NPN 20 V 0.2 A	les 20 10.00
MPS 131 unijonction	les 20 10.00
SPRAGUE TO 92 identique à BC 107	les 50 10.00
ITT FEI-EC 300 TO 18	les 10 10.00
Trans. TEXAS 300 mW, silicium PNP 30 V 0.3 A	les 40 10.00
BD 646 TO 220 NPN 60 volts 6 A	les 10 10.00
BD 829 TO 220 NPN 100 volts 1 A	les 10 10.00
BUX 48 TO 3 NPN 800 volts 15 A	les 10 10.00

BSR 51. NPN, 80 volts, 2 A	les 10 15.00
----------------------------	--------------

POCHETTES DE TRANSISTORS UHF	les 20 10.00
La super pochette 2 SA 933 S-BC 177	les 40 10.00
BF X 80 NPN T072 1.1 Giga	les 10 15.00
BR 91 3 Giga	la pièce 6.00

DIODES

BYM 36 = BY 227	1.50	1N 4001 à 1N 4007	0.25
BY 127	1.70	1N 4148	0.50
Diode germanium genre DA 950.60	200 V 3 A		1.50
LDR 03	15.00	200 V 6 A	1.50
1N 914 = BAV 10	0.30	100 V 30 A	5.00

DIODES EN POCHETTES

BB 121 IIT	les 50	10.00
3 A 400 V	les 10	5.00
2 A 100 V	les 10	4.00
1N 4001 ou équivalent	les 25	6.00

DIODES ZENER 1.3 W

2V 7 à 3 V	2.00	75 V à 150 V	2.00
4 V à 68 V	1.00		

PROMOTIONS			
Pochettes de 30 diodes Zener tension de 3.6 à 68 V			15 valeurs
La pochette de 30	12.00	Les 21 pochettes	20.00

LEDS ET AFFICHEURS

Rouge 3 ou 5 mm	0.80	Rouge 5 mm plate	1.50
Verte 3 ou 5 mm	1.00	Verte 5 mm plate	1.50
Jaune 3 ou 5 mm	1.20	Jaune 5 mm plate	1.50
Rouge 3 ou 5 mm		en pochette de 10	7.00
Verte 3 ou 5 mm		en pochette de 10	9.00
Jaune 3 ou 5 mm		en pochette de 10	9.00
Pochette spéciale de diodes leds panachees en couleur, en forme en demi-mètre les 30			15.00

mètre les 30	15.00
Pochette excepté de diodes Led 5 mm 3 oranges plates + 10 vertes plates + 10 rouges carrées	les 23 20.00
Super pochette Led rouge 3 mm	les 30 12.00
Pochette de Diodes super miniature 1 mm haute luminosité 10 rouges 10 jaunes	10.00
Diode émettrice infrarouge OP 132	2.00

Afficheurs 7.62 mm	11.00	Afficheurs 12.7 mm	12.00
TIL 312 AC	11.00	TIL 312 AC	12.00
TIL 313 AC	11.00	TIL 313 AC	12.00

FND 502 AC 7.65 mm	la pièce 4.00
Hewlett Packard 5802 CC 7.65 mm	la pièce 6.00
Hewlett Packard CC 20 mm	la pièce 10.00
Double CC 12.7 mm	la pièce 15.00

PONTS DE DIODES

1 A 200 V	2.00	5 A 200 V	8.00
3 A 200 V	6.00	25 A 200 V	15.00
0.1 A 100 V	les 20	1.00	les 10 12.00

THYRISTORS

TO 5, 1.5 A 400 V	5.00	TO 220, 7 A, 600 V	9.00
TO 92, BRY 55		les 10 10.00	
TO 220, 3 A, 400 V		les 5 10.00	

TRIACS

6 A 400 V, isolés	4.00	par 10	35.00
4 A 400 V, non isolés	3.50	par 10	30.00
8 A 400 V, non isolés	4.00	par 10	35.00

DIAC

DA 3, 32 V	pièce 1.50	par 5	6.00
------------	------------	-------	------

T.T.L. TEXAS

SN 74	7400 = 74 LS 00		
00	2.50	51	2.50
01	2.00	53	2.50
02	2.00	54	2.50
03	2.00	60	2.50
04	2.20	70	5.00
05	3.00	72	4.00
06	4.00	73	3.50
07	5.00	74	4.00
08	4.00	75	5.00
09	2.50	76	3.50
10	2.50	78	4.00
11	3.00	80	12.00
12	3.00	81	8.00
13	5.00	83	9.50
14	5.00	84	4.00
15	2.00	86	5.00
16	3.50	90	5.00
17	3.50	92	5.00
20	2.50	92	5.00
25	3.00	93	8.00
26	3.00	93	8.00
27	3.50	95	8.00
28	3.50	96	8.00
30	2.50	107	4.00
31	4.50	108	7.00
37	3.50	113	4.50
38	4.00	121	6.00
40	2.50	122	7.00
42	5.00	123	7.00
43	9.00	125	5.50
44	9.50	126	6.00
45	9.50	128	7.00
46	8.00	132	7.00
47	7.00	136	5.00
48	14.00	138	5.00
50	2.50	139	9.00

Photocoupleur

TEXAS TIL 112 2.00	
TIL 111 ou	
4 N 35	8.00

C. Mos

4000	2.00	4029	5.00	4073	3.00
4001	1.70	4030	4.00	4075	3.00
4002	2.00	4035	4.00	4077	4.00
4007	2.40	4040	8.00	4078	3.00
4008	9.50	4041	8.00	4079	3.00
4009	3.30	4042	11.00	4082	3.00
4010	4.00	4043	6.00	4093	5.00
4011	1.70	4044	7.50	4094	13.00
4012	3.00	4045	7.50	4098	5.00
4013	3.50	4047	8.00	4501	4.50
4015	2.80	4048	3.00	4503	5.00
4016	5.00	4050	4.00	4507	4.50
4017	5.00	4051	6.00	4508	28.00
4018	6.00	4052	6.00	4511	8.50
4019	4.50	4053	8.00	4512	2.50
4020	4.00	4060	8.00	4518	5.00
4021	7.50	4066	3.20	4520	7.80
4022	6.50	4068	4.00	4528	8.00
4023	2.40	4069	2.00	4538	12.00
4024	6.00	4070	2.50	4539	7.50
4027	5.00	4071	2.50	4585	7.50
4028	5.00	4072	2.50		

LINEAIRES SPECIAUX

LM 301	3.50	TBA 120	8.00
LM 308 H	5.00	TBA 800	7.00
LM 311	5.00	TBA 910	7.00
LM 380	11.50	TDA 2002	9.00
NE 555 8 pattes	4.00	TDA 2003	11.00
NE 555	4.00	TDA 2004	18.00
NE 556	4.00	TDA 3510	3.50
SO 41 P	15.50	TDA 2020	20.00
SO 42 P	16.50	TL 071	6.50
TAA 560	2.00	TL 072	2.00
TAA 651 B	9.00	UAA 170	35.00
		UAA 180	20.00

PROMOTION

741 8 p	les 4 12.00	555 8 p	les 4 12.00
74 L 00 N = 7400 N			les 10 15.00
TEXAS Circuit imprimé boîtier DUAL réf. 76023, Ampli BF, Aliment. de 10 V à 28 V, Puissance de 3 W à 8 W, Livre avec schéma et note d'application.	la pièce 5.00	les 2 pièces 9.00	
SESDO, ampli BF TDA 1100 SP, référence ESM 310 BP, puissance 10 W sous 14.4 V, protégé, auto-régulé, livré avec note d'application et typen ou circuit imprimé.	la pièce 20.00	les 10 pièces 30.00	
La pièce			6.00

SUPPORTS

8	14	16	18	20	22	24	28	40
0.80 F 1.00 F 1.00 F 1.50 F 1.50 F 1.50 F 2.00 F 3.00 F								
Support pour TBA 810 ou TBA 800								2.00
Support TO 66								la pièce 1.00
Support TO 3								la pièce 1.50
Support transistor à contacts								les 10 3.00
Support stéatite pour spot E27 fixation pour 2 vis								3.00

BOUTONS

Caillote alu $\varnothing$ 10 x 15 x 27 mm	3.50
Bouton pour potentiomètre à glissière	1.50
Alu satiné rond index de repère	
pour axe 6 mm $\varnothing$ 19 la pièce	1.50
pour axe 6 mm $\varnothing$ 40 la pièce	3.00

BOUTONS EN POCHETTES

Différents diamètres	la pochette de 20 10.00
Superbe bouton alu, présentation professionnelle, façade incurvée.	
$\varnothing$ 40 H 20 mm, la pièce 5.00	$\varnothing$ 20 H 20 mm, la pièce 2.50
$\varnothing$ 20 mm noir, index	les 10 10.00

FUSIBLES EN VERRE

Toute la gamme de 0.1 à 10 A			
Verre 5 x 20 rapide	0.80	Support panneau pour fusible	2.80
Verre 5 x 20 lent	1.20	Support panneau pour fusible	2.80
Verre 6.3 x 32 rapide	1.80	6.3 x 32	4.50
Verre 6.3 x 32 lent	2.50	Distributeur tension	2.50
Support pour circuit imprimé	1.20	110 - 220 V	
Fusible thermique température de fusion			
100° bleu	la pièce 1.50		
140° rouge	la pièce 1.50		

RÉGULATEURS DE TENSION

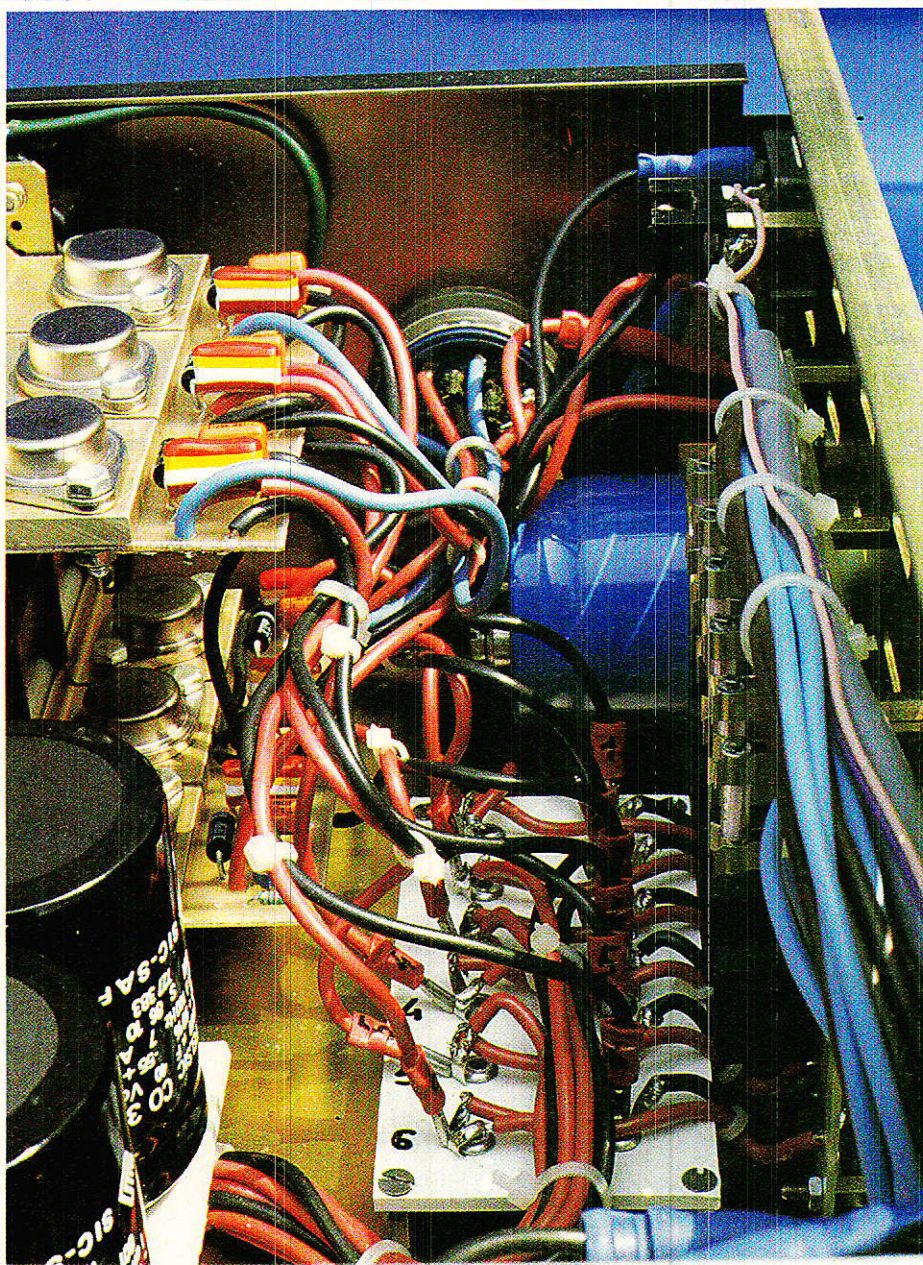
Positif 1.5 A	Négatif 1.5 A
5 - 8 - 12 - 15 - 18 - 24 V 5.00	5 - 8 - 12 - 15 - 18 - 24 V 5.00
L200 = TDA 0200 variable en U 0.3 V à 36 V en I de 0 à 2 A	
boîtier TO 220 protégé. Note d'application sur demande	10.00

PROMOTION

LM 317 variable	6.00
-----------------	------

RADIATEURS

Console AC ODDY (18^e partie)



L'hiver est fini depuis longtemps ! Il n'est donc plus utile de faire bouillir votre alimentation de laboratoire, pour profiter à la fois de notre console et de quelques calories supplémentaires. Nous vous proposons donc d'aborder ce mois-ci la réalisation du rack alimentation définitif.

«Aborder» seulement, car le sujet et l'entreprise méritent qu'on leur accorde une certaine attention. C'est ainsi que nous vous suggérons d'en détailler les structures dans ce numéro, et la réalisation pratique le mois prochain.

La constitution de cette alimentation sort en effet des sentiers battus et rebattus, à un point tel que certains de ses éléments vous sont peut-être inconnus, si l'électronique n'est que votre hobby. Si vous en faites profession, vous reconnaîtrez des pièces familières et sécurisantes. Tous les lecteurs devraient donc trouver leur compte dans ces lignes, car les solutions retenues peuvent s'appliquer à tous les domaines que notre Dame Electronique embrassent, sauf le «pocket».

Enfin, nous ferons quand même un peu de pratique, en mettant en place le bloc de «faces arrières», et en donnant le câblage.

Puisque vous êtes - ou allez être - en vacances, nous pouvons nous permettre de vous poser une question particulièrement sournoise : « Qu'est-ce qui est commun à toute réalisation électronique quelle qu'elle soit ?... Nous avons déjà quelques indices : « ça chauffe, il arrive parfois même que ça fume, c'est indispensable mais on en sous-estime trop souvent l'importance tant en volume qu'en intensité ». BRAVO ! Oui c'est bien de l'alimentation qu'il s'agissait, vous avez gagné le droit de lire RADIO PLANS le mois prochain, pour en construire une belle.

Ceux qui n'ont pas joué ont quand même gagné de ne pas mettre n'importe quoi DEVANT leur console. Et le transfo torique noyé dans la résine pour souffrir en silence ne sera pas proposé ici. Au contraire ! Certains trouveront peut-être les solutions retenues démesurées par rapport aux besoins, mais ce seront sans doute les mêmes qui font remembraner régulièrement leurs haut-parleurs !

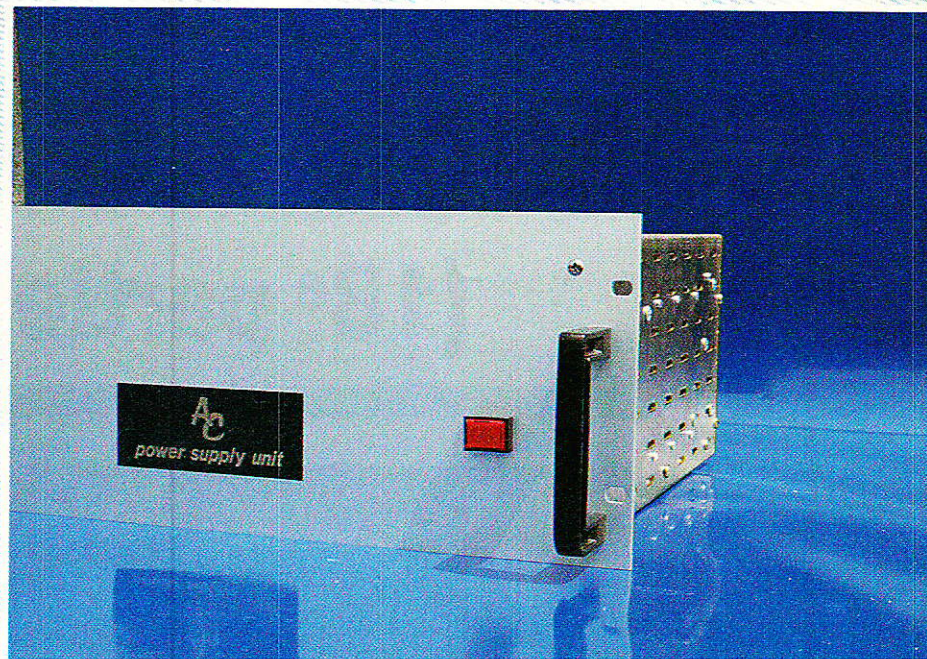
Voyons tout d'abord ce dont nous avons besoin.

