

RADIOPASS

ELECTRONIQUE *Loisirs*

ISSN 0033 7668

N° 459 Février 1986 16 f

Réalisez

Un audio analyseur en temps réel

Votre téléphone électronique : le module répondeur

Une voiture commandée par notes de musique (fin)

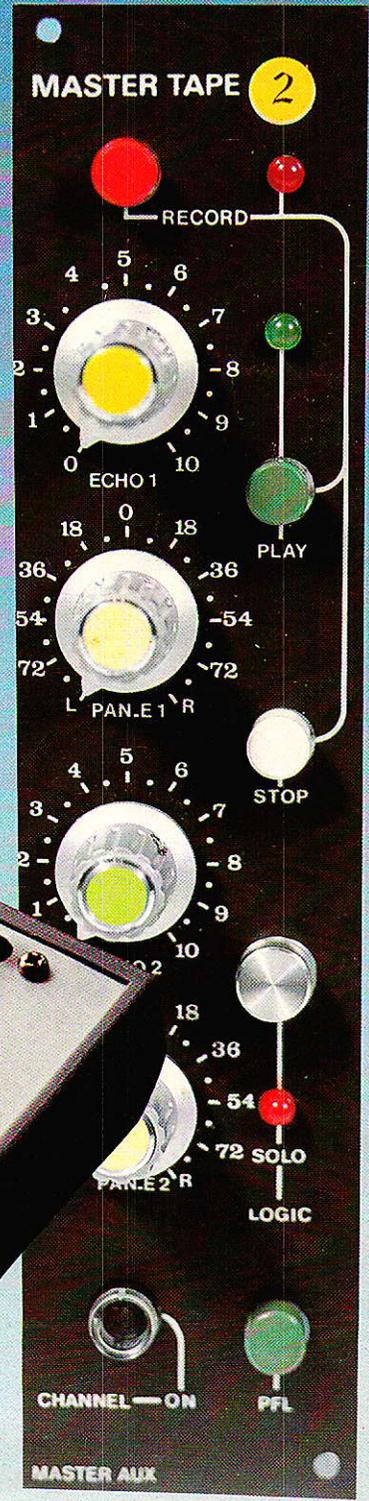
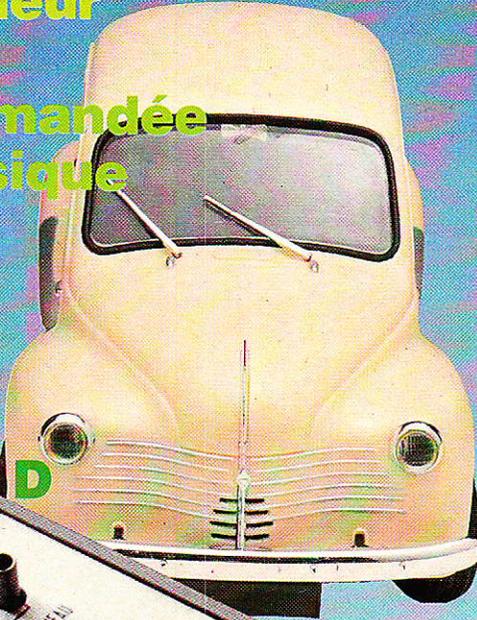
informatique

Convertisseur A/D

Dépannage des micro-ordinateurs : une sonde de forçage de niveaux

Technique

Les asservissements linéaires



Belgique : 100 FB - Luxembourg : 110 FL - Suisse : 5 FS - Espagne 250 Pesetas - Canada : Can. \$ 2,50

I 2438 - 459 - 16,00 F

Réalisation

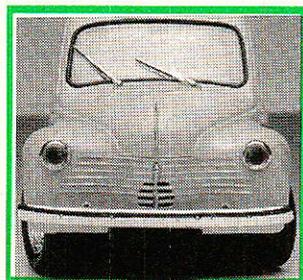
19 Convertisseur A/D pour carte d'interface universelle

39 Téléphone à la carte : le module répondeur.

45 Console AC : module MASTER AUX

67 Un audio analyseur en temps réel

81 Voiture commandée par notes de musique



Ont participé à ce numéro :
J. Alary, M. Barthou, S. Bresnu,
J. Ceccaldi, C. Couillec, P. Dazy,
M.A. de Dieuleveult, G. Fondant,
P. Gueulle, P. Hiraga, E. Lemery,
C. de Maury, M. Rateau, R. Rateau,
R. Scherer, P. Wallerich.

Micro-Informatique

75 Le dépannage des micro-ordinateurs

Technique

58 Les convertisseurs de tension

87 Les asservissements linéaires

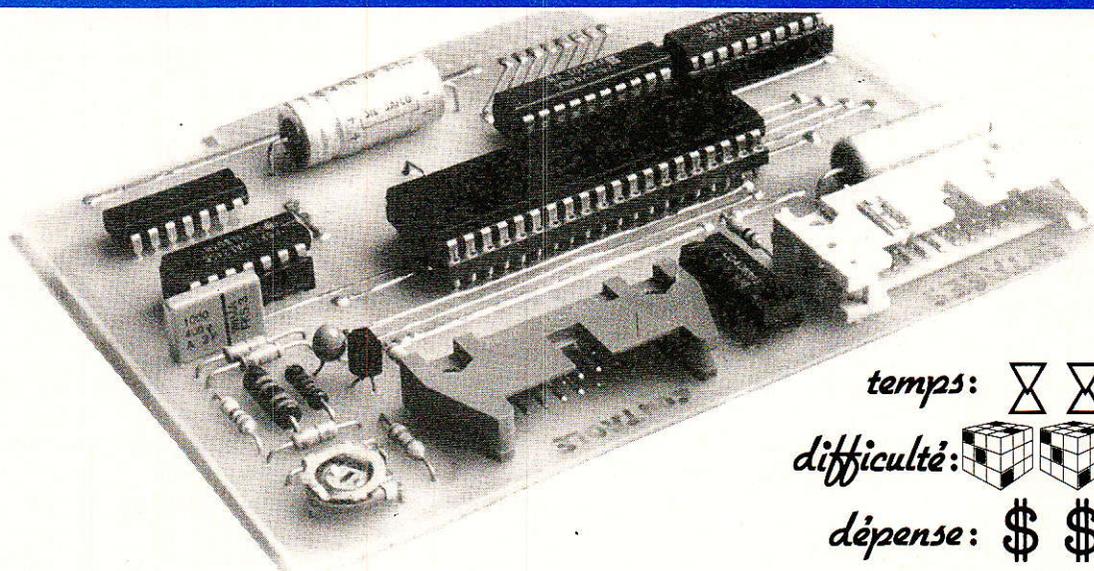
99 Réponse d'un H.P à l'échelon de tension



Divers

34 Infos

Convertisseur A/D pour carte d'interface universelle



temps: ⏳ ⏳

difficulté: 🧩 🧩

dépense: 💰 💰

En décembre 1985, nous avons décrit un convertisseur A/D mais à l'aide d'un composant particulier, en l'occurrence le CA 3162E. Cette fois-ci, nous utiliserons le circuit ADC 0817, périphérique pour microprocesseur. Ses avantages sont une vitesse accrue et seize entrées, pour ne citer que les caractéristiques importantes, et ce, sous 8 bits de définition. Pourquoi un second convertisseur ? Tout simplement car ses caractéristiques plus performantes vont nous permettre d'envisager bien d'autres applications.

La figure 1 présente le schéma synoptique de la carte. On y rencontre le convertisseur proprement dit, en l'occurrence l'ADC 0817 (IC₁) entouré d'un latch et d'un tampon dont le rôle sera justifié dans l'analyse du schéma de principe, d'un circuit de décodage, d'une horloge et d'une tension de référence. Le but de cette carte est d'apprendre la mise en œuvre d'un convertisseur compatible microprocesseur et de réaliser une quantité d'applications, par exemple un transistormètre (décrit dans un prochain numéro de la revue), un analyseur logique, un analyseur de paroles, un thermostat

qui surveillera et commandera le chauffage de chaque pièce... Le rôle du bus extérieur est donc de fournir les signaux nécessaires à ces multiples applications. Ainsi le latch 1 commandera le convertisseur mais pourra aussi jouer le rôle de port de sortie. Les signaux d'extension et de contrôle permettront d'étendre les possibilités du convertisseur le cas échéant et le modifier ses points de fonctionnement (Vref...).

Le rôle du circuit de décodage est de dissocier cette carte des autres disponibles sur la carte d'interfaçage (carte mère). L'horloge et la tension de référence régiront le

fonctionnement du convertisseur. Le tampon est facultatif et son rôle sera analysé plus tard. Rappelons que la conversion analogique digitale est le fait de convertir une tension mesurée, en nombre binaire (ou décimal comme dans les voltmètres numériques) pour l'interpréter par un microprocesseur. D'où le terme « A/D » pour analogique vers digital. Mais étudions tout d'abord la mise en œuvre du convertisseur.

Le circuit ADC 0817

Son schéma fonctionnel interne est présenté en figure 2 et une partie des caractéristiques est donnée en fin d'article. Une remarque cependant : les circuits ADC 0816, ADC 0817 et MM 74C 948 sont identiques à la précision près. Le circuit ADC 0817 est toutefois plus courant et plus économique, aussi est-ce le modèle que nous avons utilisé mais rien ne vous empêche d'utiliser l'autre version.

C'est un composant CMOS de chez National Semiconductor qui comprend les blocs nécessaires à



**Cholet composants
électroniques**

HF - VHF

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

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

— RECEPTION SATELLITE 4GHz

— KIT COMPLET DISPONIBLE

- tête HF en kit 2000,00
- démodulateur en kit 980,00
- parabole en préparation (nous consulter)

CD 4013	5,00
CD 4016	5,00
CD 4020 / 4040 / 4060	8,70
CD 4053	6,00
CD 4503	6,00
CD 4528 / 4538	8,00
CD 4584	9,00
etc...	

MOTOROLA

MC1496P	12,00
MC3396P	45,00
MC145104P	45,00
MC145106P	48,00
MC145151P	Promo 95,00

PLESSEY

SL565C	85,00
SL6601C	49,00
SP8629C	39,00
SP8658 / 8660	39,00

R T C

TDA 5660	50,00
TDA 4560	39,00
TDA 7000	36,00
TBA 970	39,00
TDA 2593	22,00
NE 5534 = TDA 1034	25,00
TCA 660 B	44,00
TDA 3571 = 2571	49,00
TDA 5850	35,00

DIVERS

LF 356 = TL 071	7,00
LF 357	8,00
LM 317T	15,00
SDA 2201-2211	39,00
MC 1374	29,00
TEA 1010	30,00
MC 1376	29,00
Mémoire 6116	42,00
Mémoire 4164	12,00

QUARTZ STANDARD ... 25,00 pièce

3,2768 Mhz - 4,000 Mhz - 5,000 Mhz -
5,120 Mhz - 6,4000 Mhz - 6,5536 Mhz -
8,0000 Mhz - 10,000 Mhz - 10,240 Mhz -
10,245 Mhz - 10,600 Mhz - 10,700 Mhz
- autres valeurs nous consulter.

Frais de port payables à la commande
P.T.T. recommandé urgent : 25 F
Contre-remboursement : 45 F
Prix non contractuels, susceptibles de varier
avec les approvisionnements.

Réalisation

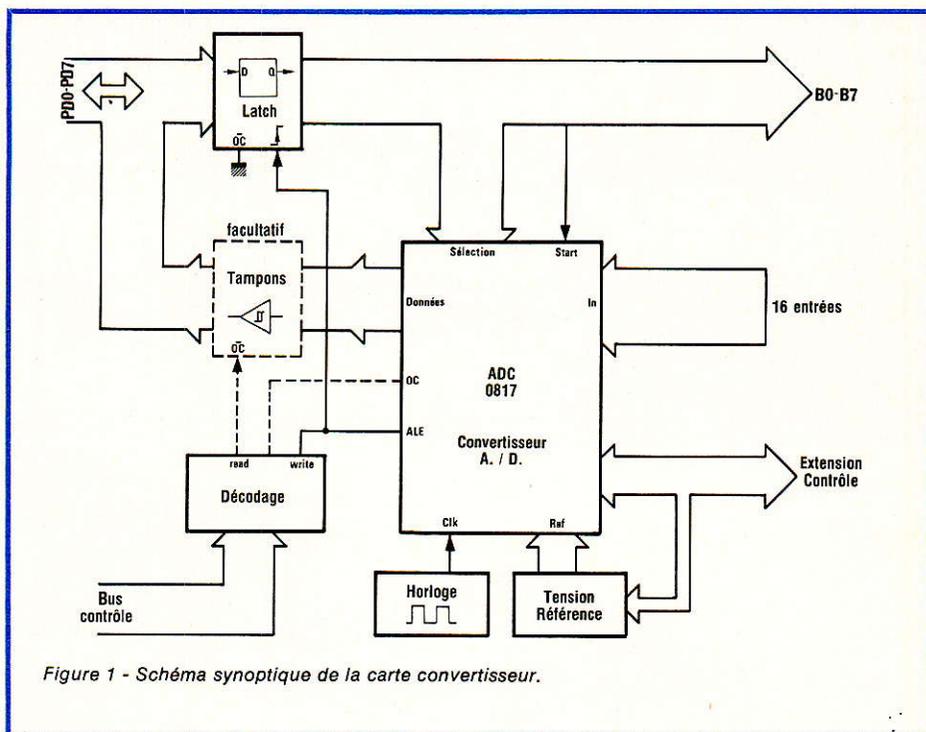


Figure 1 - Schéma synoptique de la carte convertisseur.

une acquisition de données standard. Ainsi, il se compose d'un convertisseur 8 bits (A/D) avec sorties compatibles pour microprocesseur, d'un multiplexeur analogique à 16 entrées qu'il est possible d'étendre encore. C'est un composant de la nouvelle génération de convertisseurs : plus économiques, plus performants...