Cahier des charges

Si l'on fait le récapitulatif des tensions que nous avons définies au fur et à mesure de la description des modules, on constate qu'il ne faut pas moins de trois alimentations symétriques et une simple, pour subvenir aux divers besoins.

1. La première que nous avons rencontrée était appelée AUDIO, et devait fournir $+15\text{ V}$, 0 , -15 V . Elle sert essentiellement à toutes les sections purement « préamplificatrices » des tranches d'entrée, et des voies écho et Master. Toutefois, pour les voies MICRO, il faut tenir compte des indicateurs de modulation. 1,5 ampère serait largement suffisant pour une vingtaine de tranches d'entrée.

2. Pour les étages de sortie, nous avons défini une autre alimentation dite « POWER ». On commence à la trouver dans les modules HD Power, Masters Lines OUT, et nous l'utiliserons encore pour les amplis de contrôle, et l'intercom. Ici, pour les 5 tranches de sortie prévues, un



petit ampère suffirait grandement. Cette alimentation doit, elle aussi, délivrer $+15\text{ V}$, 0 , -15 V .

3. Les indicateurs de modulation des voies d'entrées stéréophoniques puisent leur énergie d'une troisième alimentation symétrique, appelée « LIGHT », et délivrant $+12\text{ V}$, 0 , -12 V . Les circuits de commande des VU-METRES de sortie se raccordent aussi à cette source. Là encore, un ampère serait déjà luxueux.

4. Enfin, une alimentation simple de 0 , $+15\text{ V}$ sert à la fois aux voies de service (TC), et à nourrir

les gloutonnes LED des VUs de sortie (LED). De ces deux appellations, nous n'en conserverons qu'une : « TC ». Bien que ce soit la plus gourmande, cette ligne serait déjà solide avec deux ampères.

Ce récapitulatif terminé, il fallait prendre une décision importante : Quelle marge allions-nous laisser pour autoriser toute souplesse à la modularité ? Eh oui, le standard « ODDY théâtre » est souvent bouleversé par vos soins — et c'est bien le but que nous nous étions fixé en vous proposant un jeu de construction —, aussi faut-il envisager une ali-



mentation commune à la quasi-totalité des assemblages possibles !

Il faut aussi penser à la console MULTI qui viendra sucer son petit ampère par-ci, par-là. Bien qu'il soit prévu d'y appliquer les solutions retenues pour la version SONDY — surtout en ce qui concerne la visualisation —, il ne faut pas l'oublier, ni pénaliser ceux qui en ont retenu l'option.

Donc, après s'être gratté la barbe pendant des nuits et des nuits, l'auteur pense vous proposer une solution à la fois élégante et financièrement raisonnable. La voici...

par un transformateur spécialement bobiné, nettement moins coûteux qu'un assemblage de 4...

De plus, il sera possible de doubler encore l'ensemble, en montant un deuxième transformateur identique et l'électronique associée, le coffret acceptant cette surcharge, et le radiateur étant déjà prévu « pour ». Mais n'allons pas trop vite !

Un refroidissement des régulateurs par convection forcée est mis en place afin d'autoriser un fonctionnement en continu, 24 heures sur 24, pendant presque 4 années, avant qu'il soit nécessaire de remplacer le venti-

Et ceci s'applique à toutes les étapes de notre aventure commune : certains d'entre-vous attendent le dernier RADIO-PLANS traitant du sujet pour commencer. En discutant avec eux, il s'avère qu'en fait ils attendent que nous définissions leurs propres besoins ! D'abord ce n'est pas la fonction ni le désir de l'auteur, de les priver du moment privilégié qu'est la mise « à plat » de leurs propres désirs. Rappelez-vous, en janvier 1985, nous vous invitions au voyage mais vous laissions le choix de la direction et du budget...

On peut admettre de rêver sans avoir de besoin ou d'envie profonde, de même que l'on peut donner beaucoup sans partager...

Fin de la récréation ! Nous allons voir, si vous le voulez bien, les avantages qu'offrent les solutions retenues :

1 - Tous les cas de figures sont envisageables.

2 - Fonctionnement « non-stop » autorisé.

3 - La multiplication par deux de l'ensemble permet :

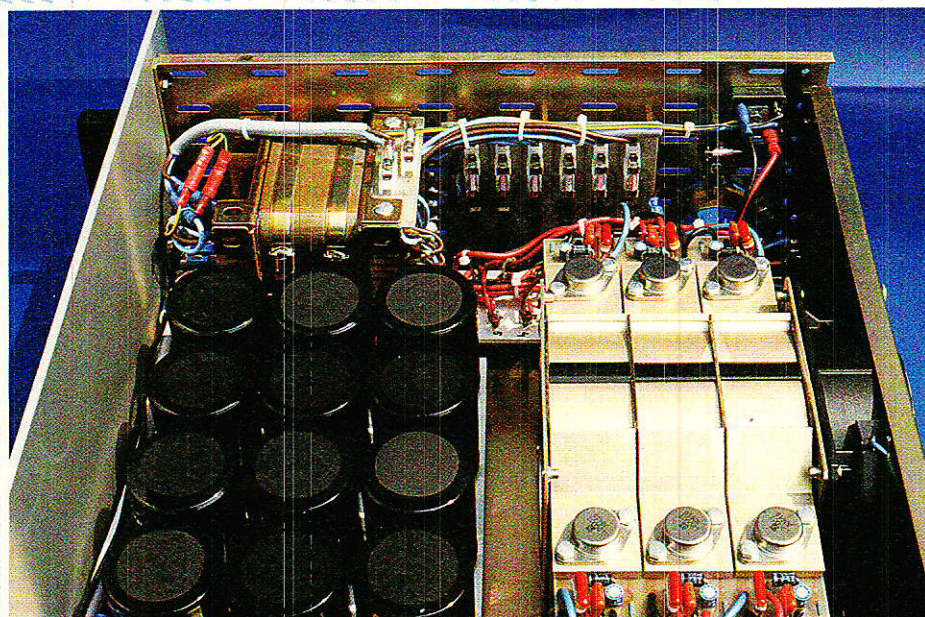
a) De commencer de façon économique sans avoir à tout remettre en cause par la suite.

b) De disposer en permanence d'une alimentation de secours totalement indépendante (il suffit de déplacer le câble de liaisons et d'allumer le deuxième circuit)

c) D'alimenter indépendamment la console de prise et remix, de la console multi.

d) D'envisager des extensions ou périphériques, sans trop craindre de frôler les limites admissibles.

4 - La qualité des composants utilisés, alliée à un surdimensionnement et à la convection forcée, font de cette pièce maîtresse un



Solution retenue

C'est un peu une alimentation modulaire : prévue pour être purement et simplement doublée, elle peut très bien n'être câblée qu'à demi en fonction des besoins ou des finances.

Expliquons-nous :

Nous nous sommes fixé tout d'abord les caractéristiques suivantes : + 15 V, 0, - 15 V « AUDIO », régulés, 2 A maxi.

+ 15 V, 0, - 15 V « POWER », régulés, 2 A maxi.

+ 12 V, 0, - 12 V « LIGHT », régulés, 2 A maxi.

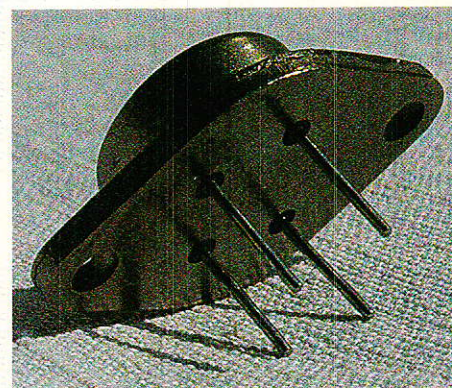
+ 15 V, 0, « TC », non régulés, 4,5 A maxi.

C'est environ le double de ce que nous avons évalué comme suffisant, mais nous verrons plus loin l'intérêt d'une telle manœuvre. Ces tensions seront délivrées

lateur (un bon conseil : n'attendez pas cette intervention pour prendre quelque repos !).

Les régulateurs, quant à eux, seront tous du même type, c'est-à-dire L200CT : au lieu de se procurer quatre ou cinq modèles spécifiques, il est plus économique d'envisager de tenir en stock une seule pièce, habilitée à supporter les conditions les plus rudes. Ainsi, en ayant d'avance un ou deux composants, peut-on se permettre de parer à toute éventualité.

Le premier tour d'horizon est fait, sans qu'une figure ou même l'ébauche d'un schéma soit venue illustrer nos propos. Pour sa part, l'auteur a (presque) toujours agit ainsi en premier : définir son cahier des charges et ses marges de sécurité, sur le papier, est une bonne approche vers la solution.



outil sûr, que l'on finira par oublier. En tous cas dont on ne craindra pas qu'il flashe !

5 - Un châssis au standard 19 pouces d'excellente facture habille et protège le tout de manière rassurante.

6 - Aspect non négligeable : le rapport qualité-prix est exceptionnel.

Examinons donc en détail les ingrédients de cette fameuse recette.

Le coffret

La première démarche que nous avons entreprise a été de trouver LE coffret idéal. En effet, contrairement à ce que l'on fait d'habitude (on construit un montage puis on l'habille), le coffret remplit ici la fonction principale de CHASSIS.

Qu'il soit joli ne pouvait être qu'un bonus, mais sa qualité première devait être avant tout la solidité : une fois complètement chargée, la maquette doit approcher les 5 kg !

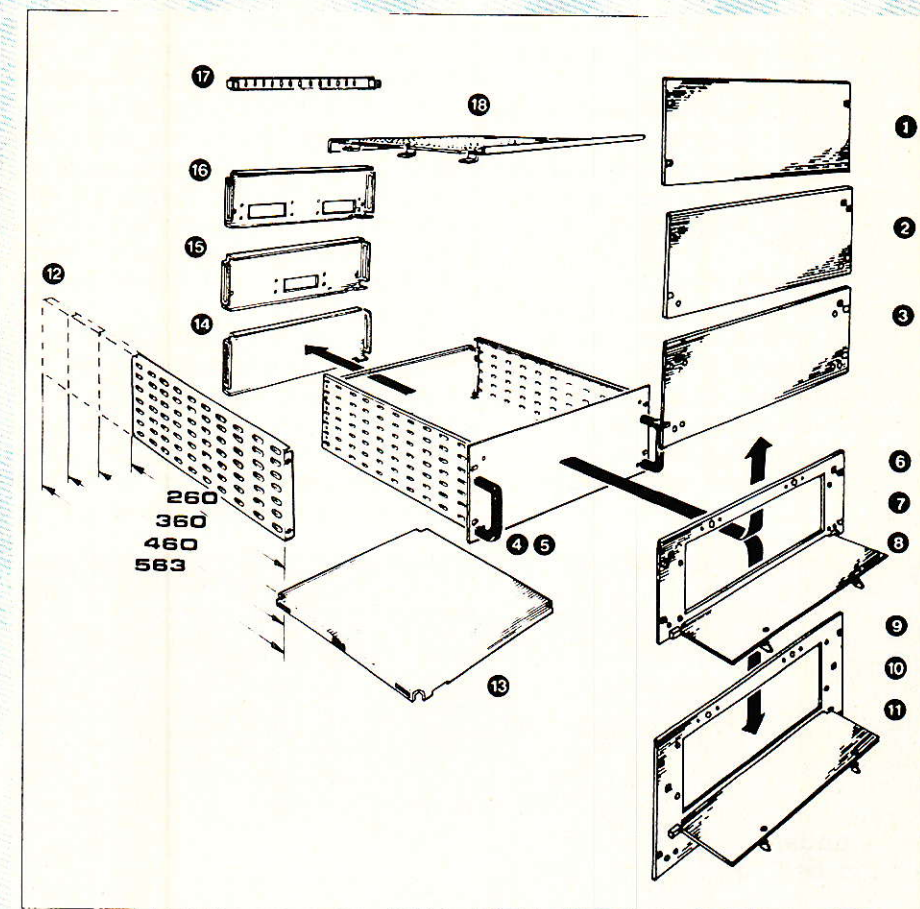
Nous avons choisi pour format, le désormais classique standard 19 pouces, en 4 unités et 360mm de profondeur. Restait à le trouver !

Comme il s'avère que toutes les personnes qui ont vu le modèle retenu se sont exclamées : «Il est magnifique, mais il a dû coûter une fortune», l'auteur tient tout de suite à vous rassurer à votre tour.

Pour environ 10 % de plus que les classiques châssis 19 pouces qui sont proposés à l'amateur, on dispose des avantages suivants :

Toutes les pièces sont disponibles séparément (**figure 1**), et ce dans les 4 standards de profondeur (260, 360, 460, 560), et de 2 à 12 U (le 1 U existe aussi mais fixé à 460 de profondeur). Si vous ajoutez à cela 3 types de plaque de fond, 5 de face avant, 3 choix d'aspect pour celles-ci (brute, peinte, et OAI - oxydation anodique incolore), plein d'accessoires et des gens sympathiques, vous avez dû reconnaître la célèbre firme TRANSRACK.

Comme vous, l'auteur pensait que de tels produits pouvaient aisément coûter au moins le double de ce que nous connaissons tous. Il n'en est rien, et jugez plutôt :



Châssis 19" Europe en pièces détachées :

- | | | |
|--|---|--------------------------------------|
| 1 Platine avec trous oblongs de fixation | 8 Platine à ouverture maximum avec panneau de fermeture, avec trous oblongs de fixation, avec perçages pour fixation de poignées et perçages standard pour fixation flasques. | 13 Plaque de fond montage horizontal |
| 2 Platine avec trous oblongs de fixation avec perçages pour fixation de poignées | 9 Platine à ouverture réduite avec panneau de fermeture, avec trous oblongs de fixation. | 14 Plaque de fond montage vertical |
| 3 Platine avec trous oblongs de fixation avec perçages pour fixation de poignées et perçages standard pour fixation flasques. | 10 Platine à ouverture réduite avec panneau de fermeture, avec trous oblongs de fixation, et perçages pour fixation de poignées. | 15 Plaque de fond, 1 découpe |
| 4 Poignées à blocage | 11 Platine à ouverture réduite avec panneau de fermeture, avec trous oblongs de fixation, avec perçages pour fixation de poignées et perçages standard pour fixation flasque | 16 Plaque de fond, 2 découpes |
| 5 Poignées sans blocage | | 17 Entretoise |
| 6 Platine à ouverture maximum avec panneau de fermeture avec trous oblongs de fixation. | | 18 Blindage supérieur |
| 7 Platine à ouverture maximum avec panneau de fermeture, avec trous oblongs de fixation et perçages pour fixation de poignées. | | |
| | 12 Flasques | |

Figure 1 : Quelques unes des possibilités offertes par les châssis Europe « Transrack ».

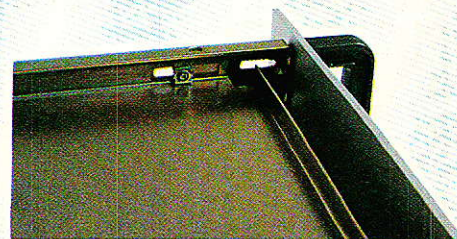
— Toute la tôlerie est en acier Zbi de 2 mm d'épaisseur (des vrais mm !)

— Les platines avant sont en AG3 de 4 mm (là aussi on voit la différence).

— Toutes les pièces sont indépendantes, et on peut assembler LE châssis qui correspond aux cas les plus particuliers : cloisons intérieures, fond surélevé (avis aux lampistes), accès par face avant basculante, poignées simples ou à verrouillage, blindage supérieur ajouré (en 1 mm cette fois), entretoises, porte-fiches,

broches pilotes + douilles, supports de câbles, etc.

Un vrai «MECANO» ! Pas de vis à tôle, mais de vrais boulons aux écrous prisonniers, et toutes



les pièces sont dans le colis, dans un état impeccable... C'est la première fois que ça arrive à l'auteur : acceptez sa surprise joyeuse et son envie de vous en communiquer la source !

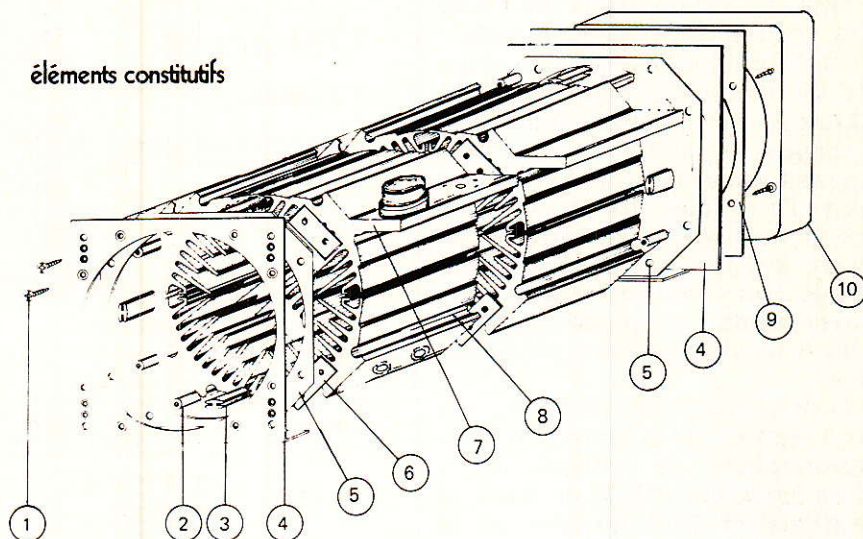
Nous ne parlerons pas du catalogue général de TRANSRACK, de peur que vous écriviez tous pour l'avoir : c'est un ouvrage superbement bien fait et si un catalogue est la carte de visite d'un fabricant...

TRANSRACK nous l'a fait parvenir gracieusement et nous l'en remercions. Mais soyez aimables - si vous souhaitez le posséder - de demander dans quelles conditions il peut vous être envoyé (c'est un livre que l'on évaluerait au bas mot à 100 F). En tout cas ce n'est pas un jouet. Merci pour eux !

Si vous commencez à paniquer - comme nous l'avons fait - en pensant aux multiples références à indiquer pour composer un coffret standard, calmez-vous : l'attention de la marque va jusqu'à définir les « classiques » par un seul code. Ainsi, le coffret complet que vous voyez en photo se commande ainsi : 22161 + blindage 20423 + 2 poignées 3U sans blocage 20172, et hop. Sympa non ?

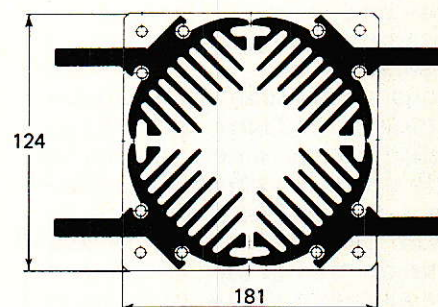
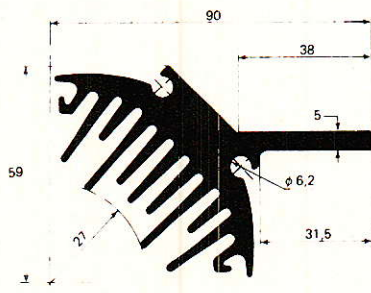
Nous allons laisser le beau châssis tout neuf jusqu'au mois prochain, en souhaitant vous avoir transmis notre joie, à la découverte de ces bons produits. Les fabricants oublient trop sou-

éléments constitutifs



Eléments constitutifs

- 1 - 16 vis V212 6 ou V801-6
- 2 - 8 entretoises V212 5 ou V801 5 - longueur à la demande
- 3 - x isolateurs ISO 5
- 4 - 2 flasques V212-3 ou V801 3 - V212-4 ou V801-4
- 5 - 2 isolateurs V212-2 ou V801 2
- 6 - x isolateurs V212 1 ou V801 1 suivant le nombre d'éléments
- 7 - x refroidisseurs REF 212 ou REF 801
- 8 - x refroidisseurs REF 212 A ou REF 801 A *
- 9 - 1 joint en polyuréthane
- 10 - 1 ventilateur



Z en °C/watt en convection forcée

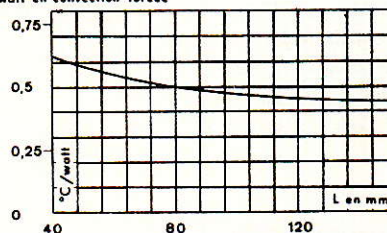


Figure 2

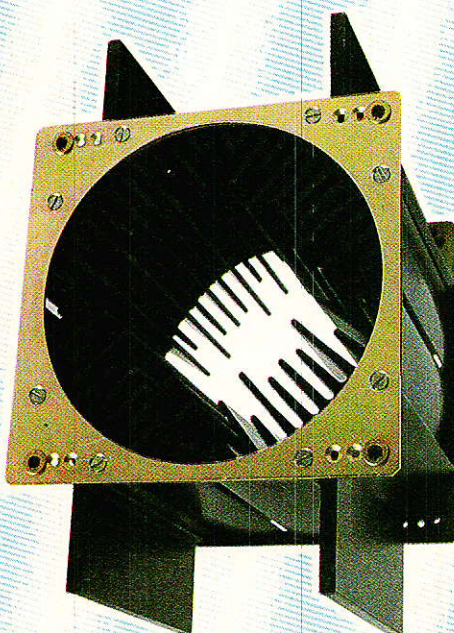
vent que le jeune amateur deviendra grand, et qu'il sera peut-être promu à un poste important, plus tard ! LUI se souviendra de l'accueil qu'on lui réserva lorsqu'il n'était qu'un « bricolo »...

Après le châssis, il fallait résoudre le problème du radiateur et de la convection forcée. Une fois de plus, RADIO-PLANS l'a fait pour vous, suivez le guide, attention à la marche.

Le couloir de ventilation

Plongeons donc ensemble dans le « trou noir » de la « radiatorisation » !

Il serait peut-être utile de rappeler les deux avantages principaux liés à la ventilation : plus faible encombrement des radiateurs, et stabilisation thermique des composants de puissance.



Nous ne vous l'avons peut-être pas encore dit, mais complète - c'est à dire doublée - notre montre ne comporte pas moins de 12 régulateurs. Aussi faudrait-il envisager - en ligne - un radiateur « passif » d'environ un mètre de long. Pour fixer les idées, nous avons adopté l'équivalent de 60 cm linéaires, plus ventilation. Le résultat tient dans un volume correspondant à un peu plus de 3 dm³, la stabilité thermique en plus.

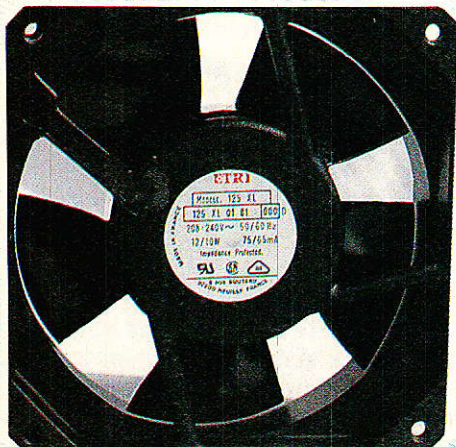
Pour résoudre le côté pratique de l'affaire, nous avons retenu l'assemblage de profilés aluminium modulaires V212 couplé aux ventilateurs ETRI, mondialement réputés.

Le **figure 2** définit les possibilités d'emploi du module 212. On se reportera aux photographies pour en sortir l'assemblage choisi, qui se positionnera parfaitement dans notre rack 4U (V212.4).

Comme les photos le détaillent, chaque portion de profilé représente 1/4 du « tunnel », et comporte une ailette réservée au montage du semi-conducteur de puissance.

Nous formerons donc notre « couloir » à l'aide de 12 éléments : quatre « pour fermer le cercle », et ce sur trois « tranches ». Chaque tranche étant de 35 mm par boîtier TO3, la longueur du tunnel est de 105 mm soit - sans ventilateur ni flasques - 165 mm.

L'intérêt du système est de rendre chaque « secteur » totalement indépendant électriquement, ce qui évite de monter les boîtiers des régulateurs, avec le sempiternel kit composé de mica



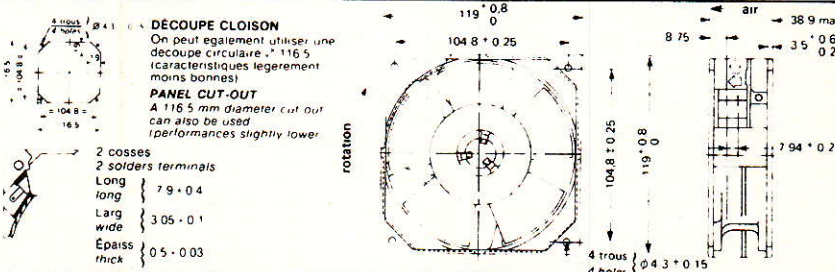
ETRI série 125

REFERENCES:

- Version roulements à billes } 125 LG 01 Δ
- Ball-bearing version } 125 XR 01 Δ
- 125 XR 51 54 . 100 C
- 129 XR 01 Δ Helice inverse Impeller reverse pitch
- 125 XL 21* Δ
- Paliers lisses } 125 LG 21* Δ
- Sleeve bearing } 125 XR 21* Δ
- 129 XR 21* Δ Helice inverse Impeller reverse pitch
- Isolement et traitement code 11 uniquement pour version paliers lisses*
- Insulation and finish according to code 11 only for sleeve bearing version*
- Sortie par cosse
- Connection by solder terminals
- Homologue UL/CSA
- UL and CSA approved
- Sur demande Homologue VDE-Δ
- VDE approved version available on request Δ
- 129 XR 01/21 } Ce mode de construction n'est réalisé que sur commande
- } This requirement is always produced to specification

Figure 3 : Caractéristiques des ventilateurs série 125 et des accessoires.

ACCESSOIRES
ACCESSORIES
PROTEGE-DOIGTS
FINGER-GUARD
9601 43
CORDON
D'ALIMENTATION
PLUG AND CABLE
9603-05
FILTRES
FILTERS
a mailles
métalliques
with metal mesh
96 125
a mal filtrantes
with filter mat
96 152 96 302
96 322
JOINT
GASKET
9501 16
(Page 26)

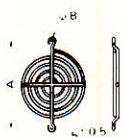


CARACTERISTIQUES/CHARACTERISTICS

Reference Model number	Alimentation Supply		Vitesse nominale (mm) Nominal speed (R P M)	Débit max Max delivery (l/s)	Pression statique max Max static pressure (mmH2O)	Bruit Noise		Pour débit max For max delivery	Intensité rotor bloqué Locked rotor current (mA)	Échauf. Moteur Motor temp (Δθ°C)	Poids Weight (kg)	
	Hz	V				~	dB (A)					S I L
125 XL 01	50/60	115 208 240	1 600 1 700	25 26 5	2 2	32 35	26 29	12 10	135 115 75 65	145 125 90 75	35 30	0 72 ⁵
125 XL 21	50/60	115 208 240	1 600 1 700	25 26 5	2 2	29 31	25 26	12 10	135 115 75 65	145 125 90 75	35 30	0 72 ⁵
125 LG 01	50/60	115 208 240	2 200 2 400	34 39	4 7 4 8	38 40 5	33 36	16 13	200 160 110 90	260 160 140 120	50 40	0 72 ⁵
125 LG 21	50/60	115 208 240	2 200 2 400	34 39	4 7 4 8	36 39 5	32 34 5	16 13	200 160 110 90	260 160 140 120	50 40	0 72 ⁵
125 XR 01	50/60	115 208 240	2 800 3 300	45 53	10 12	44 48	38 41 5	16 15	200 180 125 105	310 260 170 150	45 35	0 72 ⁵
125 XR 21	50/60	115 208 240	2 750 3 250	44 51 5	9 5 11 5	43 47 5	37 5 41 3	16 15	200 180 125 105	310 260 170 150	45 35	0 72 ⁵
125 XR 51	50/60	115 208 240	2 800 3 300	45 53	10 12	44 48	38 41 5	16 15	200 180 125 105	310 260 170 150	45 35	0 72 ⁵

PROTEGE-DOIGTS
FINGER-GUARDS

REFERENCES
9901 43
12601 43
12001 43



Pour ventilateurs hélicoïdes : 75 84 88 108 114 et 145
 Réalisation en tôle d'aluminium, protection nickelage
 chromage
 For axial fans with impeller diameter: 75 84 88 108 114 145
 Material: copper plated steel wire
 Finish: chrome plated

REFERENCE	2601	43	9901	43	9601	43	12001	43
ence			84					
mpeller diameter	75		88		114		145	
A	101		116.3		105		162	
interieur								
B	4.3		3.5		4.3		4.3	

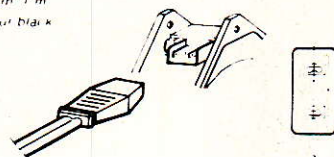
**CORDON D'ALIMENTATION
PLUG AND CABLE**



Pour ventilateurs helicoïdes avec sorties par cosse
2 conducteurs PVC 30% prise spéciale
Longueur 1 m
Couleur noire



For axial fans with connection by terminals
2 leads with special plug construction PVC 80°C
Length 1 m
Colour black



et canons isolants ! L'échange thermique entre boîtier et radiateur s'en porte mieux, et le « monteur » aussi...

C'est ainsi que l'on peut attendre 0.65° C/W de ce système (résistance thermique boîtier-radiateur), si l'on prend soin de bien le monter. A titre d'exemple, la simple interposition d'une feuille de mica - suivant son épaisseur et la présence ou non de graisse - augmenterait de 0.2° à 1.3° C/W.

Pas de mica du tout et de la graisse silicone autorisent l'exploitation maximale des performances du radiateur.

Un nombre important d'éléments viennent intervenir sur le résultat réel. Par exemple, un radiateur non ventilé perd 20 % de ses capacités s'il est monté horizontalement, et l'on constate qu'en forçant l'évacuation de l'air chaud, on domptique plus facilement le point d'équilibre optimal.

Trop souvent, on n'accorde de crédit qu'aux seules performances des semi-conducteurs, en oubliant totalement les conditions dans lesquelles ils peuvent les fournir. Que nos jeunes lecteurs fixent dans leur mémoire la simple constatation suivante : une automobile est prévue pour fonctionner longtemps à condition qu'on respecte la présence d'eau dans le radiateur, et ce, quelle que soit la puissance du moteur ! Cela peut sembler simpliste et un peu ridicule, mais nous avons trop souvent vu des jeunes qui achetaient un jeu de lumière du commerce très bon marché, puis trois ou quatre triacs 20 A, et qui souhaitaient - par le simple échange de ces composants -, « tirer » 4000 W par voie ! C'est oublier purement et simplement la température maximale de jonction admissible. Cela fait penser aux puissances annoncées pour les enceintes HI-FI et mieux encore, celles de voiture : quand on dit à l'auteur qu'on a acheté deux baffles trois voies de 80 W pour mettre sur la plage arrière, il ne s'étrangle plus, ne se fâche plus mais répond qu'on lui a mis deux fers à repasser de 1000 W chacun, mais qu'il va bientôt le changer pour des plus puissants encore, et à vapeur.

De notre ensemble réfrigérant, il reste à parler du ventilateur, car sans lui le remède serait pire

que le mal : sans circulation d'air, notre beau radiateur serait minable, surtout monté comme il est, c'est-à-dire à l'horizontale.

Le modèle utilisé est employé dans les ordinateurs du monde entier et l'on bénéficie à la fois de la qualité, et d'un coût raisonnable dû à la production en grande série. Nous nous sommes arrêtés au 125 XL 01 (voir **figure 3**), pour son excellent niveau de bruit - 32/35 dB - Ses autres caractéristiques sont les suivantes : le moteur est du type asynchrone à cage, avec bague de déphasage. Les paliers sont à roulements à billes et graissés à vie (on peut compter sur 50 000 heures en fonctionnement 12/24, et 30 000 en 24/24). Les matériaux utilisés pour sa fabrication sont essentiellement l'alliage d'aluminium et le polycarbonate, ce qui se traduit entre autres, par une grande légèreté (725 grammes). Le débit par seconde est de 25 litres pour une consommation de 12 W. L'alimentation se fait en 220 V alternatif et les deux cosses prévues peuvent recevoir un câble muni d'une fiche spécialement adaptée. Parmi les accessoires, on dispose d'un cache protège-doigts, qui sert aussi d'enjoliveur, car il faut découper dans le châssis une forme carrée aux coins cassés, (si

l'on veut obtenir le meilleur rendement du ventilateur), et exploiter le système dit à détente brusque, mis au point par le fabricant.

Parmi les astuces d'utilisation, nous en avons appris une que nous allons vous transmettre sous forme de devinette : pourquoi est-il préférable d'aspirer l'air dans un radiateur tubulaire, plutôt que de le souffler ? La réponse est illustrée à la **figure 4** : l'air étant poussé perpendiculairement aux pales de l'hélice - qui sont bien entendu inclinées - on crée en soufflant une zone moins bien ventilée, ce qui est gênant surtout pour les petites longueurs. En aspirant, par contre, le couloir est entièrement balayé, et cette zone trouble disparaît.

Nous n'en avons pas parlé, mais il est évident que le modèle choisi s'adapte parfaitement au radiateur V212-4.

Pour information, il existe deux modèles que nous avons mis à l'essai, avant d'arrêter notre choix sur le plus lent donc le plus silencieux. L'autre, 125 XR01, débite 44 litres par seconde, mais consomme 16 W et donne 44 dB de bruit.

Pour les cas extrêmes (pays chauds), il serait envisageable de monter un deuxième XL à l'autre

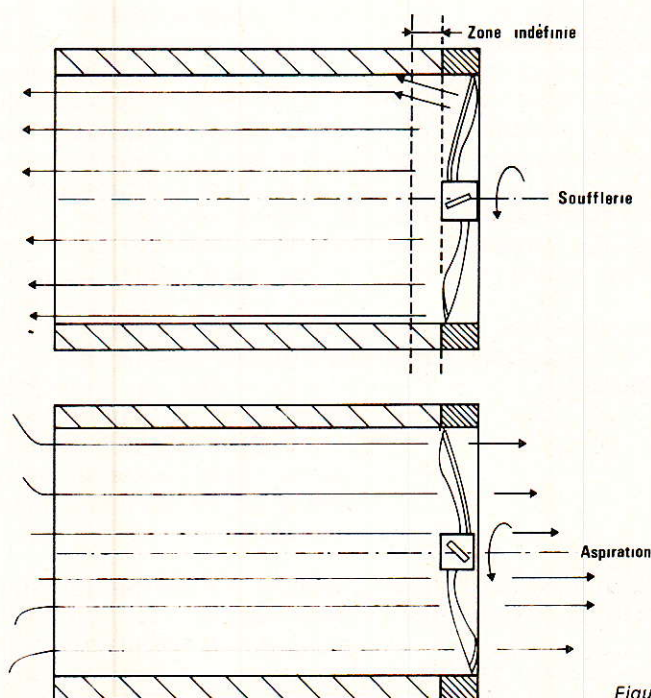


Figure 4

extrémité du couloir, et d'en commander la mise en route par un capteur monté sur le radiateur.