Le cœur de ce circuit est bien sûr le convertisseur qui se compose principalement d'un réseau de 256 résistances, d'un registre à approximations successives (R.A.S.) et d'un comparateur. Le principe est bien sûr la mesure par approximations successives. Le R.A.S. effectue 8 itérations pour approcher la tension d'entrée, ceci sous 8 bits. Avec ce principe, il faut N itérations pour obtenir un résultat sous N bits. La figure 2 b présente un exemple sous 3 bits. Au départ, on compare le signal avec $V_{ref}/7$ dans ce cas avec 3 bits de définition. Comme V_{in} vaut $V_{ref}/4$, le résultat est 0 après la comparaison entre V_{ref} et V_{in} . On mémorise ce résultat, ce sera le bit MSB. Maintenant, on compare $V_{ref}/3/16$ et V_{in} . Cette fois-ci, le résultat est 1, et on le mémorise. On compare maintenant $V_{ref}/5/16$ et V_{in} . Le résultat est 0 et le nombre est donc 010. Le coefficient par lequel est multiplié V_{ref} , pour la comparaison est la conséquence du registre à approximations successives associé à l'arbre à résistances. Dans le cas du ADC 0817, on désire 8 bits de définition donc 8

itérations, cela nécessite un pont de 2^8 résistances.

La partie la plus importante du convertisseur reste le comparateur qui est responsable de la précision de la mesure pour le convertisseur tout entier. On utilise donc un comparateur « chopper-stabilized », qui diminue les dérives et reste la meilleure solution. L'astuce est de convertir la tension d'entrée continue en tension alternative. On récupère cette composante après passage dans un ampli à grand gain, et on reconvertisse en signal continu. L'ampli à grand gain, ne laissant passer que l'alternatif, les dérives à long terme et l'offset sont donc très largement minimisés. On obtient donc un composant insensible à la température, sans dérive à long terme et sans offset d'erreur.

Le résultat est finalement mémorisé dans un latch de sortie, suivi d'un étage haute impédance, ce qui rend ce composant compatible microprocesseur. Le signal qui a mémorisé le résultat est aussi disponible pour indiquer la fin de la conversion. Le séquenceur s'occupe de gérer le fonctionnement des différents éléments suivant les signaux de commande. Ainsi, une horloge sera nécessaire pour synchroniser les étapes et générer un signal démarquant le processus, en l'occurrence, le signal start. On reviendra plus en détail sur ces commandes dans le paragraphe suivant.

Le multiplexeur analogique permet

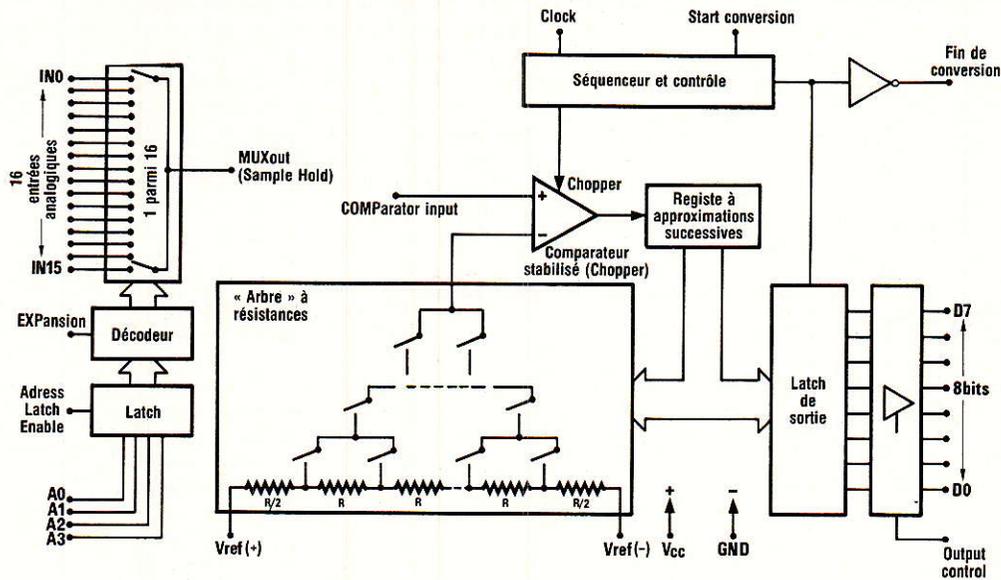


Figure 2 - Schéma fonctionnel du circuit ADC 0816-17 : on y aperçoit deux sous ensembles principaux : un multiplexeur et le convertisseur A/D.

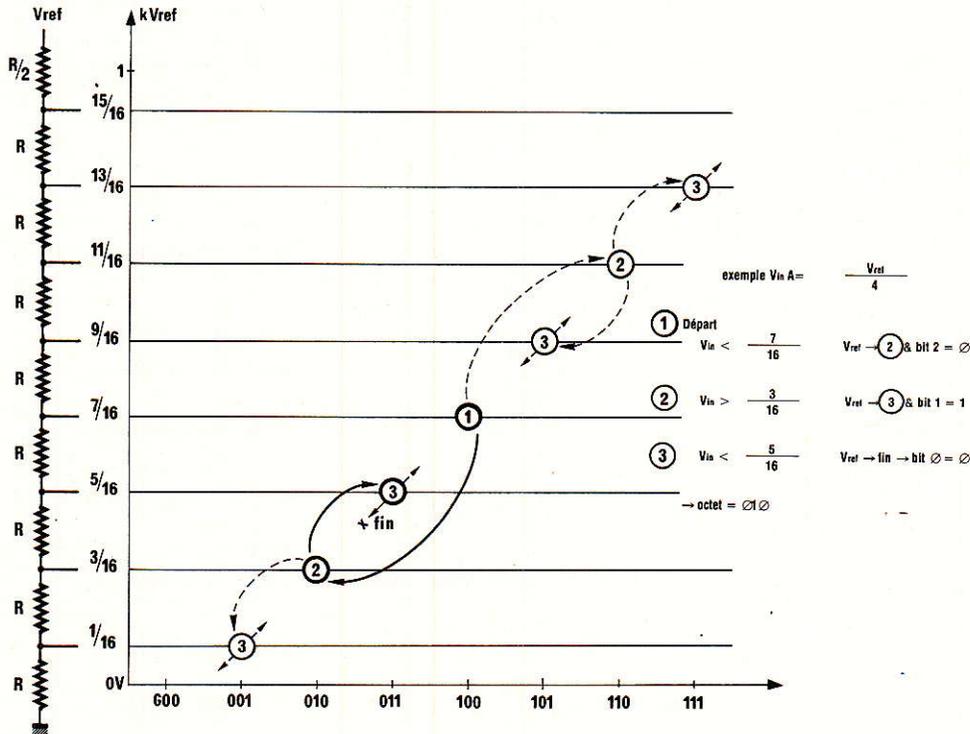


Figure 2 b - Principe de la mesure par approximation successive (3 bits).

de sélectionner un signal parmi 16 entrées. Les bits A₀ à A₃ détermineront l'entrée désirée. Comme ce composant est destiné à être associé à un microprocesseur, ces adresses de sélection seront « lachées », en correspondance avec le signal ALE. Une possibilité d'extension existe grâce à la broche EXP. Celle-ci inhibe le multiplex. Il est alors possible d'associer n éléments multiplexeurs (CD 4051...) en parallèle sur la sortie MUX out pour créer un super-multiplexeur n entrées.

Attention à l'amplitude des signaux appliqués aux entrées :

Comme ce sont des portes MOS, l'amplitude est limitée entre V_{CC} et G_{nd}. Il sera nécessaire de polariser un signal alternatif. De même, il existe une limitation similaire pour V_{ref} ⊕ et V_{ref} ⊖. Pour un fonctionnement correct, la tension médiane :

$$\frac{V_{ref \oplus} - V_{ref \ominus}}{2}$$

doit valoir la moitié de la tension d'alimentation :

$$\frac{V_{CC} - V_{Gnd}}{2}$$

Note : Pour réduire le nombre d'erreurs au minimum, le convertisseur effectue 8 cycles de comparaison pendant une mesure, ce qui nécessite 8 × 8 impulsions d'horloge ; le temps de conversion vaut donc 8 × 8 × (1/640 kHz) ≈ 100 μs.

Mise en œuvre du ADC 0817

On se reportera aux graphes de la fiche technique succincte, ainsi

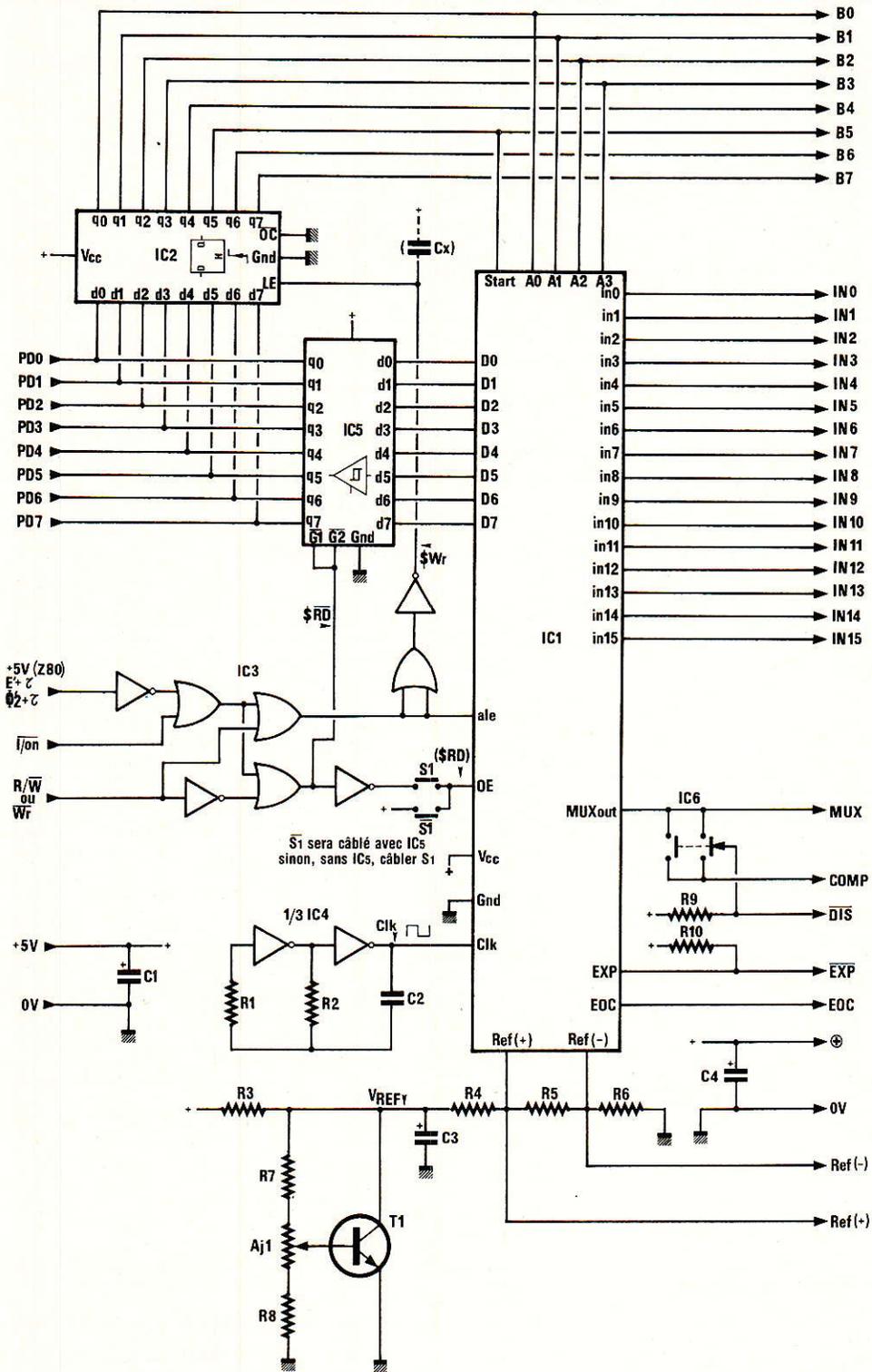


Figure 3 - Schéma de la carte convertisseur A/D à gauche les liaisons vers la carte d'interface et à droite, les connexions de mesure et d'extension.

qu'aux tableaux.