Voilà, nous vous avons présenté la mécanique, voyons maintenant les éléments actifs.

LE TRANSFORMATEUR

C'est un modèle sérieux, double « C », imprégné, à faible rayonnement, haut rendement, et d'encombrement acceptable, que nous avons fait bobiner spécialement, afin qu'il fournisse les tensions suivantes :

4 enroulements de 15 V, 2,5 A

2 enroulements de 12 V, 2,5 A

1 enroulement de 11 V, 4,5 A

Les photos vous montrent le premier prototype, auquel nous avons apporté quelques modifications mineures.

Le primaire est fixé à 220 V, mais il serait éventuellement possible de se procurer un double enroulement 110 V sur demande. Nous en reparlerons le mois prochain.

En cas de doublage, il faudra se procurer deux pièces identiques. Nous avons pensé au début faire bobiner une grosse bête qui aurait donné les 14 tensions, mais si cela coûtait moins cher que l'assemblage, c'était à la fois forcer le portefeuille de ceux qui n'en avaient pas besoin, et perdre la souplesse de l'allumage indépendant. Ainsi, le seul excès reste un boîtier plus grand. C'est tout, car si votre décision est prise de vous arrêter à une seule, vous n'achèterez que 8 sections de radiateur au lieu de 12. Si vous réservez votre choix, vous n'investirez qu'une centaine de francs pour être prêts à toute éventualité.

Et si vous montiez plus tard un amplificateur de puissance dans la moitié inutilisée ?

Choix des régulateurs

C'est le point qui fait souffrir le plus votre serviteur, il peut bien vous l'avouer.

En effet, entre les tensions positives, négatives, de 15 V ou 12 V, et des intensités de 2 A, il y avait de quoi hésiter entre des

régulateurs fixes (mais il s'arrête souvent à 1,5 A, ou supportent mal le court-circuit franc et prolongé, en tout cas il fallait se procurer 4 modèles différents), et les régulateurs ajustables (genre 317-337, mais cela faisait encore deux modèles à approvisionner)... Bref, la discussion fut âpre et longue, mais les tests aidant, les fumées convaincantes, et les disjonctions parfois tellement efficaces qu'elles restaient définitivement bloquées, nous dûmes nous rendre à l'évidence que l'excellent produit était rare.

Il faut avouer que si les cobayes avaient pu se venger des souffrances infligées, il y aurait de grandes chances pour que ces lignes soient écrites depuis un nuage (de fumée) et que l'auteur ventile sa propre alimentation grâce à deux ailes magestueuses implantées nouvellement dans son dos... On peut rêver, non ?

Les conditions de test étaient en effet infernales ; Tout d'abord, pour s'échauffer, un petit ampère pour tout le monde pendant 5 heures (chaque régulateur était monté sur un radiateur indépendant d'environ 1 dm², sans ventilation). Tout le monde était encore là, mais le régulateur positif fixe, et les premières victimes apparurent : plus de régulateur fixe positif, plus essoufflé que les autres. On passa donc à 2 A pendant 1 heure et un régulateur programmable (négatif), n'est pas revenu à - 15 V, mais - 13,5 V. Après l'avoir réajusté à - 15 V, nous avons mis en route une machine infernale : un oscilateur activant un relais et faisant varier la consommation entre 0 et 2,5 A toutes les 2 secondes environ. Comme nous n'avions qu'un seul relais double inverseur, nous avons assisté à l'holocauste, avec deux voltmètres complices. Deux morts et un blessé : plus de régulateur fixe positif, ni d'ajustable positif, l'ajustable négatif ayant décidé de se transformer en régulateur fixe à 1,2 V... Et il était content le bougre !

Bref, il ne restait en lice qu'un fixe négatif très chaud, et un petit malin programmable, insolemment tiède. Dans son immense bonté, l'auteur rendit sa liberté au fixe négatif, s'acharna sur l'insolent ! La

machine infernale fut bricolée pour autoriser 2,5 A — court-circuit..., puis 5 A — court-circuit..., puis court-circuit permanent pendant 1 heure...

C'est titubant et trempé de sueur que l'auteur abandonna. Toute la nuit il eut de mauvaises pensées : « Si je lui met 380 V en IN et que j'exige 5 V, 10 A en OUT, il devrait craquer... »

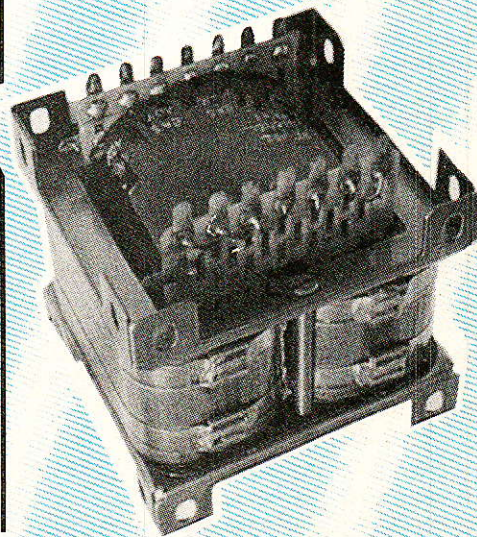
Le lendemain matin, il décidait de vous conseiller le L200CT de SGS, vainqueur toutes catégories (nous n'en avons pas tué un seul sur les deux soumis à la question).

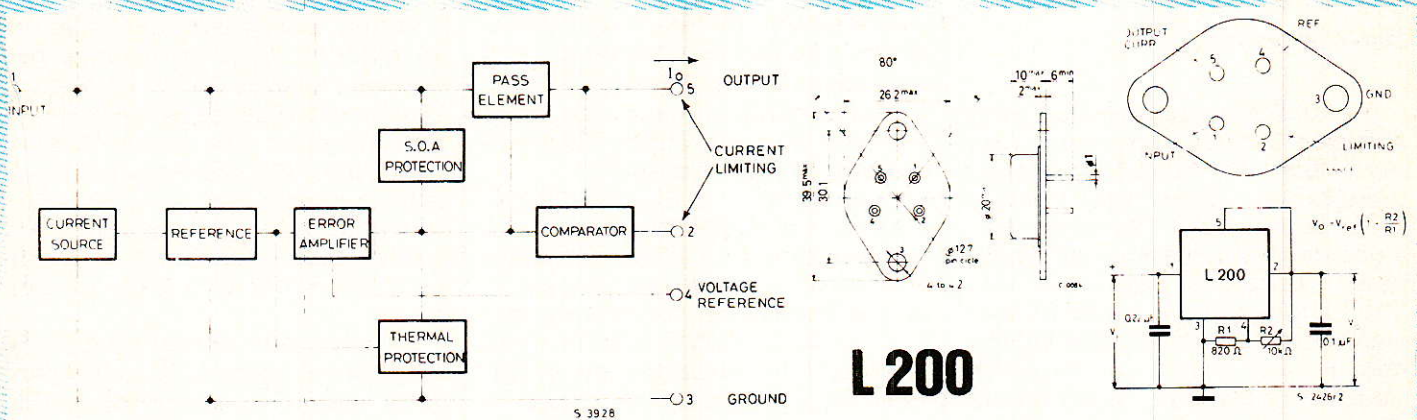
Ses caractéristiques principales sont données figure 5 et nous attirons votre attention sur le boîtier T03 à 4 pattes. Il faudra donc faire attention au perçage mais le jeu vaut bien la chandelle !

Nous n'en dirons pas plus, car nous avons des comptes à rendre à la société protectrice des régulateurs intégrés, et de surcroît, nous sommes vexés... Peut-être qu'avec 15 000 V à l'entrée et...

Conclusion provisoire

Vous connaissez maintenant un peu mieux les pièces que nous utiliserons le mois prochain. Nous avons essayé de ne pas rendre trop triste cet abord technologique afin que vous puissiez en tirer le meilleur parti pour vos réalisations personnelles. Comme vous avez pu le constater, la mise en œuvre d'une alimentation sérieuse engendre le même cheminement que l'élaboration d'un amplificateur de puissance destiné à vivre longtemps.





ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_i	DC input voltage	40	V
V_{i1}	Peak input voltage (10 ms)	60	V
ΔV_{i-o}	Dropout voltage	32	V
I_o	Output current	internally limited	
P_{tot}	Power dissipation	internally limited	
T_{stg}	Storage temperature	-55 to 150	°C
T_{op}	Operating junction temperature for L200C for L200	-25 to 150 -55 to 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
-----------	-----------------	------	------	------	------

VOLTAGE REGULATION LOOP

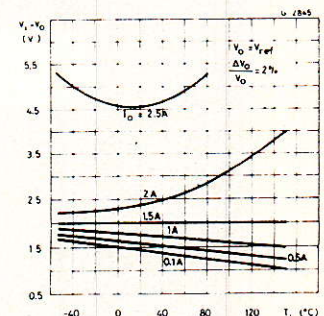
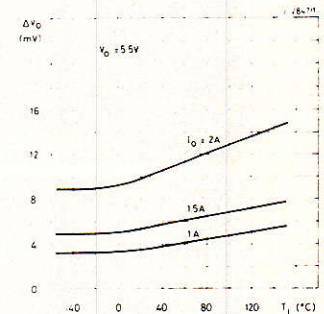
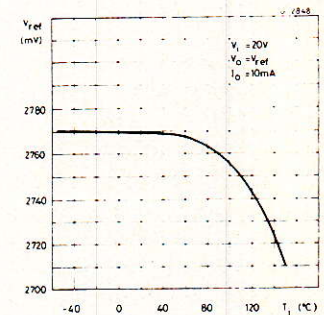
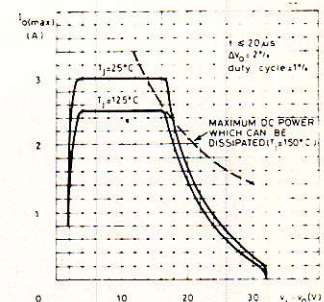
I_d	Quiescent drain current (pin 3)	$V_i = 20V$		4.2	9.2	mA
e_N	Output noise voltage	$V_o = V_{ref}$ $B = 1 \text{ MHz}$ $I_o = 10 \text{ mA}$		80		μV
V_o	Output voltage range	$I_o = 10 \text{ mA}$	2.85		36	V
$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	Voltage load regulation (note 1)	$\Delta I_o = 2A$ $\Delta I_o = 1.5A$		0.15 0.1	1 0.5	% %
ΔV_{I-o}	Droopout voltage between pins 1 and 5	$I_o = 1.5A$ $\Delta V_o \leq 2\%$		2	2.5	V
V_{ref}	Reference voltage (pin 4)	$V_i = 20V$ $I_o = 10 \text{ mA}$	2.65	2.77	2.85	V
ΔV_{ref}	Average temperature coefficient of reference voltage	$V_i = 20V$ $I_o = 10 \text{ mA}$ for $T_j = -25 \text{ to } 125^\circ C$ for $T_j = 125 \text{ to } 150^\circ C$		-0.25 -1.5		mV/ $^\circ C$ mV/ $^\circ C$
I_4	Bias current at pin 4			3	10	μA
$\frac{\Delta I_4}{\Delta T \cdot I_4}$	Average temperature coefficient (pin 4)			-0.5		%/ $^\circ C$
Z_o	Output impedance	$V_i = 10V$ $I_o = 0.5A$ $V_o = V_{ref}$ $f = 100 \text{ Hz}$		1.5		m Ω

CURRENT REGULATION LOOP

V_{sc}	Current limit sense voltage between pins 5 and 2	$V_i = 10\text{V}$ $V_o = V_{ref}$	0.39	0.45	0.51	V
$\frac{\Delta V_{sc}}{\Delta T \cdot V_{sc}}$	Average temperature coefficient of V_{sc}		0.03			%/°C
$\frac{\Delta I_o}{I_o}$	Current load regulation	$V_i = 10\text{V}$ $I_o = 0.5\text{ A}$ $I_o = 1\text{ A}$ $I_o = 1.5\text{ A}$ $\Delta V_o = 3\text{V}$	1.4 1 0.9			% % %
I_{sc}	Peak short circuit current	$V_i - V_o = 14\text{V}$ (pins 2 and 5 short circuited)		3.6		A

Note 1): A load step of 2A can be applied provided that input-output differential voltage is lower than 20V (see fig. 1).

Note 2): The same performance can be maintained at higher output levels if a bypassing capacitor is provided between pins 2 and 4.



Bref interlude

Il faut être conscient que nous sommes actuellement en pleine révolution de l'audio (grâce au numérique), mais que c'est la seule depuis 1960 ! De cette date à nos jours, il n'y a eu « qu'évolution ». Tout ceci pour vous dire que l'analogie bien aimée et bien conçue, n'est pas encore morte, mais il serait temps que les générations d'avenir acceptent d'écouter la Vérité : c'est ELLE que l'on code, et non l'IDÉE que l'on s'en fait !

Quand on égalise un studio soi-

gneusement et que l'on y enregistre que des synthétiseurs, des percussions digitalisées, et des guitares électriques, où se situe le retour aux références ? Et quelles sont les références ?

Si on admire un BLANC-FRANCARD, un LEHNER, etc., aux commandes d'un PCM, on oublie trop souvent qu'ils ont une expérience analogique formidable, qui fait qu'ils SAVENT tirer le meilleur parti de ces nouvelles machines. Ce sont des gens capables de reconnaître un bon violoncelle dans les mains d'un mauvais violoncelliste, ne vous y trompez pas !

Aussi, ami passionné, exploitez le meilleur, mais ne tombez pas dans ses pièges ! Et ils sont nombreux, les plus dangereux étant la froideur et pire encore la dévitalisation. Ne lobotomisons-pas la vie sonore ! Non, tous les chanteurs ne débloquent pas votre noise gate plombé à - 20 dB, pour se stabiliser à zéro-vu, peignards.

Écoutez une bonne chanteuse d'opéra — même si la manœuvre vous exaspère — et essayez d'en rentrer le message sur bande. Quand vous serez perdu entre le bruit propre de la bande et les aiguilles des VUs en guidon de

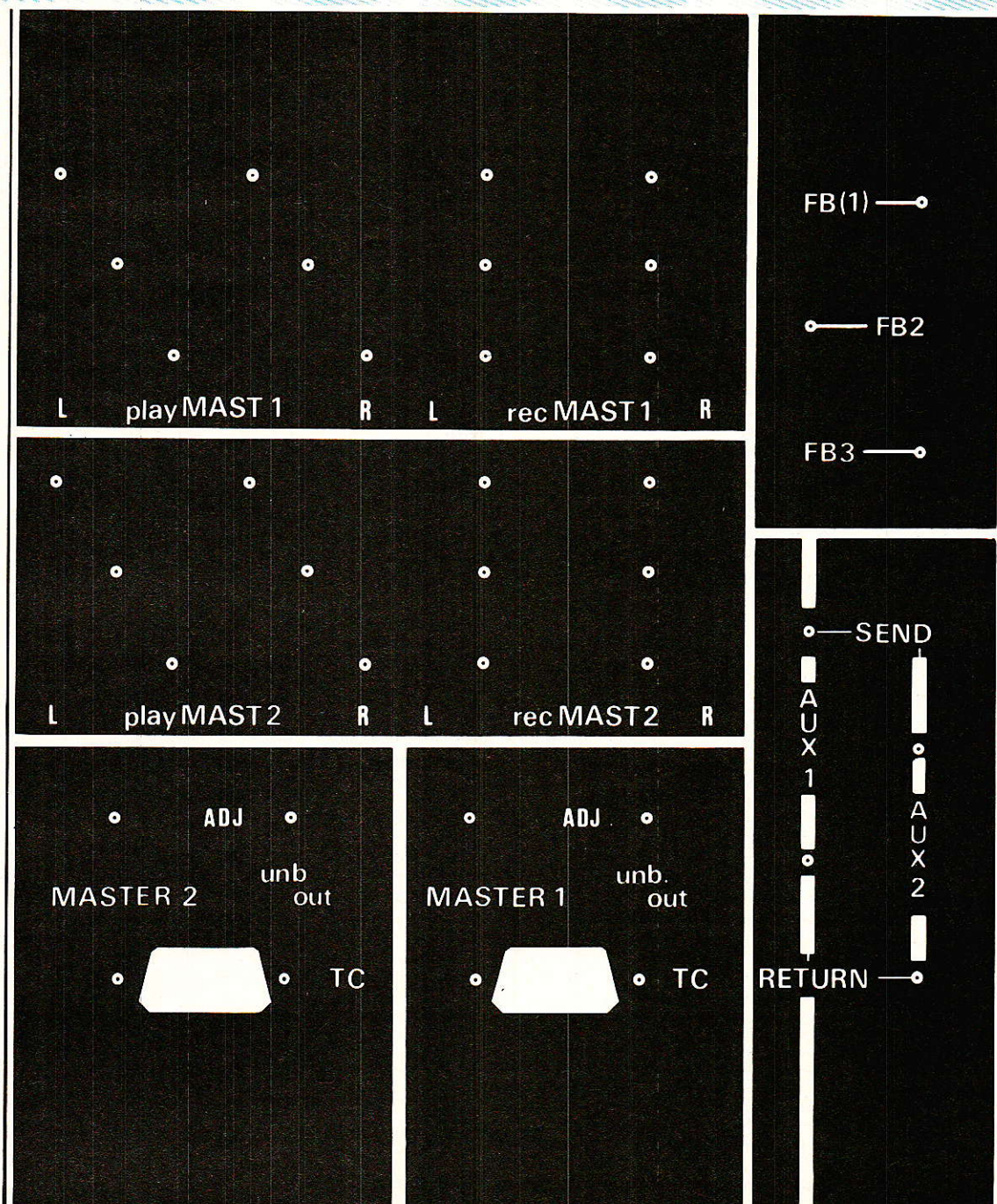


Figure 6

vélo, vous connaîtrez enfin une autre forme de vérité, et n'en reviendrez pas blanc comme neige !

Et un silence « vivant » fait un autre « bruit » que la lecture d'une bande amorce...

L'A.D. face arrière

Mais non ce n'est pas une face arrière analogique-digitale, mais l'Avant Dernière face arrière ! Celle qui vous manque le plus et qui regroupe tous les accès définis les mois derniers, ainsi qu'un peu d'avance sur le futur.

Son aspect est visible à la **figure 6**. Il saute aux yeux que cette fois le standard de 50 mm par tranche, n'est plus respecté.

Nous avons bien 150 mm pour trois tranches mais le découpage est différent de ce que nous avons adopté jusqu'alors.

En fait, les 6 zones correspondent respectivement à :

1. Master 1 : sorties enregistrement et retours lecture.
2. Master 1 : télécommande + sorties asymétriques ajustables.
3. Master 2 : sorties enregistrement et retours lecture.
4. Master 2 : télécommande + sorties asymétriques ajustables.
5. Sorties Casques : FB (1), 2 et 3.
6. Entrées-Sorties : AUX. 1 et 2 (ECHOS).

Certaines des prises mises en place sur cette face arrière ne sont pas encore totalement exploitables.

C'est le cas pour les RETURN 1 et 2, il ne nous manque que les

étages tampons inverseurs, avant de rejoindre l'organisation déjà définie (module Echo Return, Masters 1 et 2, etc.). Ces amplis seront situés sur les cartes de la tranche 6.

Les retours PLAY des magnétophones Master 1 et 2, rejoindront le canal d'écoute et de contrôle (toujours tranche n° 16), mais il nous a semblé judicieux de ne pas disperser les liaisons relatives à chaque machine.

C'est pour des raisons de place que nous avons décidé d'aligner horizontalement les connexions des magnétophones, contrairement à ce que vous attendiez sans doute. Il était impossible de caser côte-à-côte les 4 XLR D3F de PLAY.

Mais en fait cela ne devrait pas poser de gros problèmes, car la sérigraphie sépare bien clairement chaque zone.

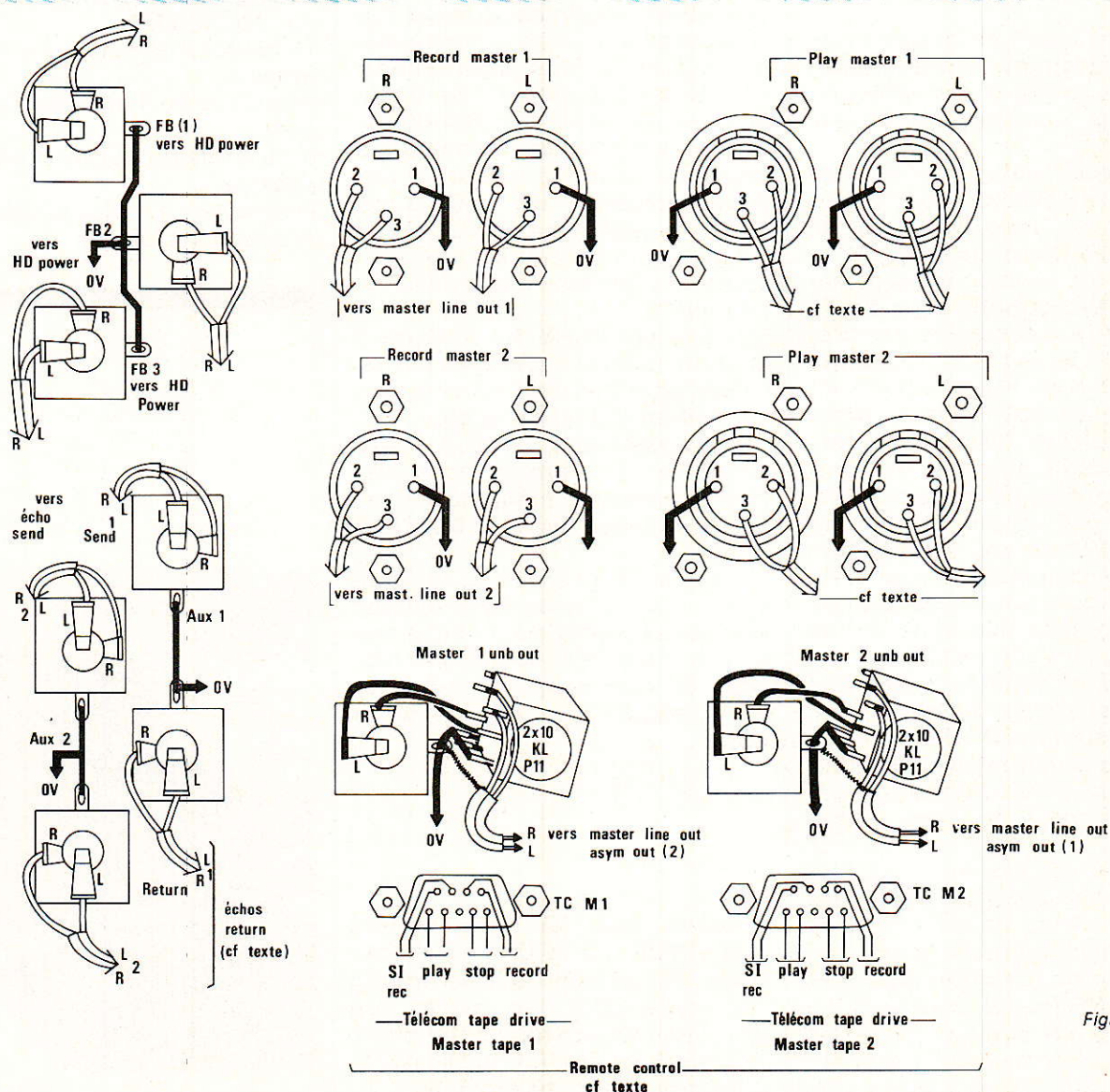


Figure 7

Si vous jetez un coup d'œil sur la nomenclature des pièces utilisées pour cette face arrière (en fin d'article), vous constaterez que tous les jacks sont des modèles stéréos : ils seront utilisés comme tels, les lignes symétriques se réservant les XLR. Il faudra donc à chaque mise en place d'un câble, faire bien attention à ne pas intervertir les voies droites avec les gauches, et vice et versa...

De plus, on constate dans cette nomenclature, la présence de 2 fiches mâles SOURIAU FDE09P64 bien connues. Profitez de cet achat pour vous procurer les femelles (FDE09S064) et les petits capots correspondants, afin d'être prêt à constituer les câbles de télécommande adaptés à vos machines.

Le câblage

Il mérite qu'on lui accorde une certaine attention afin de ne pas avoir à supporter les désagréments dus à des erreurs de liaisons.

La **figure 7** récapitule les opérations à effectuer. On s'y reportera tout au long des compléments d'informations suivants.

Toutes les connexions proviennent des tranches 13, 14 et 15.

On pourra commencer par tirer toutes les lignes 0 V. Celle qui joint les sorties FB sera provisoirement reliée au 0 V commun des alims AUDIO et POWER : comme l'alim POWER distribue les dernières tranches de notre console, il n'est pas prévu de circuit imprimé BUS. Nous en effectuerons le regroupement plus tard, c'est pourquoi nous vous demandons de prévoir une ligne 0 V de 65 cm environ pour les FB.

Les câbles blindés véhiculant ces modulations rejoignent le module HD Power. Pensez toujours à laisser une boucle suffisante à la sortie du module par l'avant (comme pour les autres modules).

Pour les connexions AUX 1 et 2, il faut distinguer les SEND des RETURN. Nous avons choisi ce type d'appellation, car il est plus « parlant » en insertion que IN et OUT : SEND (envoi) correspond à une sortie de signaux (vers les entrées d'une chambre à échos) ; RETURN, à une entrée de

signaux en provenance des sorties de cette même chambre à échos.

Les lignes SEND nous attendent naturellement sur le module ECHO SEND. Les RETURN, quant à elles, sont encore incomplètes (voir plus haut...). Là aussi, il faudra prévoir des fils de 65 cm soigneusement repérés, mais il sera possible de les connecter provisoirement aux bus RETURN actuels : Seule une inversion de phase différenciera du résultat final, mais sans grande conséquence. Nous avons déjà parlé de ce problème. Toutefois, il faut garder à l'esprit que le SON résultant d'un écho soustractif est différent d'un écho additif. Tout rentrera bientôt dans l'ordre voulu !

Les XLR affectées aux prises RECORD des Master tape, sont en fait les sorties asymétriques des MASTER LINE OUT.

Les sorties asymétriques de ces mêmes modules arrivent, par l'intermédiaire d'un potentiomètre double, à leurs jacks respectifs. Il faudra couper de 5 mm environ les axes des sfernice si l'on veut mettre les mêmes boutons que nous. La valeur de ces potentiomètres est de 2 fois 10 k Ω , contrairement aux 2 fois 4,7 k Ω annoncés (c'est uniquement un problème d'approvisionnement).

Les prises PLAY des Masters 1 et 2 recevront aussi des fils de 65 cm, que l'on roulera soigneusement en attendant mieux...

Les deux fiches SOURIAU sont destinées à servir d'accès aux télécommandes magnétophones mises en place dans les MASTER AUX.

Le câblage proposé ici est indicatif : vous pouvez faire comme bon vous semble, pourvu que vos câbles REMOTE soient en rapport. Si vous adoptez une autre configuration, prenez soin de la noter...

Services

Cette fois, la face arrière « MASTER 1.2 AUX » est disponible. Rappelons qu'il est inutile de commander les pièces qui n'ont pas encore fait l'objet d'une description dans RADIO PLANS : elles ne seraient pas livrées.

Conclusion

Tenez-vous prêts à relever les manches le mois prochain ! De la pratique, il y aura, soyez-en certains. En attendant, rechargez vos batteries aux ultra-violets...

Jean Alary

NOMENCLATURE

4 fiches XLR D3M
4 fiches XLR D3F
9 jacks châssis stéréo (sans coupure)
2 potentiomètres 2X 10 k Ω
SFERNICE P11
2 boutons pour axe de 6 mm (RITTEL)
2 fiches mâles SOURIAU réf. FDE09P064
16 boulons de 3 mm, vis à tête fraisée
4 boulons de 3 mm, vis à tête plate
6 vis à tôle de 4612,7 (fixation au châssis)
Prévoir aussi 2 fiches FDE09S064 + capots (cf. texte).



Les asservissements linéaires

5^e partie : amélioration des performances

La conception de tout servomécanisme, doit satisfaire aux impératifs dont nous avons déjà parlé. Il convient de rechercher la rapidité de réponse à un signal d'entrée, ainsi que la précision, tout en garantissant la stabilité, c'est-à-dire en interdisant au système d'entrer en oscillations. Divers procédés de contrôle, faisant intervenir des circuits de correction, permettent d'optimiser les performances : contrôle proportionnel et dérivé, contrôle proportionnel et intégral, ou contrôle proportionnel intégral et dérivé, combinaison des deux premiers. Nous étudierons ces procédés d'abord sur les asservissements de position (servomécanismes élémentaires), avant de les élargir à des systèmes quelconques. Il nous restera, pour finir, à montrer comment on réalise pratiquement les circuits correcteurs : ce sera l'objet du prochain (et dernier) article théorique consacré aux asservissements linéaires.

Servomécanisme élémentaire

Nous savons que sous sa forme générale, pour un asservissement quelconque, la fonction de transfert en boucle ouverte, $T(p)$, peut se mettre sous la forme :

$$T(p) = \frac{\zeta}{p^\alpha (1 + \tau_1 p) (1 + \tau_2 p) \dots}$$

où α caractérise le type de l'asservissement, et où le degré du dénominateur correspond à l'ordre du système.

L'asservissement de position, le plus fréquent, peut se schématiser comme indiqué à la figure 1. La grandeur d'entrée est l'angle de rotation θ_e du potentiomètre P_1 ou, ce qui revient au même, la tension de commande u_e . La grandeur de sortie est l'angle θ_s dont tourne la pièce mobile com-

mandée (antenne de radar ou parabole de réception d'un satellite, affût d'artillerie, etc.), donc l'axe du potentiomètre de rétroaction P_2 . Nous supposons ramenés en sortie tous les couples d'inertie, dont la résultante est notée J , et toutes les forces de frottement, notées F .

Pour un tel asservissement, la fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme :

$$T(p) = \frac{\theta_s(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{\zeta}{p(1 + \tau p)}$$

où K désigne le gain statique, et τ la constante de temps du système mécanique. On en déduit la fonction de transfert $F(p)$ en boucle fermée, avec retour unitaire :

$$F(p) = \frac{\theta_s(p)}{\theta_e(p)} = \frac{T(p)}{1 + T(p)} = \frac{\zeta}{p(1 + \tau p) + \zeta}$$

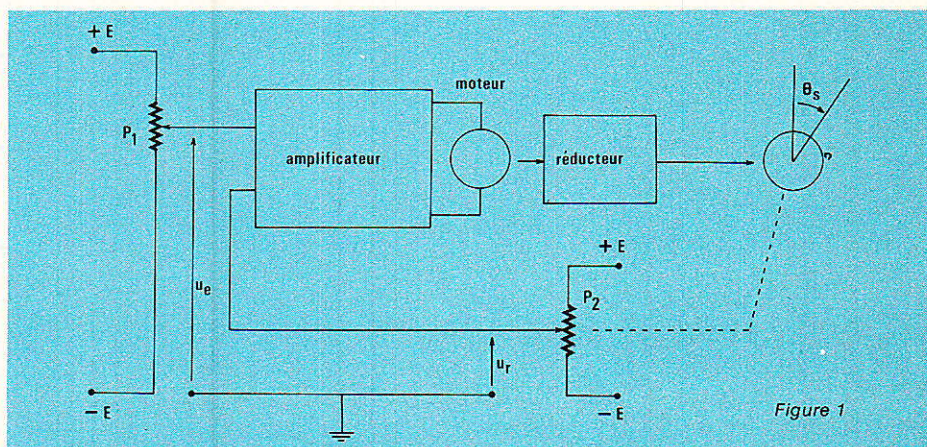


Figure 1

Posons :

$$\omega_0^2 = \frac{\zeta}{\tau} \text{ et } 2 m \omega_0 = \frac{1}{\tau}$$

On peut alors écrire $F(p)$ en fonction des paramètres ω_0 (pulsation propre) et m (coefficient d'amortissement) :

$$F(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2 m \omega_0 p + \omega_0^2}$$

Réponse à un échelon de position

L'étude de la réponse de la fonction précédente à un échelon, est classique. Nous reviendrons à la variable t (le temps), et distinguerons trois cas, illustrés par les différentes courbes de la figure 2.

Si $m = 1$, la réponse $y(t)$ s'écrit :

$$y(t) = 1 - e^{-\omega_0 t} (1 + \omega_0 t)$$

Ce régime, pour lequel les deux pôles sont confondus sur l'axe réel, est dit « régime critique ». Il n'y a pas de dépassement, mais la réponse est trop lente pour convenir à des applications pratiques.

Si $m > 1$, l'équation caractéristique offre deux racines réelles, et la fonction $y(t)$ prend une forme exponentielle. La réponse devient encore plus lente, donc sans intérêt pratique.

Le cas $m < 1$, conduit à des oscillations de pseudo-période $T = 2 \pi / \omega$, et d'amplitude exponentiellement décroissante. On observe donc des dépassements ($D_1, D_2, \dots$ sur la figure 2), mais une réponse plus rapide. Le dépassement dépend du paramètre m . A peine sensible pour $m = 0,7$, il atteint 50 % pour $m = 0,2$. On adopte généralement des dépassements de 30 à 50 % de l'échelon d'entrée, ce qui conduit à choisir :

$$0,2 < m < 0,5$$

Notons que le coefficient d'amortissement m peut être déterminé à partir de la réponse, relevée expérimentalement, à un échelon unité. Soient en effet D_1 et D_2 (figure 2) les deux premiers dépassements. On a :

$$\frac{D_1}{D_2} = e^{-\frac{2 \pi m}{\sqrt{1 - m^2}}}$$

d'où il est facile de tirer, en passant aux logarithmes népériens :

$$m = \frac{\frac{1}{2 \pi} \operatorname{Log}_e \frac{D_1}{D_2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2 \pi} \operatorname{Log}_e \frac{D_1}{D_2} \right)^2}}$$

Réponse harmonique

On peut représenter, en utilisant des graduations logarithmiques pour la pulsation réduite ω / ω_0 , l'amplitude A et la phase φ de

la réponse en régime permanent : c'est le diagramme de Bode, que nous avons étudié dans un précédent article de la série (voir la présente figure 3).