1. Horloge :

On aura avantage à travailler le plus vite possible. Le constructeur donne une valeur typique de 640 kHz, aussi ce sera celle utilisée, mais on peut l'augmenter jusqu'à 1280 kHz Max. On se rappellera cette valeur pour le calcul du temps de conversion.

2. Multiplexeur :

Il est positionné en appliquant un code BCD sur les entrées A₀ à A₃, suivant l'entrée désirée. Ainsi par exemple 1000 validera l'entrée 8. Si l'entrée EXP vaut 0 V, tous les interrupteurs sont ouverts, quelles que soient les entrées A₀ à A₃. On remarque sur les graphes, un temps t₀, assez long et des contraintes sur les

durées et la chronologie.

3. Convertisseur :

En appliquant le signal start, on démarre le processus de mesure. Le front montant réinitialise le registre à approximations successives et le séquenceur. Ainsi, une impulsion start en cours de mesure redémarre le processus. Le front descendant va lancer la conversion. La sortie EOC,

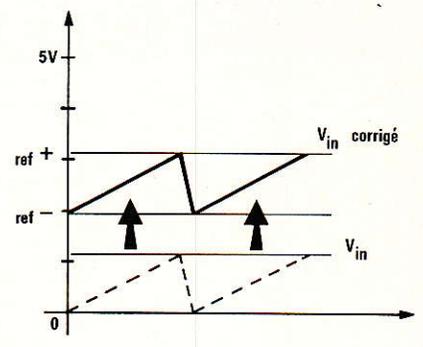
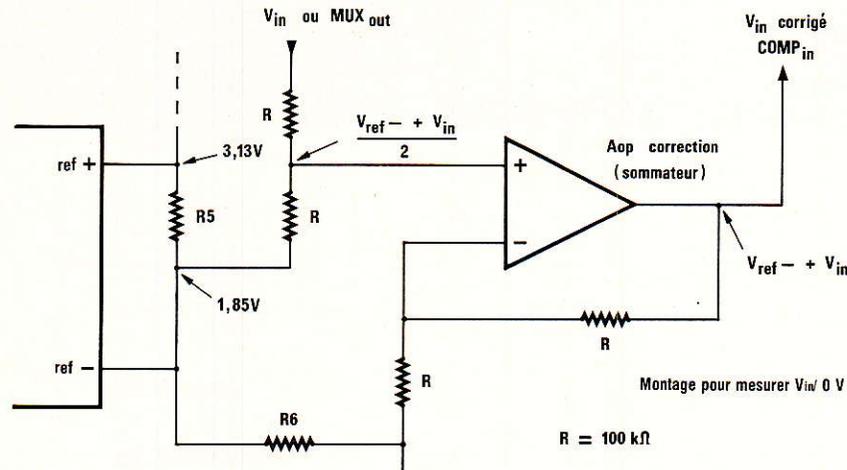
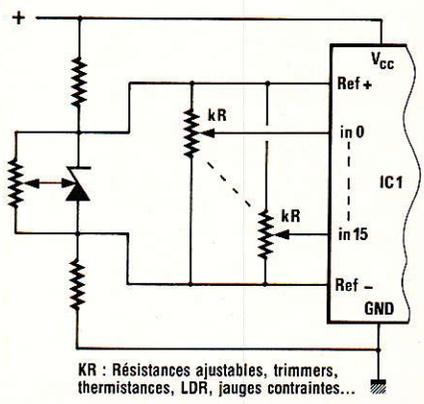
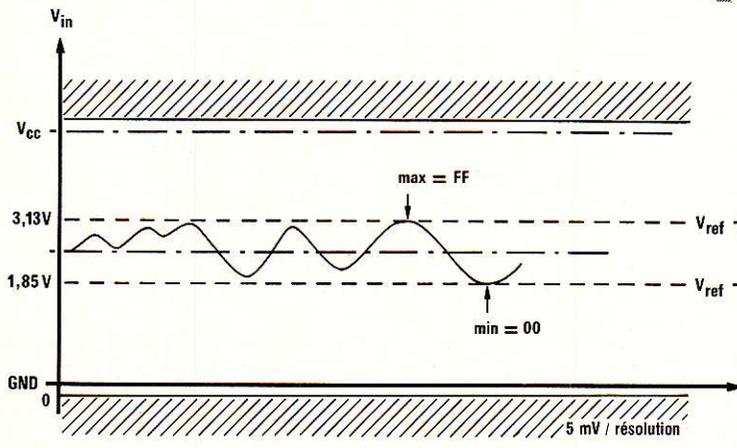
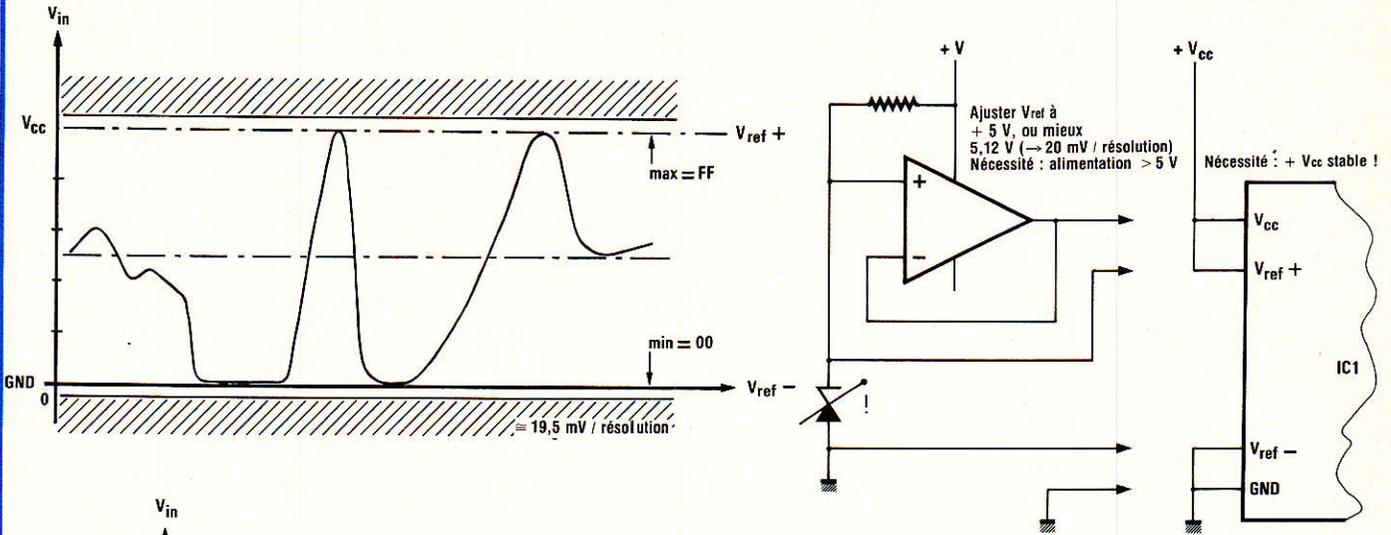
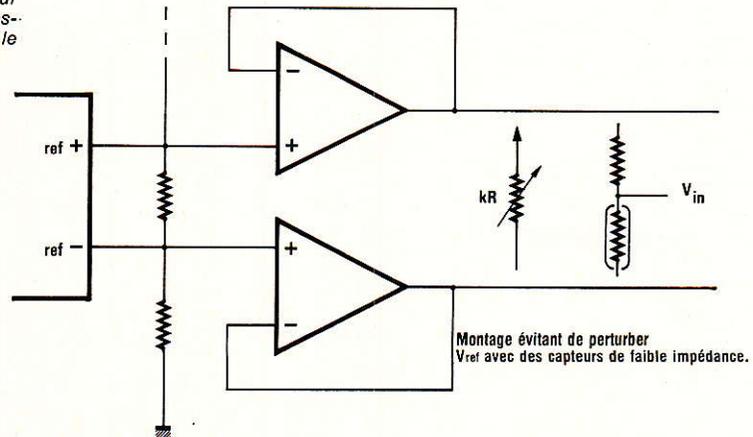


Figure 3 b -- Petits conseils pour V_{ref} et V_{in} : attention à bien respecter les limites imposées par le constructeur.



fin de conversion indique par son front montant que le résultat est disponible et peut être lu. Ce front apparaît 64 cycles d'horloge après le front descendant va lancer la conversion. La sortie EOC, fin de conversion indique par son front montant que le résultat est disponible et peut être lu. Ce front apparaît 64 cycles d'horloges après le front descendant du signal start. EOC passera à 0 V après un temps T_{EOC} , temps d'initialisation variant de 0 à 8 cycles d'horloge environ au maximum, suivant la phase de calcul. Pendant tout le temps de conversion, le signal V_{in} doit être stable et le multiplexeur doit être positionné.

À noter la possibilité de conversions permanentes en reliant EOC à start. Ainsi le front montant d'EOC déclenchera le cycle de réinitialisation et après cette dernière, EOC passera à 0 V et ce front déclenchera la conversion. A la fin de celle-ci, la boucle sera bouclée. Mais ce système nécessite une impulsion de démarrage, à la mise sous-tension.

4. Tampon :

Le tampon tri-state de sortie est ac-

cessible avec le signal OE. Une impulsion positive (logique 1) valide les datas, mais après un temps relativement long par rapport aux temps d'étages tristate sur systèmes à microprocesseur. Il est possible de lire les datas à n'importe quel moment puisqu'elles sont latchedées, mais le résultat de la conversion n'apparaî-

tra qu'après le front montant de EOC.

5. Sample-hold :

Le rôle de cet étage à insérer entre MUX out et COMPIn consiste à mémoriser une valeur analogique. Cet étage est nécessaire pour des signaux qui ne seraient pas stables pendant le temps de conversion. Son

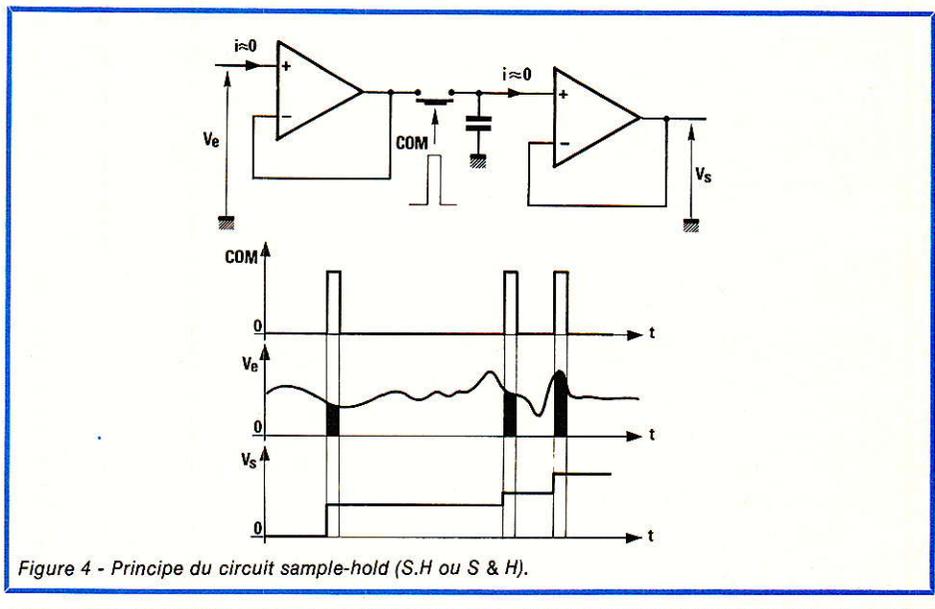


Figure 4 - Principe du circuit sample-hold (S.H ou S & H).

Vente uniquement par correspondance

Tarif unitaire TTC pouvant varier sans préavis.