En appelant $u = \omega / \omega_0$ la pulsation réduite, l'amplitude devient :

$$A = \frac{1}{\sqrt{(1 - u^2)^2 + 4 m^2 u^2}}$$

On observera un pic de résonance dans la courbe d'amplitude, si la dérivée de A s'annule, ce qui intervient pour :

$$u^2 = 1 - 2 m^2$$

Un tel pic ne peut donc exister que si $1 - 2 m^2 > 0$, donc si,

$$m < \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,7$$

Contrôle proportionnel et dérivé

Comme annoncé en entrée, nous étudierons d'abord les divers procédés de contrôle dans le cas du servomécanisme élémentaire. Considérons (figure 4) la courbe d'erreur (différence entre la sortie réelle et la sortie souhaitée) pour un échelon de position en entrée. On peut exprimer cette erreur en fonction de la réponse à l'échelon ; il vient :

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= \theta_1 - \theta_s(t) \\ &= A e^{-m \omega_0 t} \sin(\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

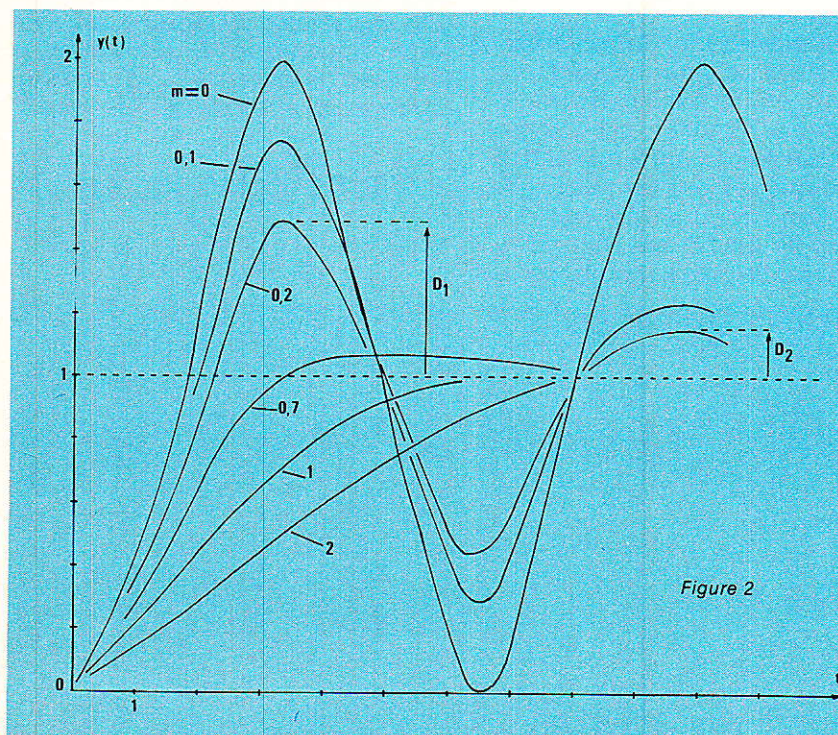


Figure 2

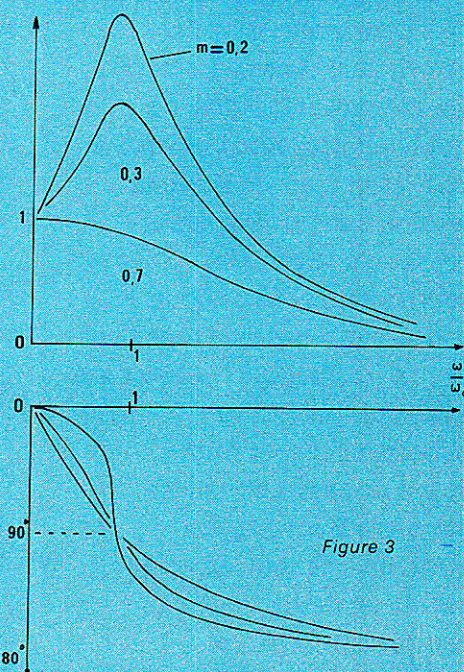


Figure 3

avec :

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}}$$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - m^2}$$

$$\tan \varphi = \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m}$$

La comparaison des points A et B de même ordonnée, sur la courbe d'erreur de la **figure 4**, montre que le couple du moteur, proportionnel à chaque instant à ε est le même en ces deux endroits. Or, l'erreur est en train de croître au point A, alors quelle diminue en B. Il faudrait donc tenir compte de ces variations, c'est-à-dire de la dérivée de ε par rapport au temps, ce qui revient à introduire une action anticipée. Toutefois, on ne peut prendre en compte uniquement cette dérivée : en un point tel que C, par exemple, elle devient nulle, et le couple moteur le serait aussi.

Finalement, on modifie donc la chaîne de contrôle conformément au schéma de la **figure 5**, en réunissant à la fois un contrôle proportionnel (K_c), et un contrôle dérivé (Lp), ces deux notions s'entendant par rapport à ε . Sur la figure 4, on voit alors l'action résultante du couple moteur T , de la forme :

$$K_c \varepsilon + L \frac{d\varepsilon}{dt}$$

Réponse du contrôle proportionnel et dérivé à un échelon de position

La fonction de transfert en chaîne ouverte devient :

$$T(p) = \frac{\theta_s(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{\zeta + Lp}{p(1 + \tau p)}$$

$$T(p) = \frac{\zeta(1 + \tau_d p)}{p(1 + \tau p)} = \frac{\theta_s(p) - \varepsilon(p)}{\varepsilon(p)}$$

d'où :

$$\frac{\varepsilon(p)}{\theta_s(p)} = \frac{p(1 + \tau p)}{\tau p^2 + (1 + \zeta \tau_d)p + \zeta} = \frac{p(p + 2m'\omega_0)}{p^2 + 2m'\omega_0 p + \omega_0^2}$$

en posant :

$$2m'\omega_0 = \frac{1 + \zeta \tau_d}{\tau} \text{ avec } \tau_d = \frac{L}{\zeta}$$

Ces relations montrent qu'avec le contrôle proportionnel et dérivé, la correction (branche dérivée) conserve la pulsation propre ω_0 , mais augmente l'amortissement...

Réponse à un échelon de vitesse

On sait que le régime transitoire ne dépend pas de la forme du signal appliqué : il est donc inutile de recommencer l'étude effectuée dans le cas de l'échelon de position, et nous ne nous intéresserons qu'au régime établi, c'est-à-dire, ici, à l'**erreur de position en poursuite**, ou **erreur de traînage**.

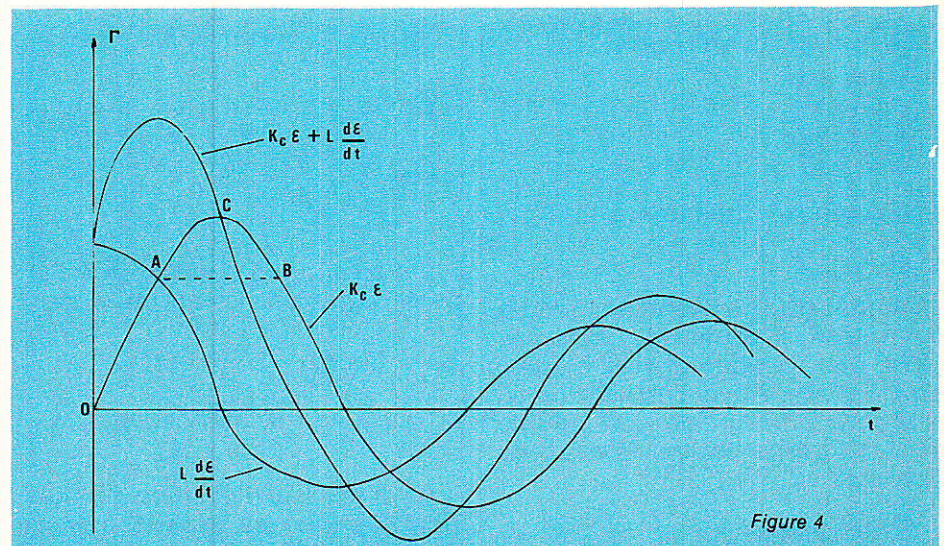


Figure 4

PEINTURE CONDUCTRICE A L'ARGENT S.C.P. ELECTROLUBE

La peinture conductrice à l'argent S.C.P. donne un film mince, satiné, adhérent et souple, de haute conductibilité électrique, sur une large variété de substrats, parmi lesquels les plastiques, le papier, le bois, les textiles, le verre, les céramiques et les métaux.

Elle peut s'appliquer à la brosse, par pulvérisation, au trempé, à la plume et elle durcit à la température ambiante.

AVANTAGES :

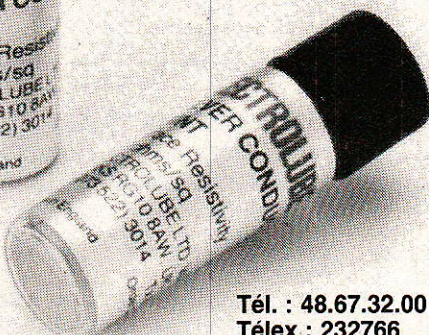
- Seul un film mince est nécessaire, ce qui rend le S.C.P. économique à l'usage.
- Bonne conductibilité électrique et faible résistivité superficielle.
- Excellente adhérence sur une large variété de matériaux.
- Durcit à la température ambiante.

DOMAINES D'UTILISATION SUGGERES :

Conception et réparation de circuits imprimés, réparation des panneaux chauffants sur vitres arrière, marquages, comme par exemple sur papiers enregistreurs, blindage de capots plastiques contre les champs haute fréquence, pistes de mise à la terre, détournement des électrons primaires en microscopie à balayage, connexions sur surfaces non soudables, pré-revêtements pour l'électrolyse, surfaces de contact, pistes de potentiomètres, etc.



PHIMARAL
B.P. 258
93153 Le Blanc Mesnil Cedex



Tél. : 48.67.32.00
Télex : 232766

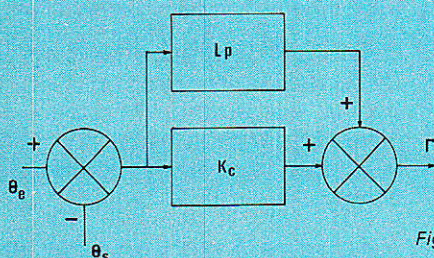


Figure 5

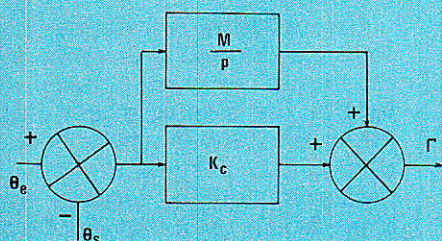


Figure 6

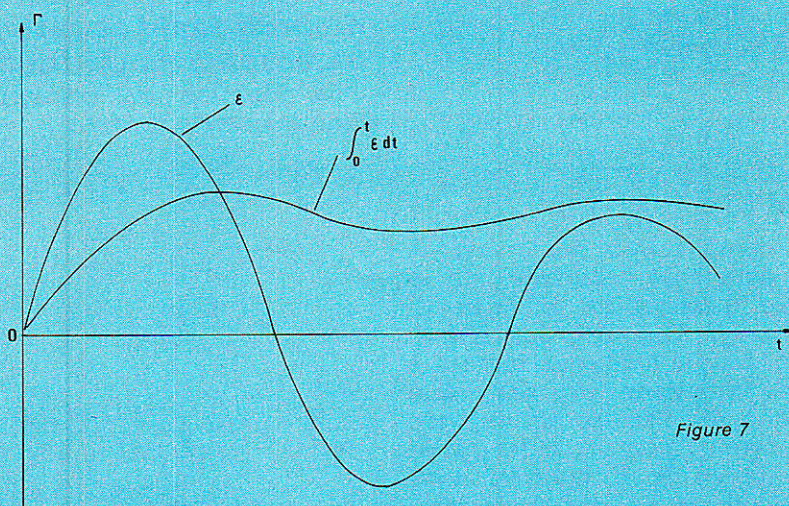


Figure 7

En appliquant le théorème de la valeur finale, on trouve :

$$\begin{aligned} \epsilon_v &= \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t) \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \epsilon(p) \end{aligned}$$

ce qui conduit finalement à :

$$\epsilon_v = \frac{\omega_1}{K}$$

où ω_1 désigne la vitesse angulaire en entrée. L'erreur de traînage n'est pas modifiée par la correction dérivée. Ainsi, cette dernière améliore la réponse transitoire, sans altérer le comportement en poursuite.

Contrôle proportionnel et intégral

Nous venons de constater que le contrôle proportionnel et dérivé, s'il améliore le comportement en transitoire, n'a pas d'influence sur l'erreur de traînage. On peut corriger celle-ci en utilisant un contrôle proportionnel et intégral, conformément au schéma de la **figure 6**. Le couple T du moteur est maintenant de la forme :

$$K_c \epsilon + M \int_0^t \epsilon dt$$

et les courbes de la **figure 7** montrent l'évolution des deux composantes, en fonction du temps.

Réponse à un échelon

La fonction de transfert en chaîne ouverte peut s'écrire :

$$\begin{aligned} T(p) &= \frac{\theta_s(p)}{\epsilon(p)} = \frac{K_c + M/p}{p(1 + \tau p)} \\ T(p) &= \left(1 + \frac{1}{\tau_1 p}\right) \frac{K}{p(1 + \tau p)} \\ \text{avec } \tau_1 &= \frac{K_c}{M} \end{aligned}$$

On peut alors montrer que l'erreur de position ϵ_p est nulle, car :

$$\begin{aligned} \epsilon_p &= \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t) \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{\tau_1 p^2 (1 + \tau p)}{K (1 + \tau_1 p)} \theta_1 = 0 \end{aligned}$$

θ_1 désignant l'échelon de position appliqué en entrée. Il en va de même pour l'erreur de traînage ϵ_v , car :

$$\begin{aligned} \epsilon_v &= \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t) \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{\tau_1 p (1 + \tau p)}{(1 + \tau_1 p)} \omega_1 = 0 \end{aligned}$$

où ω_1 désigne la vitesse angulaire en entrée.

Réponse en régime sinusoïdal

En régime sinusoïdal, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit, en fonction de la pulsation ω :

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \\ &\left(1 + \frac{1}{j \tau_1 \omega}\right) \frac{K}{j\omega (1 + \tau j\omega)} \end{aligned}$$

Pour construire le diagramme de Nyquist, on peut tracer séparément (**figure 8**) la courbe correspondant à l'asservissement simple, puis celle du correcteur. Cette dernière est une droite parallèle à l'axe imaginaire. Finalement, la courbe résultante est peu modifiée vers les fréquences basses, mais fortement vers les fréquences élevées, ce qu'il était facile de prévoir physiquement.

Stabilité du contrôle proportionnel et intégral

Pour étudier la stabilité, employons la méthode d'Evans, en traçant, dans le plan complexe, le lieu des racines de l'équation caractéristique. Cette méthode ayant été exposée en détail dans le précédent numéro de la revue, nous nous contenterons d'indiquer les résultats.

Le lieu admet pour direction asymptotique $\theta_a = \pi/2$, parallèle à l'axe imaginaire. L'asymptote coupe l'axe réel au point :

$$x_\sigma = \frac{\tau - \tau_1}{2 \tau \tau_1}$$

Les résultats diffèrent, ainsi que le montrent les courbes des **figure 9 a** et **9 b**, selon les valeurs respectives des constantes de temps τ et τ_1 , et le système est stable si $\tau_1 > \tau$.

On pourrait, sur des exemples précis, montrer que le contrôle intégral augmente les dépasse-

ments en régime transitoire, et tend à diminuer la stabilité.

Contrôle proportionnel, intégral, et dérivé

Pour pallier le défaut du contrôle intégral (risque d'instabilité), on associe parfois, au système de contrôle proportionnel, à la fois un réseau correcteur dérivé et un réseau correcteur intégral. Le couple moteur prend alors la forme :

$$K_c \varepsilon + L \frac{d\varepsilon}{dt} + M \int_0^t \varepsilon dt$$

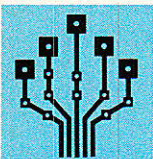
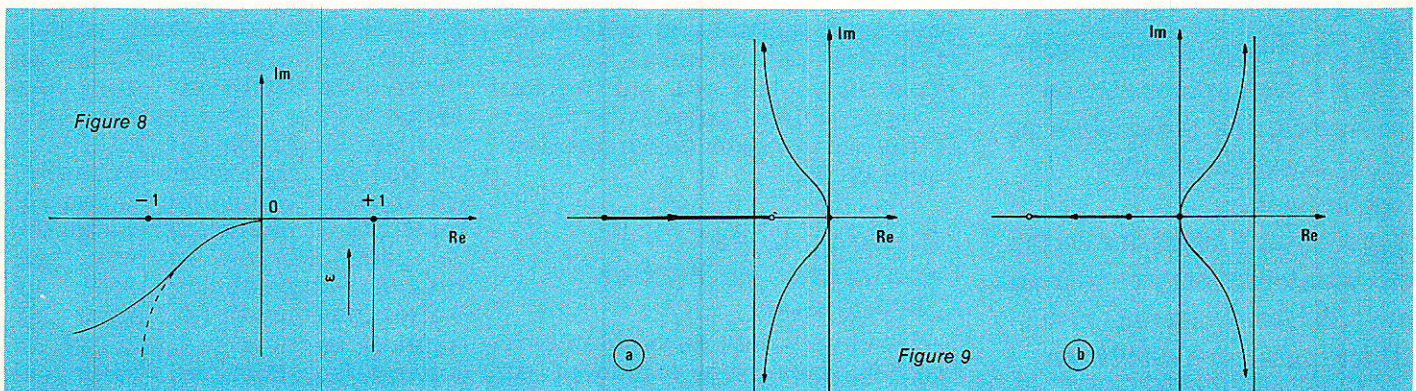
Là encore, on peut montrer que l'erreur de position ε_p , et l'erreur de traînage ε_v , sont toutes les deux annulées.

Les réseaux correcteurs, en apparence antagonistes, n'agissent pas dans les mêmes domaines de fréquences, donc sur les mêmes zones du diagramme de Nyquist. L'avance de phase (contrôle dérivé) intervient aux fréquences élevées ce qui augmente la marge de phase, donc la stabilité ; le retard de phase (contrôle

intégral) a lieu aux fréquences basses, ce qui favorise la précision.