SLOWING

21 rue de Fecamp - 75012 Paris
Tél. : 48.59.71.96

Paiement à la commande : expédition en recommandé urgent 20 00

Paiement en contre remboursement : si 1^{re} commande acompte 50,00 port emballage et C.R 40,00

74 LS		C-MOS		MICRO		LINEAIRES		DIVERS		CONNECTIQUES	
00	2,20	139	4,80	4000	2,30	DM 86 LS 52	24,00	LM	poussoir pour CI modèle D6		
01	2,20	143	11,70	4001	2,30	DM 8 T 26 A	12,80	301	couleur rouge bleu ou gris	2,00	
02	2,20	153	4,80	4002	2,30	D 32 05	24,00	305	transfo 1 Amp 9 V	33,00	
03	2,20	154	9,60	4006	5,30	DS 3628	35,20	309	relais a picots 12 V 80 A 1 RT	14,40	10,00
04	2,20	155	5,20	4007	2,30	DS 8259 S	43,20	311	inverseur à levier perçage 6,35	7,00	
05	2,20	156	5,20	4008	6,60	EF 6801 B	15,00	324	2 Amp 250 V 1 RT 7,20 2 RT	7,80	
08	2,20	157	5,20	4011	2,30	EF 8089-3	112,00	339	porte fusible châssis 6,35	7,50	
09	2,20	158	4,10	4012	2,30	EF 9367 P	225,00	349	ampoule ILS 1 T	21,00	3,00
10	2,20	160	5,70	4013	2,30	EF 8089-3	112,00	378	passerelle Ø 4	9,60	0,30
11	2,20	161	6,10	4014	5,20	EF 9367 P	144,00	380		13,60	
13	2,20	163	6,10	4015	5,20	MC 1488	7,20	386		12,80	
14	4,40	164	6,10	4016	3,20	MC 1489	7,20	391	led Ø3 ou Ø5	20,80	
20	2,20	165	7,70	4017	5,20	MK 2716	30,40	393	vert jaune ou rouge	8,00	0,60
21	2,20	166	7,70	4018	5,20	MK 3807	160,00	555	TIL 111 opto-coupleur	4,50	
22	2,20	169	7,70	4019	5,20	MK 4516-150 NS	17,60	556	BPW 34 diode infra-rouge	8,00	
26	2,20	173	6,90	4020	5,20	MK 4584-200 NS	12,00	709			
27	2,20	174	9,40	4021	5,20	NE 590	24,00	710			
28	2,20	175	9,40	4022	5,20	PAL 16 L 8	72,00	741		4,30	
30	2,20	181	16,10	4023	2,30	PAL 2010	80,00	747		4,80	1001 12,80
32	2,20	191	9,40	4024	4,70	PAL 20 L 10	80,00	758		7,20	1003 14,40
33	4,40	194	7,20	4025	2,30	SFF 96364A	128,00	1011		32,00	1006 16,00
37	2,20	195	9,50	4026	4,80	TMS 4116-200 NS	11,20	1303		8,80	1010 10,40
38	2,20	197	11,30	4027	4,00	TMS 4116-250 NS	11,20	1339		5,60	1011 12,80
40	2,20	240	8,50	4028	4,50	UPD 416-1	11,20	1458		6,30	1012 12,80
42	4,80	241	8,50	4029	5,30	UPD 765	112,00	1800		10,40	1039 11,20
47	7,80	243	8,20	4030	3,90	UPD 2147-2	28,80	1818		44,80	1050 17,60
48	7,80	244	8,50	4031	11,50	UPD 4104	27,20	1820		22,50	1054 8,80
49	6,70	245	10,10	4032	8,40	UPD 4116-300 NS	11,20	2901		11,20	1077 24,00
51	2,20	247	7,60	4033	11,10	UPD 8253-5	52,80	2907		27,20	1104 21,60
53	4,40	253	5,20	4034	11,40	UPD 8282	43,20	2917		25,60	1170 20,20
54	3,20	257	5,20	4035	6,10	UPD 8284 A	52,80	3302		8,80	1200 9,60
55	2,20	258	5,20	4036	22,10	UPD 8286	73,60	3900		12,50	1510 27,20
73	3,70	260	4,20	4038	5,60	Z80 CPU	25,00			1524	36,80
74	3,70	266	4,20	4040	5,30	Z80 A CPU	35,00			1770	12,80
75	4,80	273	8,50	4041	6,00	MC 1797 L	128,00	241		2003	9,60
85	6,08	279	5,20	4042	4,70	12 L 6	56,00	840		28,80	2004 26,50
86	4,00	280	8,90	4043	5,20	303	80,85A	52,80	930	28,80	2006 11,20
90	5,20	283	5,50	4044	5,20	04	8088	72,00		2010	17,60
92	5,20	293	6,40	4045	5,80	20	8088	112,00	TL	2030	17,60
93	5,20	324	8,00	4046	6,30	37	8202 A	27,20	71	5,80	2540 16,00
95	6,00	353	6,80	4047	5,80	51	8255 A	44,00	72	6,70	2567 12,80
96	6,50	362	4,60	4048	4,00	113			74	15,20	2586 12,00
107	2,80	363	4,60	4049	3,40	157			80	5,60	2620 11,20
109	2,80	365	4,60	4050	3,40	158			81	5,60	2630 11,20
112	2,80	367	4,60	4051	5,50	163			82	6,20	2631 17,60
113	2,80	368	4,60	4052	5,50	174			83	17,30	2790 20,00
123	5,60	373	8,70	4053	5,50	240			84	11,70	3650 28,80
124	5,60	374	9,30	4054	6,80	251			86	9,90	3810 38,40
125	4,20	378	5,40	4060	5,50	253			431	6,40	7000 24,00
126	4,20	390	6,40	4066	3,40	257					
132	4,80	395	6,90	4068	2,30	258					
137	5,40			4069	2,30	373					

fonctionnement est simple : on charge une capacité sous la tension à mesurer, à travers un adaptateur d'impédance à un instant donné. La capacité conserve sensiblement la même valeur le temps de la mesure, et ce jusqu'à sa prochaine charge. La figure 4 en donne le principe.

Analyse du schéma de principe

On se reportera à la figure 3. On s'intéressera tout d'abord à l'interface bus microprocesseur et convertisseur. IC₃ et IC₄ se chargent du décodage nécessaire à la commande des tampons pour le dialogue à travers la carte d'interface. On dispose ainsi d'un signal \$RD, actif à l'état 0 lors de la lecture, et d'un signal \$Wr au front montant actif lors de l'écriture. A noter le signal ALE, complémentaire à \$Wr et en avance, ainsi que le signal \$RD complémentaire à \$RD. La figure 6 représente leur chronologie et évite de plus longs détails. Le signal \$Wr lachera donc les datas présentes sur le bus grâce à IC₂, octuple latch (→ 8 bits). La fonction tristate n'est pas utilisée, donc OC est relié à la masse. On bénéficie alors d'un port de sortie sous 8 bits, appelés B₀ à B₇, qui servira aussi à la commande du convertisseur IC₁. Ainsi B₀ à B₃ seront les bits de commande du multiplexeur seize entrées et B₅ sera le bit de validation de la mesure. On évite ainsi un second port et on simplifie le schéma.

Pour la lecture des datas fournies par le convertisseur, deux solutions se présentent.

Il est utile de se reporter à la figure 7 qui différencie les deux cas :

— 1^{er} cas : on relie le strap S₁ et on court-circuite IC₅ (entrées reliées aux sorties, sans câbler IC₅ !). Ainsi le signal \$RD, complément de \$RD validera l'entrée OE du convertisseur, et l'octet sera présent sur le bus, avec un délai de 125 à 250 ns, propre aux étages tristate des latches internes de sortie du convertisseur établis à la fin du cycle de conversion. Ce temps d'accès peut s'avérer trop long, alors on choisira le second cas.

— 2^e cas : on relie le strap S₁ et on cable IC₅. L'entrée OE est ainsi toujours validée. A la fin de la conversion, l'octet correspondant apparaît aux entrées du tampon tri-state IC₅, après un délai interne dû à IC₁. Au moment de la lecture, \$RD validera alors les sorties d'IC₅ et l'octet sera présent sur le bus après un délai plus court, de 15 à 30 ns.

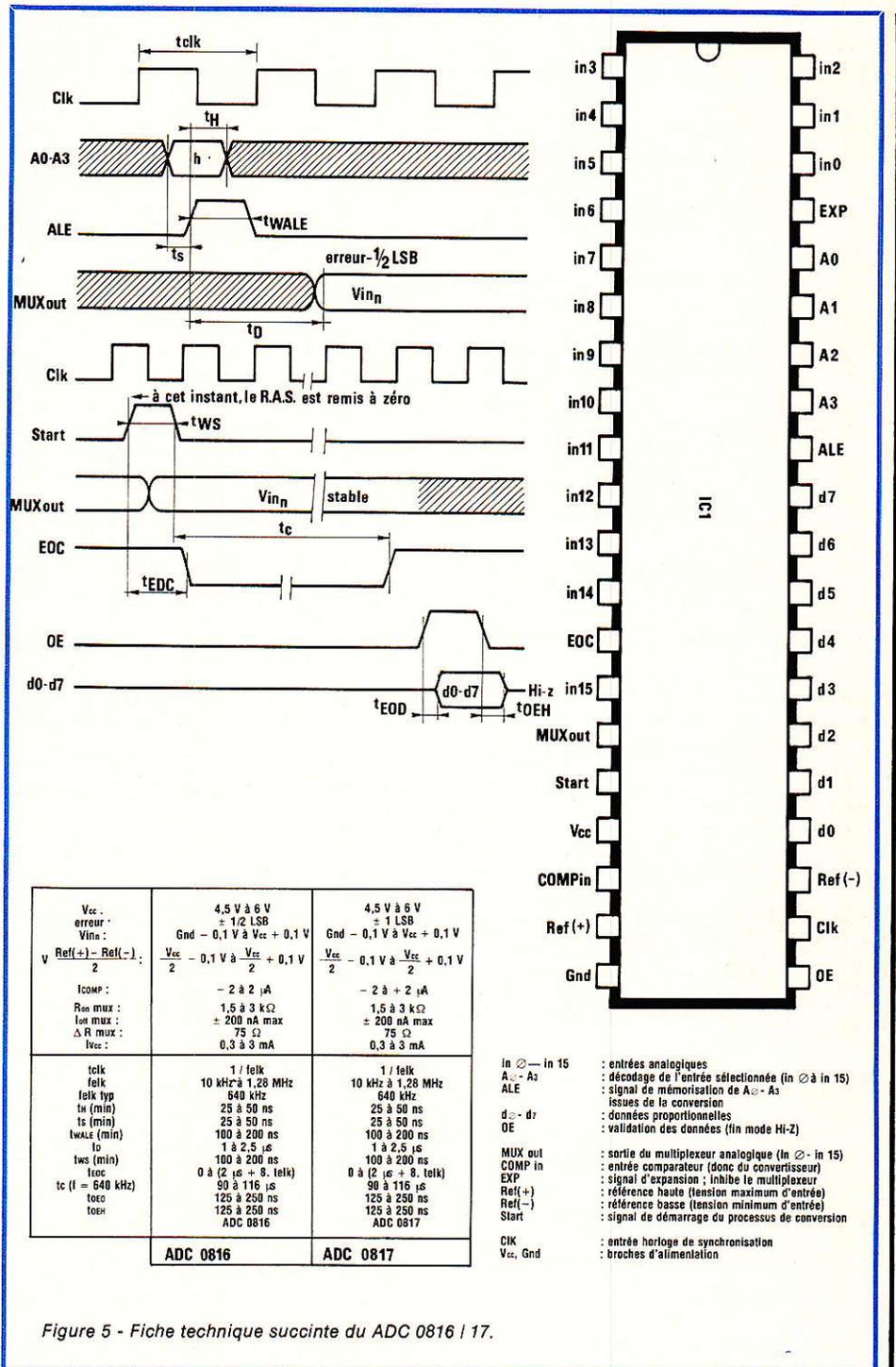


Figure 5 - Fiche technique succincte du ADC 0816 / 17.

Cette solution est préférable afin d'éviter des conflits de bus et de garantir la certitude de mesures correctes. Vu la solution hardware et logicielle, le signal E.O.C. ne sera pas exploité par le microprocesseur parce qu'il aurait nécessité un port d'entrée supplémentaire pour lire un bit ou utiliser les interruptions. Aussi le logiciel devra attendre (tempo) avant de lire le résultat de la conversion. On y reviendra...