Dans le prochain numéro, nous examinerons la structure des différents types de circuits correcteurs.

R. RATEAU



C.I.F.

TOUT POUR LE CIRCUIT IMPRIME

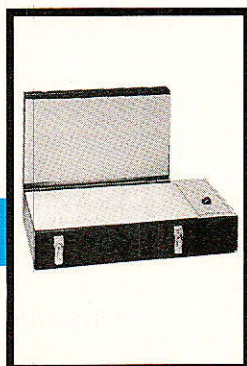
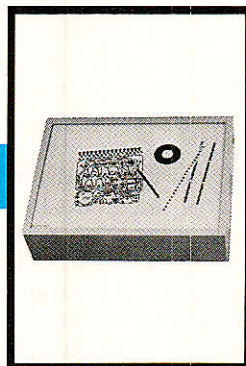
10, rue Anatole-France - 94230 CACHAN TEL : 16 (1) 45.47.48.00

GRAVURE PAR PULVÉRISATION

1 et 2 faces, avec ou sans chauffage.

Temps de gravure :

90 secondes à 3 minutes.



INSOLATION simple face.

Format :

250 x 400 mm à pression,

400 x 600 mm à pression,

400 x 500 mm avec pompe à vide.

SÉRIGRAPHIE

Format : 400 x 600 mm.

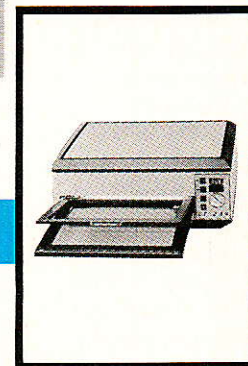


TABLE LUMINEUSE

Format : 320 x 430 mm

460 mm x 640 mm

jusqu'à A0.



INSOLATION

double face et

pompe à vide.

Format : 300 x 400 mm,

400 x 500 mm,

500 x 600 mm.

UNE GAMME COMPLÈTE DE PRODUITS ET DE SERVICES (400 articles et 40 machines). Demandez le catalogue C.I.F., envoi contre 6,50 F en timbres.

Vous êtes de plus en plus nombreux à vous intéresser à la vidéo, votre courrier en témoigne. Quoi de plus normal, aujourd'hui. Nous sommes, pour notre part, convaincus qu'il s'agit actuellement du domaine le plus intéressant à explorer pour une revue d'électronique générale. Non seulement parce que la vidéo couvre la majeure partie des techniques de base mises en œuvre en électronique mais aussi parce qu'au niveau exploitation, avec les moyens à venir et ceux dont on dispose déjà, c'est la discipline qui offre le plus de possibilités d'applications. C'est pour cette raison que depuis voici maintenant environ trois ans, nous publions régulièrement des articles consacrés à la vidéo en ayant certainement, dans beaucoup de cas devancé vos besoins. Nous sommes malheureusement obligés de reconnaître que nous ne vous avons pas particulièrement gâtés avec les erreurs au cours de ces derniers numéros. En même temps que nos excuses, nous vous présentons les correctifs ainsi que les compléments d'informations des articles en cause.

1. Correcteur pour signaux vidéo N° 461 avril

Dans cet article, il y a quelques erreurs en nomenclature qu'il est facile de retrouver lorsqu'on a bien lu le texte.

Elle se situent au niveau des circuits de réglage (contraste et lumière) du TCA 660 B.

Il n'y a pas deux fois R_6 (c'est évidemment R_5 qui vient après R_4) et il y a inversion entre les valeurs de R_6 , R_7 d'une part et R_8 , R_9 d'autre part.

En résumé, il faut lire :

$R_5 = 15 \text{ k}\Omega$.

$R_6 = 6,8 \text{ k}\Omega$.

$R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

$R_8 = 10 \text{ k}\Omega$.

$R_9 = 3,9 \text{ k}\Omega$.

Par ailleurs, $R_{29} = 1,8 \text{ k}\Omega$.

Certains lecteurs ont des difficultés à approvisionner le transformateur Toko (utilisé en inductance) KANK 3333 R. ils peuvent en attendant laisser son emplacement vacant. Le circuit fonctionne, tel que, sans autoriser le rehaussement du haut du spectre, c'est-à-dire la chroma et le contour.

Nous rappelons à ce propos que nous utilisons et utiliserons toujours les mêmes produits Toko, il y en a dix, qui ont fait l'objet d'une publication sous forme de tableaux de caractéristiques en 85.

2. Console de commutation Peritel. N° 462 mai

Là encore, pas de problème de circuit mais une confusion en nomenclature. Les deux transistors formant l'ampli-adaptateur de gain 2 (3906 et MPSA18) ont été abusivement nommés T_1 et T_2 d'où équivoque possible avec les 2N2222 de commande des deux premières LED) D_1 et D_2 . Nous aurions dû les référencer T_{11} et T_{12} avec T_{11} NPN monté en collecteur commun (MPSA18 avec R_{27} comme charge d'émetteur) et T_{12} , PNP, monté en base commune (2N3906 avec R_{26} et T_{11} comme charge de collecteur).

Par ailleurs, ce montage nécessite un complément d'information sur deux points :

1. a) Nous avons employé des barres de bus pour la distribution des tensions d'alimentation (POSITIF ET MASSE). Ce procédé permet à la foi d'abaisser la résistance interne due aux liaisons sur de grandes longueurs et d'éviter l'emploi du procédé double face qui, vu la taille du circuit, vous aurait causé encore plus de soucis. Il semble que ces « barres » sont mal connues et c'est dommage. Nous ferons appel à ce système tant en analogique qu'en logique, à chaque fois, qu'il s'impose technologiquement pour un bon fonctionnement de grandes cartes gourmandes en énergie.

b). Les touches de commutation montées en face avant sont bien des shadow MDP. Il existe dans d'autres marques des produits similaires qui conviennent aussi, notamment les digitasts.

Certains d'entre vous ont éprouvé quelques difficultés de compréhension pour l'insertion éventuelle d'un correcteur. Ce peut être celui du numéro 461 ou un autre.

Pour bien comprendre, il faut se reporter au schéma synoptique de la figure 5 en ce qui concerne la partie vidéo.

On y constate que le circuit correction peut traiter les informations en provenance d'une source quelconque hormis le micro-ordinateur et que les signaux « corrigés » peuvent être soit visualisés via l'embase Peritel de liaison téléviseur soit enregistrées sur les magnétoscopes 1 ou 2. Sur le schéma théorique de la page 56, on retrouve les mêmes dispositions avec en outre, possibilité de traiter les signaux sonores et ce en stéréo puisque les émissions à venir (satellite notamment) pourront être stéréophoniques. La correction de son peut-être par exemple tout simplement un filtre.

Sur ce schéma « V » correspond à vidéo et « G » et « D » respectivement à audio gauche et droite. On retrouve ces mêmes points sur l'implantation à gauche de IC_3 en P68. Pour effectuer les liaisons correctes, il est nécessaire de consulter le schéma théorique.

3. Module de synchronisation et comptage de lignes N° 463 juin

Là, il y a un gros problème. Le circuit imprimé publié est celui du prototype qui a été modifié. Ceci explique que l'implantation (qui, elle est bonne) ne correspond pas notamment au niveau de R_{18} , C_{20} , R_{23} .

Nous vous donnons par conséquent le bon circuit imprimé ci-après avec à nouveau l'implantation.

IC_4 , IC_5 , IC_6 qui sont des compteurs binaires réversibles 4 bits peuvent être indifféremment des 4510 — binaire codé décimal — ou des 4516 — binaire pur —

dans la mesure où l'information de prépositionnement provient de roues codeuses BCD.

Les 4510 et 4516 ont en effet, le même brochage. C'est pourquoi on voit sur le schéma théorique 4510 et 4516 en nomenclature. Il est malgré tout préférable de prendre des 4510 dans la mesure du possible.

En ce qui concerne les roues codeuses, il s'agit bien de modèle BCD. Mais il en existe deux versions (sans compter celles à sor-

ties complémentées). Dans un cas il n'y a qu'un commun, et dans l'autre, deux. Nous avons retenu ce deuxième modèle avec le commun X au +12 V et le commun Y au 0V. Cette disposition permet d'éviter l'emploi de résistances de tirage à la masse sur les entrées de prépositionnement des compteurs. Non seulement la consommation est moindre mais l'immunité au bruit est meilleure.

Si vous employez les modèles

dotés d'un seul commun relié au +12 V, ce qui est possible, vous devez disposer entre chaque entrée (broches 4, 12, 13, 3) de chaque compteur et la masse, une résistance de 22 k Ω (soit 12 résistances au total). En effet, le zéro n'est pas codé sur ces roues ; il correspond à une entrée laissée en l'air qui peut prendre en CMOS n'importe quelle valeur selon le bruit ambiant.

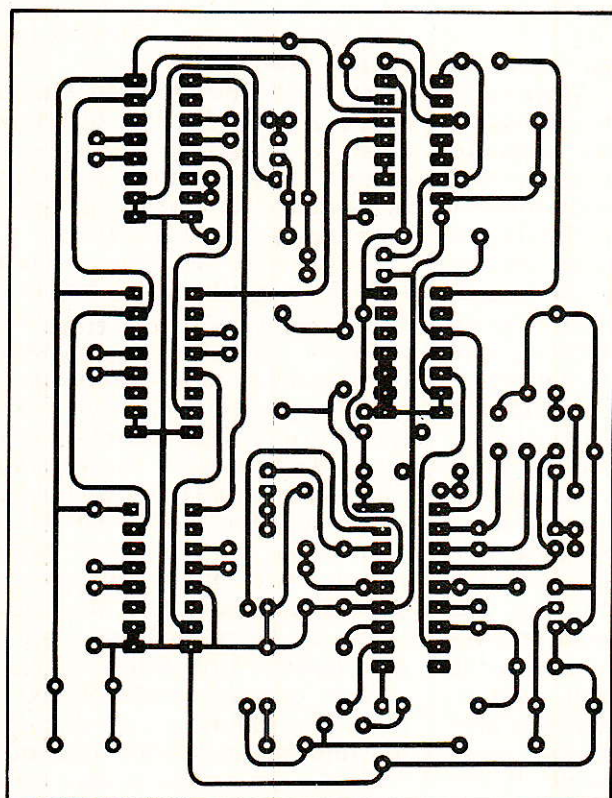


Figure 4 tracé des pistes

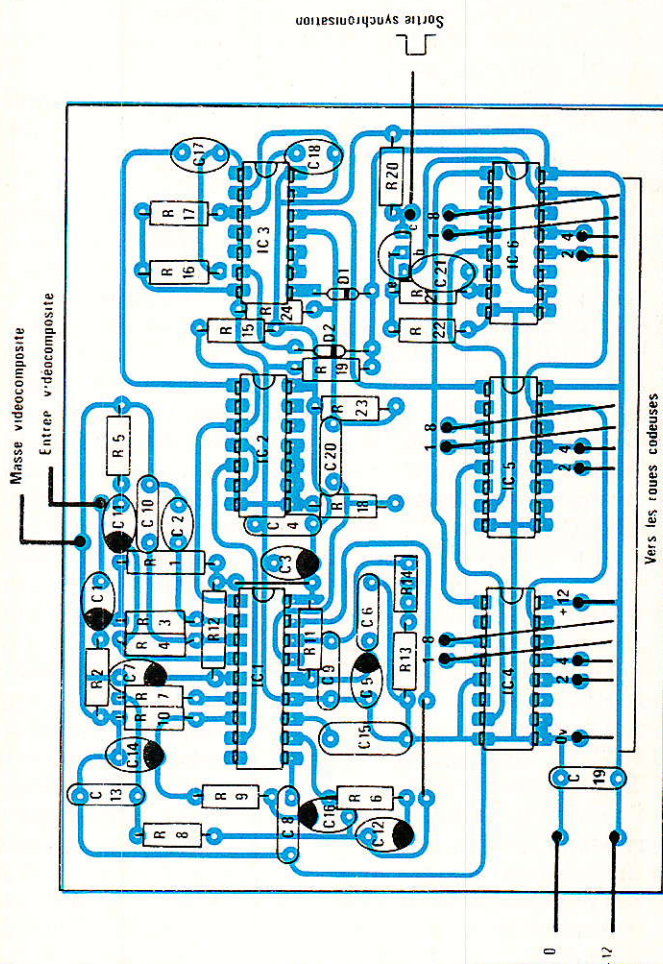


Figure 5 Implantation des composants

SM ELECTRONIC

20, bis avenue des Clairons - 89000 Auxerre Tél. : 86.46.96.59

Construisez votre station METEOSAT avec les kits VHF-COMMUNICATIONS. Le système est intégralement décrit dans nos ouvrages VHF METEOSAT (parabole, convertisseur 1.7 GHz/137 MHz, récepteur 137 MHz, convertisseur mémoires pour visualisation) et ESSEM ES-12 (nouveau préampli GaAsFET). La description de chaque module comprend la technique, le montage, les dessins des circuits imprimés et implantation, réglage).

(Fermeture annuelle : du 6 au 25 août 1986).

VHF METEOSAT : 188 F + 9,50 F de port
ESSEM-ES-12 : 46 F franco
Les deux : 200 F franco

BON DE COMMANDE

Nom :

Adresse :

☐ VHF METEOSAT : 197,50 F
☐ ES-12 : 46,00 F
☐ Les 2 : franco 200,00 F

BANDE VHF AVIATION

Un lecteur de Limoges nous a écrit récemment pour nous faire part d'une constatation qu'il estime navrante : il déplore la rareté d'article traitant de récepteurs VHF évolués dans la bande aéronautique de 108 à 138 MHz. Il nous demande de quelle maladie souffre ce domaine de radio-communication et pourquoi il est boudé de la sorte, s'il est réservé aux seuls professionnels de la fabrication d'équipements radio-électriques. Puis il nous trace le portrait-robot du récepteur idéal recherché par bon nombre de ses confrères, plus ou moins pilotes du dimanche comme lui, il souhaite :

- Gammes de 108 à 138 MHz synthétisé au pas de 25 KHz

- Répartition en deux gammes : NAV 108 à 117,975 (écoute balises), COM 118 à 137,975 (communications bilatérales)

- Sélectivité pour séparer deux canaux distants de 25 KHz

- Miniaturisation et modularité permettant de rajouter décodeur de balise VOR et localiser-marker 75 MHz ; éventuellement décodeur glide-path ; (sans l'instrumentation à aiguilles et DME correspondante)

- Composants courants MC 145151 ; Puissance 1 watt pour haut-parleur réception

- Scanner possible ; squelch ; alimentation 12 V dc.

En fait, depuis un an, le prototype répondant à la plupart de ces spécifications existe à RADIO-PLANS, l'objectif étant légèrement différent : il s'agissait de sortir un émetteur acceptant synthé simple, facilement réalisable, compact, taille Walkman permettant aux pilotes d'ULM d'assurer une communication bilatérale décente avec les terrains où ils ne peuvent accéder s'ils ne sont pas équipés radio.

Ce projet, peut-être trop ambitieux, n'a pas encore vraiment abouti, pour un certain nombre de raisons fort importantes. RADIO-PLANS, avant de publier un quelconque schéma sur ce sujet, estime qu'il est nécessaire de faire une solide mise en garde : c'est notre propos d'aujourd'hui.

1) La bande AVIATION n'est pas une bande comme les autres : elle n'a rien à voir avec l'amateurisme ; elle est archi-professionnelle et en raison de sa densité de trafic, les professionnels eux-mêmes sont obligés de se plier à une stricte discipline impliquant l'usage de mots consacrés, de messages types effectués toujours dans le même ordre : la prohibition du laïus inutile est une règle d'or, même en cas d'incident grave en vol ; les professionnels doivent se comprendre à demi-mot ; l'intrusion d'un brouillage ou l'irruption d'un apprenti-sorcier qui ne respecte pas les règles, peut avoir des conséquences immédiatement dangereuses pour la circulation en vol, l'autonomie des avions arrivant en approche de terrain étant souvent limitée. La sécurité la plus élémentaire impose que celui qui a la possibilité d'émettre sur une fréquence encombrée possède une licence de radiocommunications. Même sur certains terrains d'aéroclubs, les dimanche de grand beau temps, il n'y a pas de place pour le laïus non discipliné. RADIO-PLANS est une revue sérieuse qui ne veut pas par ses publications accroître les risques dans ce domaine. Pour la partie émission, nous recherchons un moyen qui limite la possibilité d'émettre sans avoir obtenu l'accord préalable de circulation aérienne selon par exemple le schéma suivant : l'émetteur ULM n'a sur la fréquence d'émission choisie qu'une modulation par BIP-BIP, pour accéder au terrain il lui faudra d'abord solliciter par téléphone l'accord de la tour de contrôle, puis en vol il pourra recevoir sur la fréquence choisie les différentes instructions de ladite tour, accuser réception en faisant le BIP-BIP déjà souvent utilisé pour dire « Bien compris, j'exécute » ou bien faisant BIP-BIP-BIP signifiant « répétez », ou bien en faisant tout autre code préalablement convenu. RADIO-PLANS ne publiera aucun schéma d'émetteur à modulation vocale, parce qu'en outre cela soulève des problèmes techniques difficilement solubles par

l'amateur ce que nous allons voir maintenant.