Le signal d'horloge est réalisé à l'aide des deux inverseurs restant de IC₅. Seul changement, la version HCMOS (Qmos) a été retenue. La fré-

quence dépend de R₂ et C₂, suivant la formule :

$$f = 1 / \left(\frac{\sqrt{2}}{2} R_2 C_2 \right)$$

R₁ stabilisera le montage contre les dérives en température. Si votre application nécessite une plus grande stabilité, on pourra modifier cet étage et retenir une solution avec quartz. A noter, la fréquence d'environ 640 kHz. Nous l'avons ajustée à l'aide d'un fréquencemètre, mais, sinon il faudra penser à la tolérance des composants (R₂ C₂) lors de la

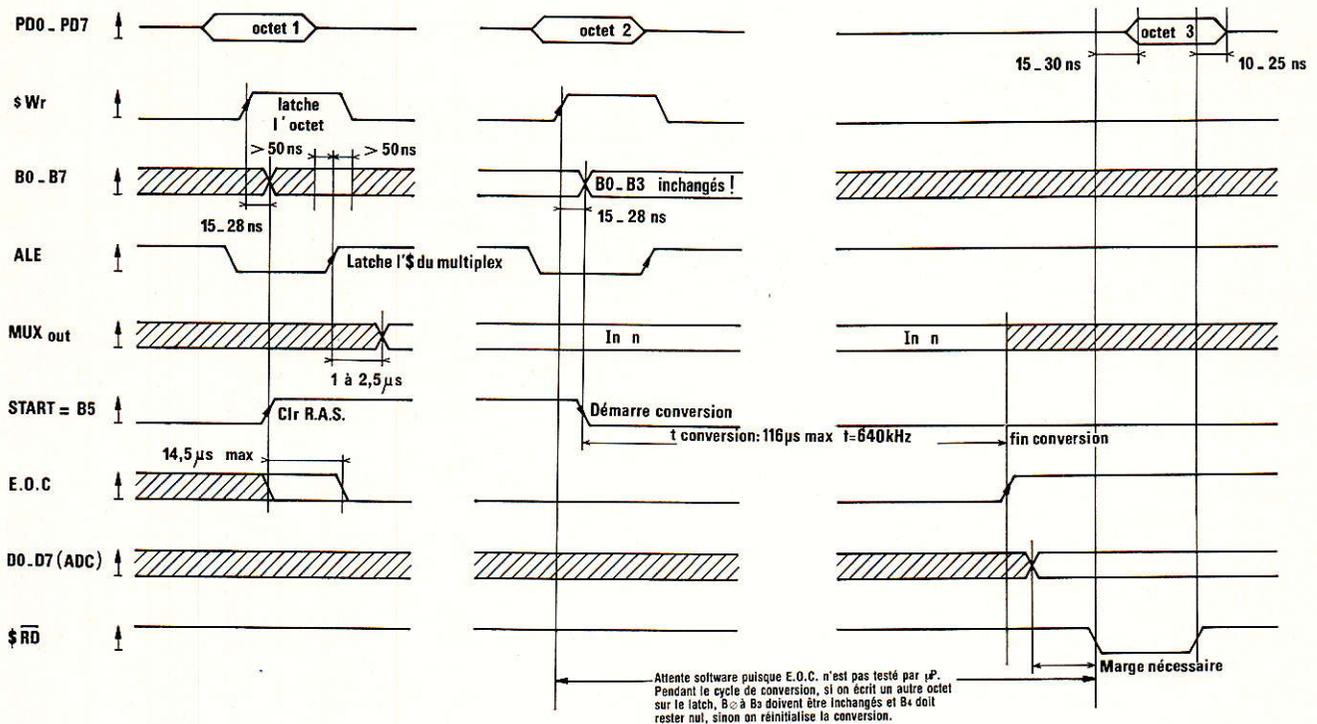


Figure 6 - Chronogrammes des signaux pendant un cycle de mesure.

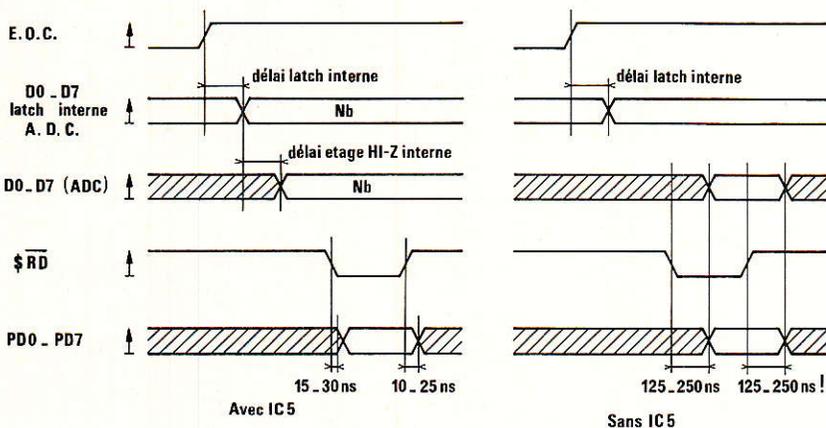


Figure 7 - Chronogrammes mettant en évidence le rôle facultatif de IC5.

boucle logicielle d'attente. En procédant à des essais, il est possible de « pédaler » plus vite. L'auteur a relevé 1,4 MHz, mais a préféré conserver la valeur conseillée par le constructeur et la maquette originale utilise un oscillateur avec portes TTL-LS.

La tension de référence a été établie à 1,28 V entre V_{ref+} et V_{ref-} , ce qui correspondra à une résolution maximale de 5 mV exactement, pour un signal variant de la valeur de V_{ref-} à celle de V_{ref+} , donc de 1,85 à 3,13 V. On remarque donc l'impossibilité dans ce cas, de mesurer une tension entre 0 V et + U. En fait, on disposera des broches $ref(+)$ et $ref(-)$ sur le connecteur d'extension, ainsi on

pourra modifier leurs valeurs. Si votre signal d'entrée évolue entre 0 et 5 V, on reliera V_{ref-} à la masse et V_{ref+} au V_{CC} , d'IC1. Mais la résolution maximale n'est pas un chiffre entier ($\approx 19,5$ mV). La figure 3 b donne les détails utiles, mais il ne faudra pas oublier la condition imposée par les inverseurs CMOS de « l'arbre » à résistances :

$$\frac{V_{ref(+)} + V_{ref(-)}}{2} = \frac{V_{CC}}{2} \pm 0,1 V$$

ainsi que :
 $(Gnd - 0,1 V) < V_{ref} < (V_{CC} + 0,1 V)$

La génération de nos potentiels de référence sera obtenue, grâce aux

éléments associés à T_1 et au pont diviseur R_4 , R_5 et R_6 . T_1 est utilisé en Zener programmable grâce à A_{j1} , et polarisée par R_3 . L'ondulation résiduelle est filtrée par C_3 et atténuée par les rapports du double pont diviseur R_4 , R_4 , R_6 . On dispose donc d'une référence de 3,98 V répartie en + 1,85 V et + 3,13 V pour $V_{ref(-)}$ et $V_{ref(+)}$ respectivement, soit donc bien une amplitude de mesure de 1,28 V symétrique à $V_{CC}/2$, qui se répercutera sur l'amplitude d'entrée comme explicité à la figure 3 b. Le choix est ici justifié par l'utilisation du système en contrôleur de température réalisé par l'auteur (un capteur dans chaque pièce, résistif, polarisé entre $V_{ref(-)}$ et $V_{ref(+)}$ et des électrovannes pour les radiateurs commandées par le port).

Les seize entrées sont disponibles sur un connecteur spécifique alors que les autres signaux sont disponibles sur un connecteur de « contrôle ». Ainsi, grâce à IC6, il est possible d'intercaler un circuit « sample-hold » entre COMP et MUX, en reliant DIS à la masse (ou à la sortie d'une porte logique à l'état 0). De même, l'entrée EXP active à l'état 0 (résistance pull-up : R_{10}) permettra de relier à MUX un autre multiplexeur analogique (type 4051,...) et d'augmenter le nombre d'entrées analogiques.

On dispose aussi du signal EOC pour une synchronisation des exten-

sions éventuelles, ou pour le contrôle du microprocesseur de la boucle d'attente à l'aide d'un périphérique port d'entrée. Cette dernière solution permettrait au microprocesseur d'effectuer une autre tâche en attendant la fin de la conversion. Cette solution n'a pas été retenue lors de l'élaboration de la carte par un souci de simplification hardware et logicielle. En Basic, le problème ne se pose pas, vu sa « lenteur » d'exécution, mais en langage machine, une boucle d'attente est plus simple à réaliser... Munis de ces détails, il vous sera aisé d'améliorer le montage initial suivant vos désirs.

C₄ découple l'alimentation pour les extensions et C₁, l'alimentation des circuits de la carte. A noter l'amélioration de la stabilité de Vcc (5 V) en découplant chaque circuit à l'aide d'une capacité de 100 nF céramique, disposée côté cuivre de l'implantation et en parallèle sur l'alimentation du circuit.

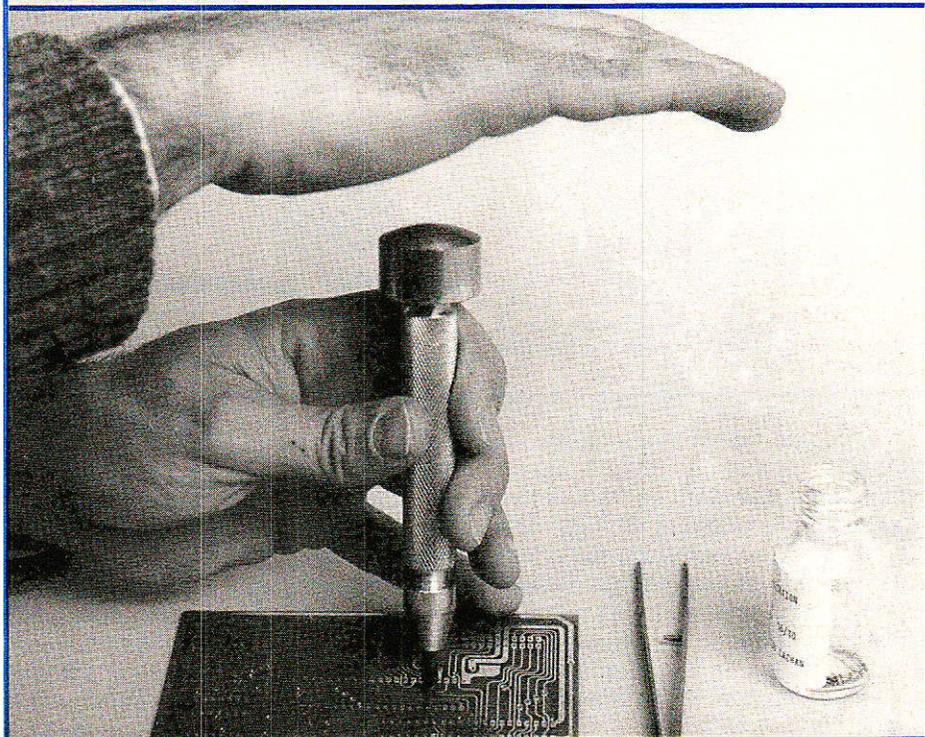
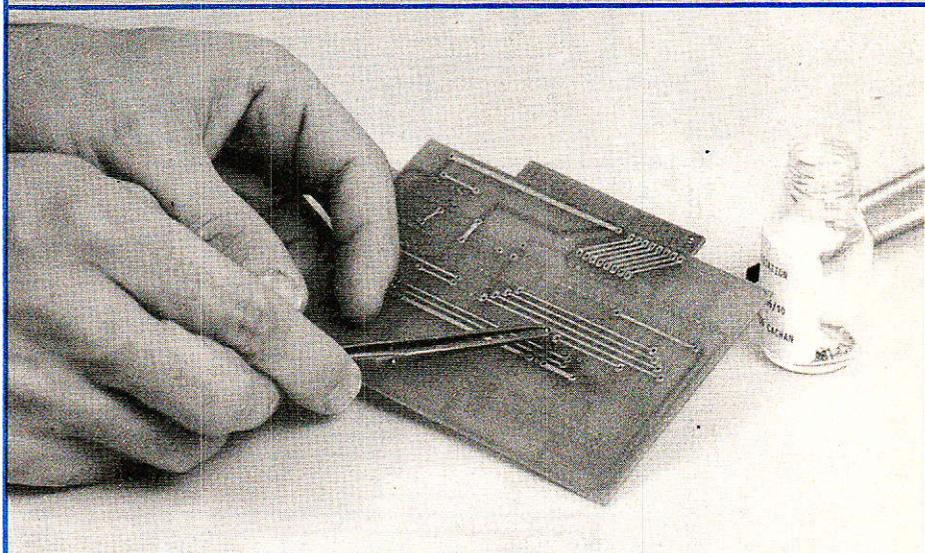
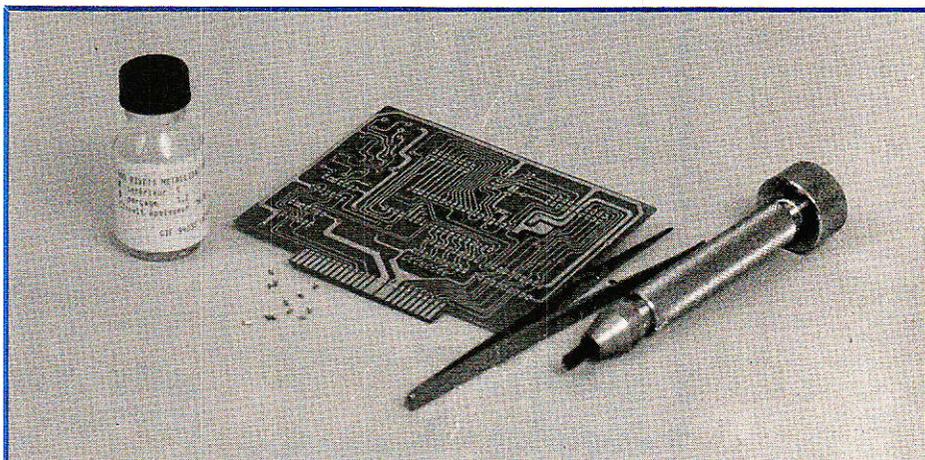
Pour ceux, que la référence utilisée ici gêne, on cablera un strap à la place de R₃, R₄ et R₆ et les composants R₅, R₇, R₈, A₁, T₁ ne seront pas câblés. Ainsi le signal d'entrée pourra varier de 0 à 5 V, sans la nécessité d'un AOP de correction (figure 3 b).

Ce schéma constitue un montage ouvert, modifiable et améliorable, sans nécessairement reproduire une autre implantation. Diverses utilisations peuvent être développées ; La suite de cet article, vous proposera une carte transistormètre, qui associée à cette carte permettra de relever sur l'écran de votre miniteur, les caractéristiques principales de transistors, diodes, FET...

réaliser les « ponts de liaison » à l'aide d'un bout de fil de cuivre, soudé des deux côtés.

Vous pouvez également, comme nous l'avons fait, utiliser le procédé que propose CIF (le Circuit Imprimé

Français) et qui consiste à insérer des rivets dans les trous qui doivent permettre l'interconnexion entre faces. Les photos qui illustrent cet article permettent de se faire une idée plus précise sur la façon d'opérer.



Réalisation pratique

Le plan du circuit imprimé est proposé aux figures 8, 9 et 10 pour l'implantation des éléments. On doit donc réaliser un circuit imprimé double face, mais pour ceux que cette solution effraie, le circuit a été conçu pour laisser la possibilité d'exploitation d'un support simple face, en remplaçant les connexions imprimées de la seconde face par des straps. Ne pas oublier alors de les câbler avant le montage du support de IC₁. Dans la version double face, à chaque trou de liaison entre les deux faces, il sera nécessaire de

Figure 8 -
Câblage imprimé
côté cuivre.

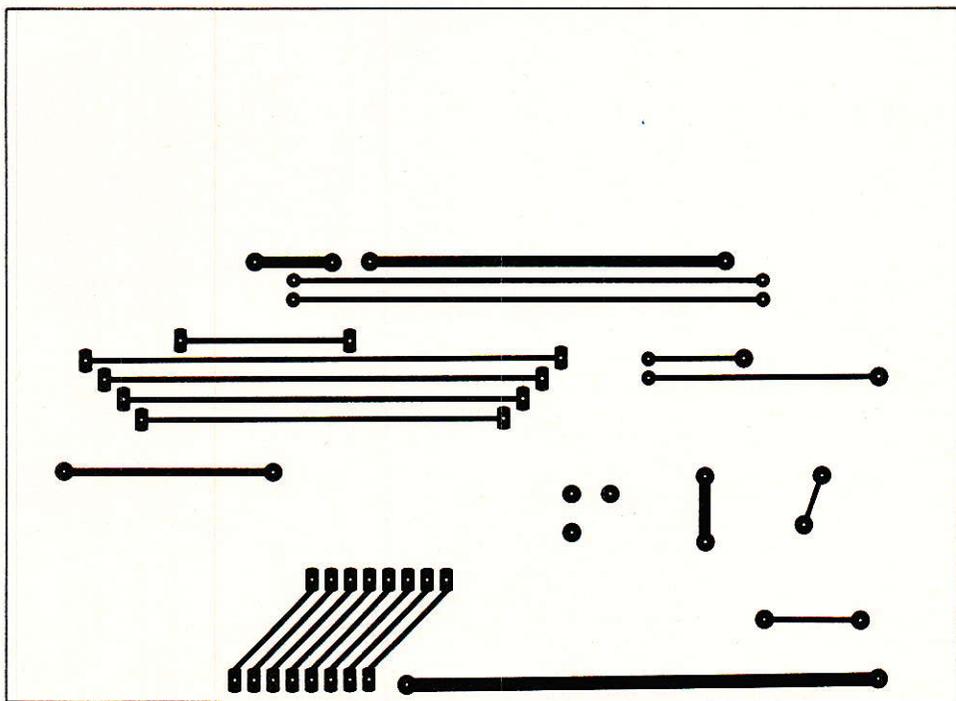
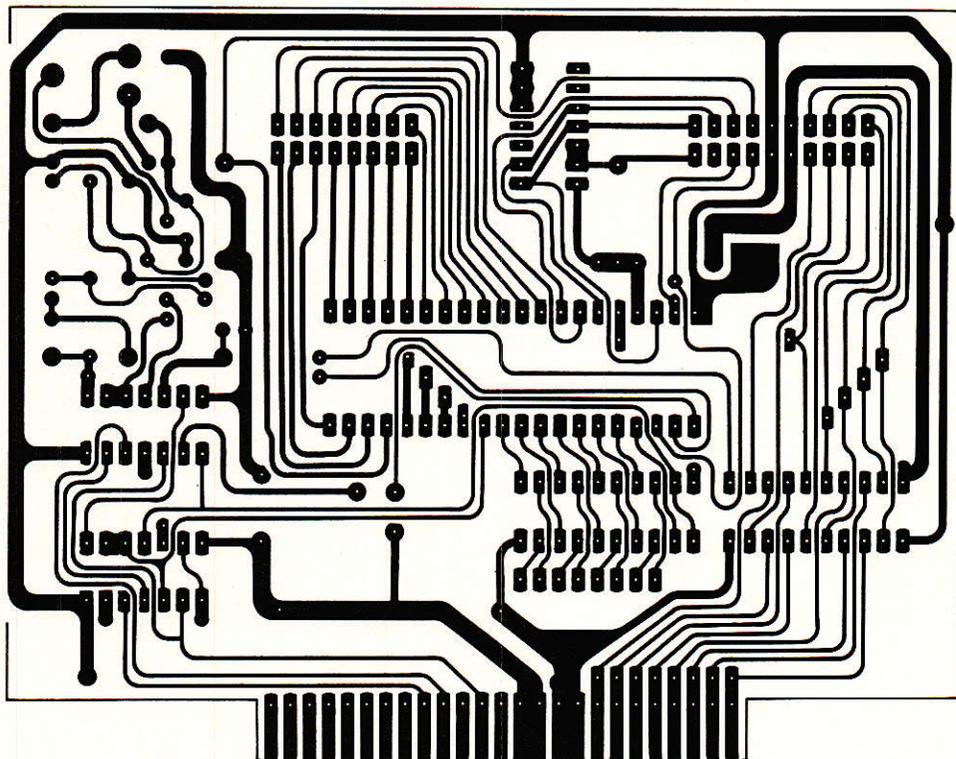


Figure 9 - Câblage imprimé à double face. A chaque trou correspondra alors une traversée de liaison. (fil cuivre).

Ces rivets en cuivre étamé, de diamètre interne 1 mm, se logent dans les trous percés à 1,2 mm (épaisseur du circuit 16/10). La tête du rivet étant placée sur une surface dure, l'autre extrémité est ensuite rabattue à l'aide d'un lourd poinçon métallique que l'on frappe de la paume de la main ; inutile d'employer un marteau, la masse de l'outil suffit.

On prendra garde lors de l'exécution du tracé du circuit imprimé de ne pas trop faire cotoyer les pistes de cuivre et les pastilles devant recevoir ces rivets.

La mise en place est rapide et propre, les pattes des composants peuvent bien entendu s'engager à l'intérieur du rivet ; on évite également les problèmes rencontrés lors du soudage d'un petit strap de liaison

entre faces.

Pour la procédure, on se conformera à celle maintes fois répétée : le circuit sera réalisé par méthode photographique pour garantir le tracé fin sous les circuits intégrés. Attention d'obtenir une bonne netteté du tracé lors du passage entre deux pastilles ! Une fois le mylar achevé, on procédera à l'insolation de la plaquette d'époxy présensibi-

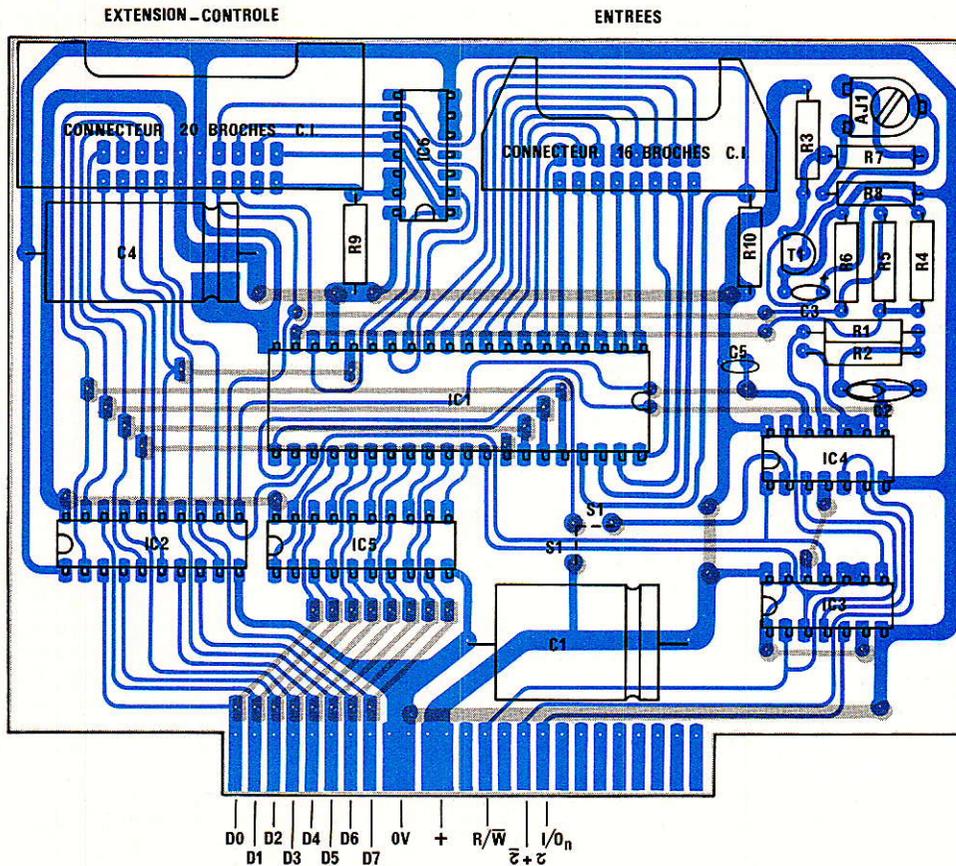


Figure 10 - Implantation des composants. Les straps en pointillés seront à câbler en simple face uniquement.

lisé, et à la gravure après développement. Contrôlez la netteté après le développement, sinon apportez les corrections à l'aide d'un feutre fin indélébile. Bien rincer le circuit après sa gravure et aussitôt le protéger par un vernis protecteur autorisant la soudure ou par un étamage à chaud, pour éviter toute oxydation et garantir une bonne continuité même en cas de microcoupures. On percera le circuit avec un forêt de 0,7 ou 0,8 mm pour les circuits intégrés et 1 mm pour les autres composants. Apportez y un grand soin, sinon vous éprouverez des difficultés pour les soudures.

On implantera le cas échéant les straps en premiers (C1 simple face), puis les supports des circuits intégrés, les connecteurs, les éléments passifs puis T1. On vérifiera bien le circuit et on pourra insérer les circuits intégrés dans leurs supports respectifs. Les détrompeurs sont tous dirigés vers la gauche. Utilisez un fer fin pour la soudure des supports, surtout si vous décidez de vous en passer, sauf, pour IC1, c'est vivement conseillé vu le prix du circuit. Le connecteur sera étamé, à défaut de dorure, mais la couche d'étain devra être fine, sinon vous « encrasserez »

le connecteur femelle de la carte d'interfaçage.

Si vous câblez S1, montez alors IC5 sur son support. Sinon câblez S1 et insérez un plan de montage DIL, sorte de fiche s'engageant dans le support d'ICs qui permettra de relier les connexions d'entrées sorties entre elles. Le plan de câblage est donné en figure 11.