2) Dans cette bande archi professionnelle, où les plaintes nombreuses existent déjà contre les émetteurs pirates de la bande FM, bavant des harmoniques de modulation bien au-delà de 107 MHz, il nous faut absolument respecter les normes d'émission (— 60 dB pour toute raie du spectre hors fréquence d'émission) ; pour obtenir une émission aussi propre en modulation vocale, avec un synthétiseur et la modulation AM de la bande aviation c'est la quadrature du cercle, même sous la faible puissance recherchée de 1 watt, il faut un montage archi professionnel.

Si l'on a lu les articles consacrés à la synthèse de fréquence en radiocommande, on a certainement compris les difficultés rencontrées pour stabiliser la boucle d'asservissement, et la mettre hors d'atteinte des effets microphoniques et électroniques dus à la modulation. Notamment la modulation AM à cause des variations de puissance qu'elle engendre, arrive à provoquer sur une boucle asservie des variations de fréquence qui peuvent être deux à trois fois plus larges que le pas de synthèse, s'il est petit (par exemple 1,25 KHz dans les montages décrits utilisant le 145151). En même temps que la modulation AM on envoie une modulation FM avec un Swing de quelque 10 KHz ce qui rend inaudible la réception lorsque le récepteur est sélectif, comme le sont tous les récepteurs des tours de contrôle. Il suffit d'ailleurs d'écouter quelques minutes le trafic, pour constater le grand nombre d'avions ayant des émetteurs un peu anciens produisant une très mauvaise qualité d'émission.

Pour éviter cela on est immanquablement conduit à mettre des étages tampons pour isoler le VCO à mettre un grand pas de synthèse au niveau de synthétiseur et comme le synthétiseur 145151 ne monte guère au-dessus de 30 MHz en conservant sa stabilité, les étages tampons

devront aussi être des changeurs de fréquence pour atteindre les 140 MHz. On ne peut utiliser d'étages multiplicateurs, car on multiplie par autant le pas de synthèse et on sort rapidement du pas de 25 KHz recherché en fin de chaîne HF à 140 MHz ; les étages tampons élévateurs de fréquence seront donc des étages à quartz. Enfin pour avoir un rayonnement correct de l'étage de puissance HF, il faudra sur une largeur de 20 MHz, soit une tête HF large bande (= circuit hybride cher), soit des accords par varicap des pôles HF et les varicaps ne pourront pas être manuellement réglées par l'opérateur qui n'aura pas au moment de son émission le contrôle d'écoute de celle-ci. Il faut en outre créer des inhibitions d'émission sur toute la bande NAV de 108 à 118 MHz et sur la bande TACAN de 132 à 133 MHz.

Bref, bien que les résultats obtenus soient encourageants, nous sommes sortis largement du domaine de l'amateurisme et de la simplicité. A titre d'exemple, nous avons entre les mains un montage japonais visant le même objectif : c'est un microprocesseur qui gère le synthétiseur et le convertisseur fréquence-tension varicap en fonction de l'affichage fréquence émission ou réception (en supradyné : à 10,7 MHz au-dessus de la fréquence émission). L'ensemble des étages tampons protégeant le synthé comporte 6 quartz, une bonne cinquantaine de transistors : le synthé est aussi en technologie CMOS pour pouvoir bénéficier de gros compteurs de programmation sans trop consommer de courant, d'où fréquence de synthèse limitée au dessous de 35 MHz, d'où les 6 quartz. Tous les étages (entrées et sorties) sont accordés par varicap, une bonne trentaine ; boîtier genre Walkman ; ouvert, la densité des composants, blindages, etc., dépasse de loin celle dont on nous a fait parfois reproche pour nos récepteurs de radiocommande.

3) la partie récepteur est tributaire de l'organisation de la fonction émission, puisqu'il est judicieux d'adopter le même pas de synthèse au niveau du synthétiseur, d'où le même nombre d'étages tampons changeurs de fré-

quence ; ces étages ne sont d'ailleurs pas inutiles car si l'on veut avoir une bonne réception AM très près d'un émetteur puissant, il faut une entrée HF particulièrement bien gérée par le contrôle automatique de gain si l'on désire qu'elle soit en même temps assez sensible pour recevoir à une bonne trentaine de kilomètres, d'un émetteur de faible puissance. Sachant qu'en outre la modulation AM se traduit toujours par une variation de puissance, les étages tampons seront les bienvenus pour atténuer saturation et déstabilisation de boucle dues à ces variations.

Après ces quelques éclaircissements nous espérons que nos lecteurs auront compris pourquoi la littérature sur ce sujet ne couvre pas les revues. Néanmoins RADIO-PLANS pour ne pas laisser tomber ses lecteurs « aéronautiques » propose le contrat suivant : si d'ici deux à trois mois, la demande de notre lecteur est recoupée par d'autres sollicitations, nous publierons le schéma d'un récepteur simple et relativement économique, à synthétiseur, couvrant 108 à 143 MHz, squelch, l'accord de tête HF s'effectuant manuellement : pas de 12,5 KHz entre les canaux donc 2880 canaux, double changement de fréquence 10,7 MHz et 455 KHz assurant une bonne sélectivité entre les canaux utiles espacés de 25 KHz pour le moment encore dans le plan de fréquence aéronautique. Voilà pour ce qui est bon.

Pour ce qu'il l'est moins, tout d'abord l'accord manuel de la tête HF impose que l'accord à l'oreille par le maximum de souffle ne soit pas trop pointu : d'où une sélectivité moins bonne en HF : en particulier en affichant 132,XXX MHz aux roues codeuses, et en plaçant le réglage manuel d'accord au maxi 144 MHz, on entendra parfaitement les fréquences images de 132,XXX situées à 21,4 MHz au-dessus. Ainsi, pour les petits curieux, certaines conversations de radiotéléphones ou la logorrhée des entreprises de transport ou des SAMU n'aura plus de secret.

Puis la tête HF est trop sommaire pour éviter le parasitage par les allumages de ces maudites pétrolettes, des 2 CV ou

même par l'allumage de l'ULM s'il n'est pas blindé.

Enfin, il y a des étages tampons, mais sans quartz ni changements de fréquence, toujours dans le but de simplifier et de rendre économique. Alors on est obligé de travailler à volume réduit dès qu'on se rapproche d'une station puissante pour ne pas saturer, déstabiliser la boucle et garder une réception claire.

Compte tenu de ces restrictions, il est néanmoins possible à partir de la banlieue Ouest-Paris, 2^e étage, voisinant des immeubles plus haut, de recevoir le trafic avion Orly, Paris-Contrôle Ouest, Saint-Cyr, Beynes, Chavenay, Chelles, Guyancourt, Villacoublay, Brétigny, Toussus, etc., ainsi que les tours de contrôle et Atis des terrains les plus proches ou les moins masqués. Mais si on monte sur le plateau de Guyancourt, on reçoit Le Bourget, Roissy, etc. Voilà en gros les caractéristiques du Baby qui sommeille depuis un an et attend vos sollicitations pour être réveillé.

Pour terminer, on peut ajouter qu'il serait beaucoup trop compliqué d'essayer de faire cohabiter le synthétiseur à fréquence affichée avec un scanning : ce sont des fonctions tellement antinomiques, etc., pour aboutir à quoi ? A être gelé sur l'émission la plus proche et la plus puissante sans savoir exactement laquelle, tour de contrôle ou avion en vol, certains terrains distants de 50 km étant parfois dotés de fréquence éloignées de moins de 100 KHz.

On ne comprend pas bien l'utilité.

Donc, nous attendons des réponses à notre sondage.

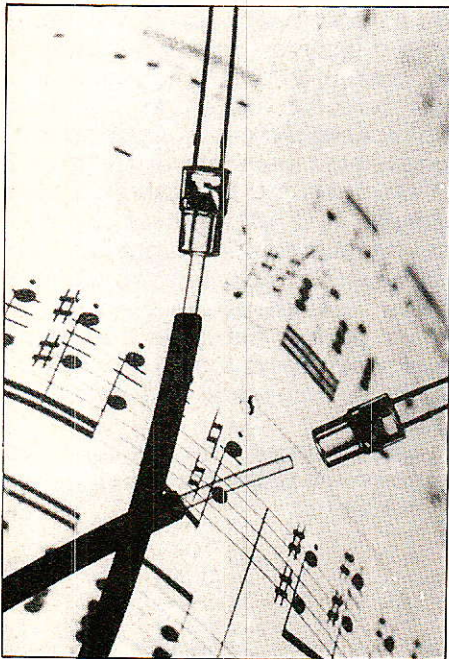
A bientôt.

CRESCAS

De la musique sur fibres optiques en plastique

Au salon « Laser 85 », Siemens a prouvé que la transmission optique de signaux (musicaux) sur courtes distances ne posait aucune difficulté : aux extrémités d'une fibre de plastique de 1 mm de diamètre, sont placées deux « led à trous » servant respectivement d'émetteur et de récepteur. La grande surface frontale disponible des fibres plastiques assure une transmission efficace de la lumière et se manipule facilement, contrairement aux fibres de verre extrêmement ténues.

Les éléments d'émission et de réception sont les toutes nouvelles diodes SFH 750/250, émettant dans le rouge et dont la longueur d'onde correspond de façon optimale à la bande passante de la fibre plastique. La lumière est modulée par la basse fréquence (BF) de la musique à transmettre. La photodiode SFH 250 restitue la musique à partir des signaux lumineux.

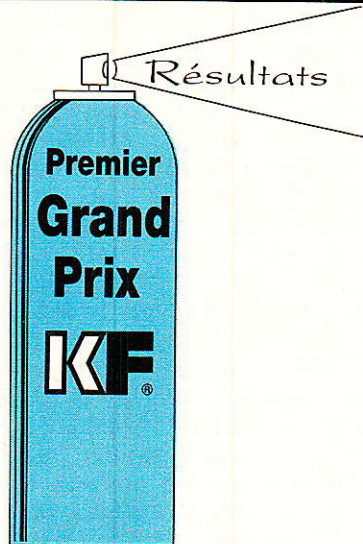


Ainsi peut-on établir des transmissions optiques sur courtes distances, en utilisant le plastique. Siemens a donné aux diodes placées en début et fin des fibres une forme telle que les extrémités planes du conducteur peuvent être insérées dans des cavités cylindriques et être appliquées à fleur de la partie active des diodes. Ceci permet de trans-

mettre 10 à 20 % de la puissance de sortie.

Les transmissions optiques sur courtes distances sont utilisées de façon croissante dans les machines et installations, afin de transmettre des signaux non perturbés par des parasites inductifs.

Les valeurs d'atténuation sont certes plus élevées que dans les fibres de verre mais les liaisons sont nettement moins coûteuses. A l'avantage de débits importants, s'ajoute encore la séparation galvanique par le conducteur optique, qui permet d'isoler les potentiels différents dans les appareils mêmes.



Au mois de février 1986, la société KF qui exerce son activité dans le domaine des produits chimiques pour l'électronique principalement et de matériel pour la réalisation de circuits imprimés, invitait les lecteurs de trois revues françaises (Electronique Pratique, le Haut-Parleur et Radio Plans) à participer au premier Grand Prix KF de l'électronique. La date de clôture du présent concours était fixée au 15 avril et ses lecteurs ont répondu nombreux à cette invitation.

Doté par la société KF d'un premier prix d'un montant de 15 000 F, d'un second prix d'une valeur de 8 000 F (labo KF pro) et d'un troisième, d'une valeur de 2 000 F (labo KF amateur) la motivation et le succès étaient assurés.

Il est agréable de constater que ces amateurs ont bien du talent et les maquettes que nous avons eu le loisir d'examiner le 20 mai avant délibération du jury étaient réalisées en général avec un soin

extrême et certaines avaient quasiment une touche professionnelle. Au-delà de l'aspect, les sujets traités, les techniques et les astuces mis en œuvre ont fait preuve d'une certaine recherche et montré que leurs auteurs possédaient de fort bonnes connaissances en électronique.

Placé sous la présidence de Monsieur Alex, membre du SPDEI, le jury composé de M. Porcheret (Sté KF), A. Joly (Haut-Parleur), B. Fighiera (Electronique pratique), C. Duchemin (Radio Plans) a donc effectué un choix parmi ces travaux de qualité et a désigné :

M. Jean Larribe, Brest comme méritant le premier prix, pour la réalisation d'une mémoire dynamique pour oscilloscope, un travail de haute tenue technique.

M. B. Made, Peronnas pour le second prix, avec la présentation d'un analyseur pour signaux vidéo.

M. Minvielle, Juvisy pour le troisième prix.

Ces résultats ont été enregistrés par Maître Desagneaux, Huissier de Justice.

La liste de participants dont les noms suivent recevront quant à eux un lot de consolation.

Les revendeurs de composants électroniques, distributeurs des produits KF et qui ont délivré les bulletins de participation à ces trois premiers prix sont également associés à la victoire de leur client et recevront une prime de participation.

Y aura-t-il une seconde édition de ce Grand Prix ? Nous verrons l'an prochain. Nul doute dans ce cas que les participations seront encore plus nombreuses et intéressantes.

LISTE DES GAGNANTS

1. Collège de la Morinie, Saint-Omer.
2. H. Mazelin, Bar-le-Duc.
3. M. G. Leroy, Grez-en-Bouère.
4. M. P. Cichocki, Vernouillet.
5. M. C. Vandenberghe, Saint-Quentin.
6. M. Deconinck, Sébastien-de-Morsen.
7. M. Richuardi, Gevrey-Chambertin.
8. M. J.-L. Godard, Angerville.
9. M. Latanière, Le Luc.
10. M. A. Barge, Montceau-les-Mines.
11. M. J. Larribe, Brest (1^{er} prix).
12. M. Etienne, Compiègne.
13. M. L. Stéphane, Chasseuil.
14. M. R. Trigaux, Serralongue.
15. M. B. Maden, Peronnas (2^e prix).
16. M. P. Le Houedec, Issy-les-Moulineaux.
17. M. G. Lavertu, Rigny.
18. M. J. Douminge, Limoges.
19. M. C. Parpillon, La Motte-Servolex.
20. M. P. Le Queau, Quimper.
21. M. J. Baillard, Saint-Quentin.
22. M. P. Toris, Le Touquet.
23. M. D. Minvielle, Juvisy (3^e prix).
24. M. E. Leblanc, Chaunay.
25. M. R. Taront, Bertrange.
26. M. Linardon, Merignac.
27. M. J.-P. Laurier, Chambles.
28. M. G. Bouyer, Beaupréau.
29. M. A. Ducrocq, St-Arnoult.
30. M. G. Maurial, Ventabren.
31. M. A. Raynal, Mareillac-Vallon.
32. M. A. Ruiz, Le Bouscat.
33. M. A. Ruiz, Le Bouscat.

Vous avez apprécié cette revue, suivez le guide et partagez les vôtres...

Comment faire le vide dans vos placards, contribuer à la collecte du vieux papier et emmener votre bibliothèque (Et celle des autres) en vacances sans payer de surtaxe à l'aéroport.

Chapitre I : Découpage.

Pas le choix, un bon massicot capable de couper 100 pages (Ca existe ?) ou une latte, de préférence en métal, un bon cutter et un support pour épargner votre table de cuisine...

Chapitre II : Scannage.

Si vous ou votre patron avez un scanner **recto-verso** qui converti en pdf passez au chap. III.

Sinon il vous faut au minimum un scanner avec chargeur (Ou être insomniaque). Il est important que le programme de gestion du scanner soit convivial. Pour éviter/réduire les images fantômes du verso de la page qui apparaissent par transparence augmenter lumière +/- 10% et contraste de +/- 15 %.

Scannez toutes les pages (1 pdf par page) impaires dans la directory 1 et renommez le début du fichier (Winsome File Renamer fait ça très bien) increment : 2, start from 1) : 001, 003, 005... **055**. (Par exemple). Retournez le paquet, scannez dans la directory 2 (A l'envers, la première page scannée sera la dernière du livre!) et renommez à l'envers FileRenamer : decrement : 2, start from **56** : 056, 054, 052... 002. Transférez les deux directories dans une directory commune et fusionnez toutes les pages en un seul fichier avec votre prg favori. (PDF Tools de Tracker Soft, léger et convivial mais il y en a d'autres).

Avant de fusionner toutes vos pages vous pouvez les parcourir sous forme de vignettes avec l'explorateur XnView (Gratuit) et facilement retirer les pages de pub intempestives... à supprimer par paire pour garder la mise en page gauche/droite !

Il paraît qu'Adobe Acrobat (Pas le « reader ») fait ça tout seul, pas essayé. (> 300 Mb)

Tous les prg cités sont en version d'essai sur eMule ;-)

Chapitre III : Partagez.

Sur Rapidshare & co c'est bien mais encore faut-il trouver les liens et avoir la chance que les fichiers n'aient pas été effacés... à la demande des éditeurs ! Torrent faut chercher beaucoup aussi, eMule il faut un peu de patience mais on trouve tout et tout de suite. Merci de soutenir eMule. Si vous avez des (vieilles) séries genre : Bateaux, Voile Magazine, Motor Boat, Neptune... merci ôssi, ça se fait rare.

Au boulot...

Pour lire les revues un programme léger et très complet : pdfXchange viewer (Pro). A configurer par défaut dans « affichage » : Afficher 2 pages en vis-à-vis + Afficher la couverture en mode vis-à-vis. Vous aurez ainsi à chaque fois les pages paires à gauche et impaires à droite + F12 = plein écran. Pour définir l'affichage par défaut rendez-vous dans : Edition -> Préférences -> Affichage de page... Pour feuilleter les couvertures sous forme de vignettes encore XnView (Affiche à peu près tout ce qui existe.)

Un programme qui fait les deux : Koobit, mais nombre de vignettes limité à 2 lignes.

PS : Si cette dernière page vous ennueie, supprimez-la avec pdfXchange viewer pro, menu : Document...