Il n'est plus question cette fois-ci de sélection Z 80 - 6502 - 6809. Ainsi vous pourrez conserver vos cartes pour différents microprocesseurs... mais dans ce cas, l'entrée E (ou Φ_2) de la carte d'extension universelle, devra être relié au + 5 V si vous utilisez un Z 80. Pensez-y, sinon reliez la broche 5 de IC4 au + 5 V (toujours si vous utilisez la carte avec un Z 80). A noter aussi qu'il est possible de choisir une autre connexion que celle choisie pour la liaison I/O au connecteur.

Essais et réglages

Le premier essai sera le contrôle du fonctionnement correct du micro-ordinateur, après insertion de cet interface dans le connecteur approprié de la carte mère. Si la tension ne chute pas, c'est OK, sinon contrôlez vos soudures, qu'il n'y ait pas de court-circuit entre deux pistes. N'hésitez pas à utiliser une loupe et à regarder le circuit sous une source lumineuse, pas transparente. Surveillez aussi les autres périphériques utilisés (disque,...)

Le seul réglage à effectuer, est celui de la référence de tension. On placera un voltmètre entre collecteur et émetteur de T1 et on réglera Aj1 pour obtenir une tension de 3,98 V.

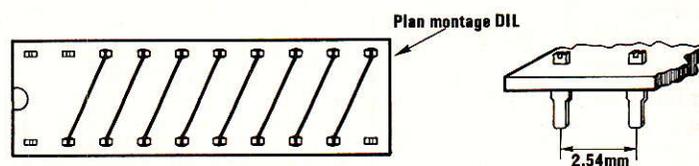


Figure 11 - Câblage du plan de montage DIL remplaçant ICs.

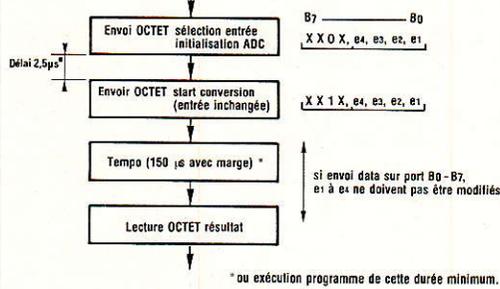


Figure 12 - Ordinoigramme de la lecture du convertisseur. Il reste utilisable aussi bien en assembleur, qu'en Basic.
* facultatif, car le convertisseur refera sa mesure 8 fois avant de générer le front montant de EOC.

On vérifiera la tension aux bornes de R_5 qui devra être de 1,28 V. Une autre méthode serait de disposer un voltmètre aux bornes de R_5 et d'ajuster A_j pour obtenir 1,28 V. Dans ce cas, on peut alors s'affranchir de la précision sur R_4 . Le montage est dès maintenant étalonné et exploitable. Remarquer la note en fin de nomenclature quant au choix de R_6 .

Doit garantir la prochaine phase après la remontée d'EOC. Il est possible de la remplacer par un test de la sortie d'EOC.

La durée nécessaire peut être relevée à l'oscilloscope connecté à EOC et B_5 .

— Phase 3 : lecture du résultat. EOC doit être à « 1 », mais n'est pas testable par le micro sans port complémentaire. L'octet reçu est le nom-

bre résultant de la conversion.

On obtient donc l'ordinoigramme de la figure 12. A noter qu'avant la phase 1 et qu'après la phase 3, les bits B_0 à B_3 sont exploitables sur le connecteur pour une autre utilisation (prochain article).

La figure 13 présente quelques unes des applications possibles pour apprendre à utiliser cette carte. Dans tous les cas $V_{ref+} = 5$ V et $V_{ref-} = 0$ V.

La figure 13 a présente le montage d'essai du multiplexeur. Chaque résistance à la même valeur, par exemple 10 k Ω . On vérifie à l'aide du logiciel de la figure 14 a les différentes valeurs, soit celles du tableau 1.

La figure 13 b permettra de se familiariser avec les sorties B_4 , B_6 et B_7 . Un bon exercice d'application serait pour vous d'écrire le logiciel en Basic.

Utilisation

Cette carte est utilisable aussi bien en Basic que grâce à une routine en langage machine. Seule différence, la rapidité d'exécution qui nécessite quelques règles à respecter pour l'élaboration du logiciel. Il y a aussi une procédure à respecter pour utiliser le port B_0 - B_7 sans modifier l'étage multiplexeur analogique.

On se reportera à la figure 6, qui présente les chronogrammes d'un cycle de mesure typique, caractérisé par trois phases au minimum.

— Phase 1 : On envoie un premier octet B_0 à B_3 : adresse multiplexeur : entrée choisie

B_5 : 1 (indique Cl R.A.S.)

Le multiplexeur est positionné effectivement au maximum 2,5 μ s après la fin de l'instruction. Ce délai devient non négligeable en langage machine. EOC passera à 0, après un délai maximum d'environ 14,5 μ s.

— Phase 2 : B_0 à B_3 sont inchangés, et le multiplexeur reste positionné sur l'entrée choisie dans la phase 1. $B_5 = 0$, on démarre donc le processus de conversion, qui durera 64 cycles d'horloge, donc environ 116 μ s max. à 640 kHz. Suivant la tolérance de votre fréquence d'horloge cette valeur sera à modifier.

— Tempo : tempo d'attente de fin de conversion.

Directement liée à la fréquence d'horloge, à la tolérance et à la stabilité des composants R_2 , C_2 , R_1 .

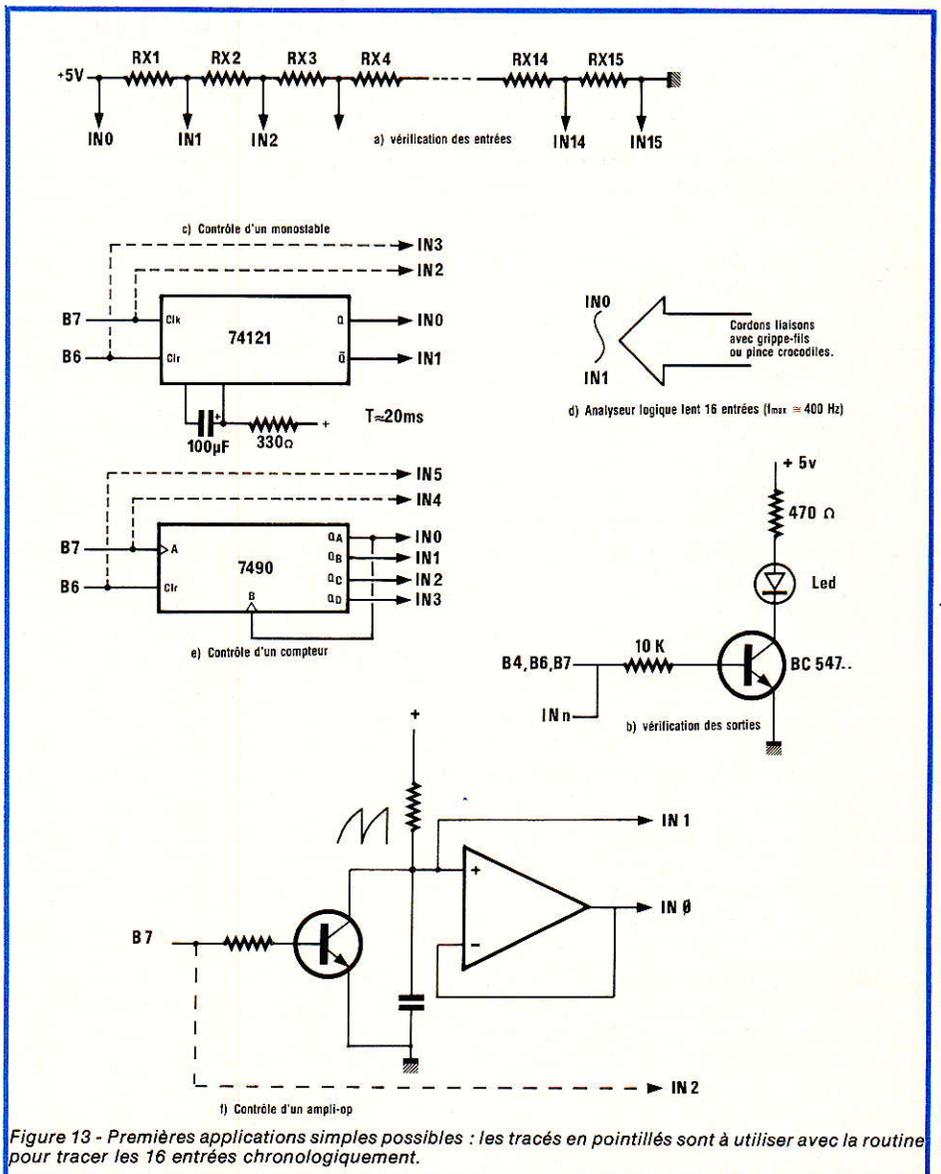


Figure 13 - Premières applications simples possibles : les tracés en pointillés sont à utiliser avec la routine pour tracer les 16 entrées chronologiquement.

IN	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Nb (Hx)	00	11	22	33	44	55	66	77	88	99	AA	BB	CC	DD	EE	FF
Y/	0V	0,333V	0,666V	1V	1,33V	1,66V	2V	2,33V	2,66V	3V	3,33V	3,66V	4V	4,33V	4,66V	5V

```

1000 REM *****
1001 REM Lect. 16 entrées
1002 REM *****
1003 REM D=0 TO 15
1004 PRINT AT D,0;"Entree ";STA#
1005 NEXT D
1006 FOR D=0 TO 15
1007 LET VOIE=D
1008 GO SUB 9000
1009 PRINT AT D,10;octet;" "
1010;INT (octet*(5/2.55)/100;"
1011 NEXT D
1012 GO TO 100
1013 STOP
1014 REM *****
1015 REM S.D. lecture ADC
1016 REM *****
1017 REM VOIE=NO VOIE
1018 REM port choice=#01
1019 REM octet= resultat mesure
1020 LET port=#01
1021 OUT port,voie+32
1022 OUT port,voie
1023 LET octet=IN port
1024 RETURN
    
```

Figure 14 a - Logiciel de lecture des 16 entrées analogiques (Basic ZX Spectrum).

```

9000 REM *****
9001 REM commande port ext.
9002 REM *****
9003 REM b5=letet bit b5
9004 REM b7=letet bit b7
9005 REM
9006 LET VOIE=VOIE+64*b5+128*b7
9007 REM commande de: GO SUB 9000
9008 RETURN
    
```

Figure 14 b - Logiciel à insérer pour commander les bits b6 et b7. On l'utilisera conjointement avec le sous-programme de lecture (9000 à 9100)

```

1 REM *****
2 REM Crieu logique 16 entrées
3 REM *****
4 REM
5 REM
6 REM Il faudra préciser les états de
7 REM b7 et b6 comme il est effectué
8 REM mais selon votre codage
9 REM
10 LET b7=0: LET b6=0
11 FOR D=0 TO 15: PLOT 1,D#3:
DRAW -1,0: DRAW 0,5: NEXT D
12 PRINT AT 0,0;"** Analyse
logique **": PLOT 0,165
: DRAW 255,0
13 FOR D=4 TO 253 STEP 8
14 IF D=12 THEN LET b7=1
15 IF D=20 THEN LET b7=0
16 IF D=34 THEN LET b6=1
17 IF D=42 THEN LET b6=0
18 IF D=164 THEN LET b6=1
19 IF D=168 THEN LET b6=0
20 FOR V=0 TO 15
21 LET VOIE=V
22 GO SUB 9000
23 GO SUB 9000
24 LET Y=V*0+5*(octet>66)
25 PLOT D,5: DRAW 0,0
26 NEXT V
27 PLOT D,166+b6*5: DRAW 0,0
28 PLOT D,168+b7*5: DRAW 0,0
29 NEXT D
30 STOP
    
```

Figure 14 c - Logiciel de visualisation à la façon d'un analyseur logique : On doit « merger » les lignes 8000 à 8060 et 9000 à 9100 des deux premiers logiciels pour l'utiliser.

La figure 13 c permet de faire des essais sur un monostable, pour comprendre son fonctionnement ou vérifier s'il fonctionne encore. On utilisera le logiciel de la figure 14 b et celui de la figure 14 c. Il faudra se rappeler le temps nécessaire pour un cycle de mesure, si la durée du monostable est trop courte.

La figure 13 d permet l'utilisation en sonde logique. Le nombre maximum de canaux est 16, et alors la fréquence maximum de mesure est d'environ 400 Hz.

Si le nombre d'entrées diminue, alors la fréquence de mesure augmente, puisque inversement proportionnelle. On utilisera le logiciel de la figure 14 c.

La figure 13 e permet le contrôle et la mise en œuvre de compteurs, par exemple le 7490, mais ce pourrait être un CD 4017, 74 LS 163,... On utilisera les logiciels des figures 14 b et 14 c.

La figure 13 f présente une procédure pour tester un ampli opérationnel dans sa fonction de suiveur. Aux bornes de la capacité, le signal exponentiel est remis à zéro quand un état logique 1 est appliqué en b7.

Vous pourrez écrire le logiciel de test et réaliser un montage pouvant permettre le test complet d'un Aop à partir de cette idée.

A noter que pour les signaux logiques, un état « 1 » sera choisi > 2,4 V pour du TTL et l'état « 0 », < 0,8 V. C'est le choix retenu pour le logiciel figure 14 c. Avec du CMOS, il faudrait corriger ces valeurs. Libre à vous d'améliorer le logiciel, mais ce n'était qu'un petit exercice d'application parmi tant d'autres.

Conclusion

Ce montage vous ouvre la porte à de nombreuses utilisations. Certaines nécessitent l'application du langage machine pour conserver leurs possibilités. Vous pourrez par exemple :

- ◆ synthétiser votre voix, en l'enregistrant à l'aide d'un micro relié au convertisseur et en la restituant dans un convertisseur D/A sommaire (latch CMOS + pont R·2R)
- ◆ vérifier et tester les circuits logi-

Réalisation

ques ou CMOS

▶ effectuer des mesures périodiques sur des signaux lents (mesure température, ...) et même agir en conséquence...

Le montage décrit dans un prochain numéro utilisera cette carte pour réaliser un super-transistor-mètre commandé par micro-ordinateur. Vous imaginez déjà les avantages...

(... à suivre)

Patrice WALLERICH

Nomenclature

Circuits intégrés et transistor

IC₁: ADC 0817 convertisseur A/D (N.S. ou équivalent MOSTEK)

IC₂: 74 LS 374, 74 HCT 374 latch 8 bits tristate

IC₃: 74 LS 32 quadruple ou 2 entrées

IC₄: 74 LS 04 ou 74 HCT 04 (attention

R₁, R₂, C₂) sextuple inverseur

IC₄: 74 LS 04 ou 74 HCT 244 tampon 8 bits

IC₅: CD 4066, (CD 4016) quadruple « switch » CMOS

T₁: BC 237B, BC 171A, ... transistor amplification, boîtier TO92

Capacités et résistances

R₁: 15 Ω (LS) ou 1,8 kΩ (HC)

R₂: 470 Ω (LS) 1 kΩ (HC) 1/4 W

R₃: 270 Ω 1/4 W (couche métallique)

R₄: 680 Ω 1/4 W (C.M.)

R₅: 2,7 kΩ 1/4 W 2 % (C.M.)

R₆: 2,2 kΩ 1/4 W (1 kΩ à 3,9 kΩ suivant R_{ref ±}) *

R₇: 1,8 kΩ 1/4 W

R₈: 3,3 kΩ 1/4 W

Aj₁: 1 kΩ horizontal pas 2,54 mm

C₂: 1 nF (LS), 2,2 nF (HC) plastique

C₁: 470 μF, 10 V électrochimique

C₄: 220 μF, 10 V électrochimique

R₉: 10 kΩ 1/4 W

R₁₀: 10 kΩ 1/4 W

C₃: 4,7 μF, 10 V tantale goutte

C_x: Capacité à rajouter si capacité bus trop élevée (10 à 60 pF) **

Divers

Circuit imprimé (simple ou double face)

Carte interface (corrigée selon le rectificatif I)

Connecteur 2 x 10 broches pas 2,54 mm

Connecteur 2 x 8 broches pas

2,54 mm

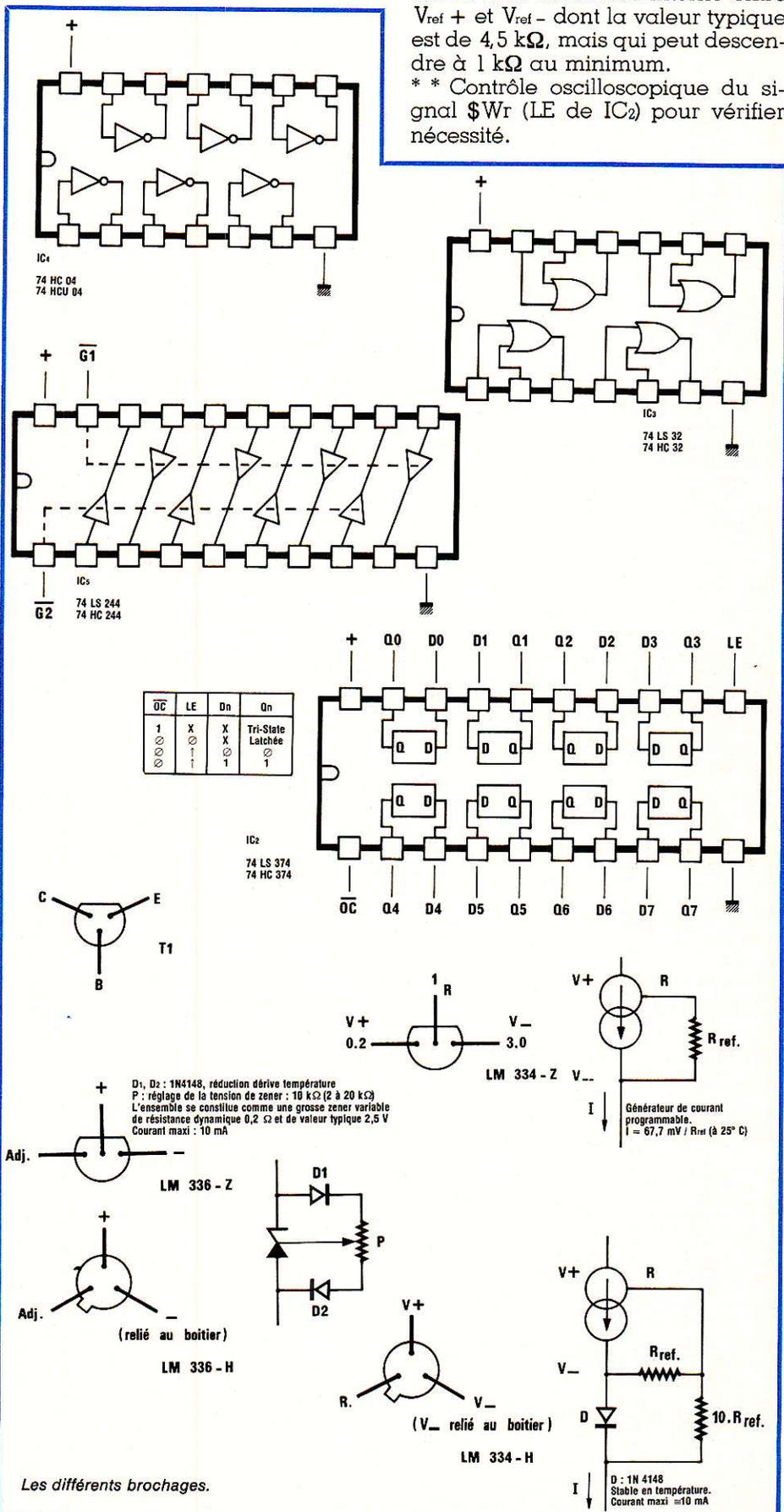
Supports 40 broches contacts tulipe

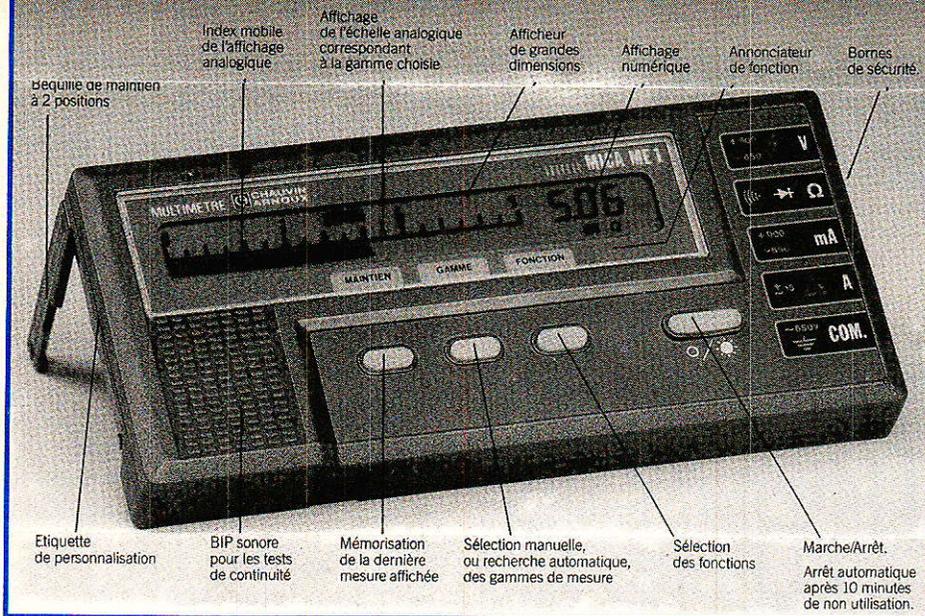
Supports 14, 20 broches

Soudure, vernis protecteur

* Cette résistance doit être évaluée par manipulations successives pour obtenir $V_{ref(-)} \approx 1,85 \text{ V}$ et $\Delta V_{ref} = 1,28 \text{ V}$ (réglage précis par Aj₁). Ceci est dû à la résistance interne entre V_{ref+} et V_{ref-} dont la valeur typique est de 4,5 kΩ, mais qui peut descendre à 1 kΩ au minimum.

** Contrôle oscilloscopique du signal \$Wr (LE de IC₂) pour vérifier nécessité.





Des multimètres à affichages analogique et numérique simultanés

Sous l'appellation commune MICA, affectée des références ME1, GP1 ou GP2 selon les modèles, la société Chauvin Arnoux propose une nouvelle série de multimètres de conception originale. Un large écran à cristaux liquides y réunit, en effet, un affichage analogique par bargraph, et un affichage numérique à trois chiffres.

Le premier offre l'avantage de la rapidité de lecture, et permet de suivre les éventuelles fluctuations de la grandeur mesurée. Le deuxième apporte la précision supplémentaire parfois souhaitée. Naturellement, l'afficheur indique aussi la fonction et le calibre sélectionnés, ainsi que certains renseignements complémentaires : épuisement des piles, inversion de polarité pour les tensions ou les intensités continues, erreur de branchement ou de fonction, dépassement de gamme.

Les commandes, remarquablement simplifiées, s'opèrent à l'aide de touches à pression. L'une d'elle fait défiler les diverses fonctions, par permutation circulaire. Une autre sélectionne le calibre, ou permet le passage en recherche automatique de gamme. Notons enfin la possibilité de mémorisation de la dernière mesure affichée, la présence d'un signal sonore pour les tests de continuité (sauf sur le modèle GP1), et un arrêt automatique de l'alimentation, en cas de non utilisation pendant 10 minutes.

La présentation, dans un coffret plastique résistant à des chocs importants, a fait l'objet d'une étude attentive. Les dimensions du multimètre sont celles d'un agenda de poche, ce qui le rend véritablement portable.

Chauvin Arnoux
190, rue Championnet - 75890 PARIS CEDEX 18
Tél. : 16 (1) 42.52.82.55

De nouveaux multimètres FLUKE

John Fluke accroît la gamme de multimètres de sa série 20 avec deux nouveaux modèles, référencés 21 et 23, plus particulièrement destinés aux applications industrielles en environnement sévère.

Les points forts de ces matériels sont les suivants :

Une protection contre les fortes surcharges

Une attention toute particulière a été apportée pour assurer la sécurité de l'utilisateur dans les travaux à hauts risques.

Le modèle 21 supporte les courts-circuits jusqu'à 10 000 ampères et le modèle 23 possède une gamme 10 A avec fusible assurant une protection jusqu'à 100 000 ampères.

Sur les gammes Volt/ohm, le 21 utilise une MOV (Métal Oxide Varistor) 1200 V tandis que le 23 possède une MOV 430 V en série avec un éclateur.

Le boîtier de couleur jaune, très visible, est entièrement fabriqué avec des matériaux non-métalliques et il est équipé avec des bornes d'entrée placées en retrait pour recevoir des cordons de mesure de sécurité spécialement étudiés et livrés avec des pinces crocodiles isolées.

Un prix abordable

Les FLUKE 21 et 23 sont des multimètres professionnels, peu coûteux, avec les dernières innovations introduites par FLUKE comprenant :

— Un affichage à cristaux liquides comportant une lecture numérique et une échelle linéaire analogique (bar graphe).

- Un changement de gamme très rapide par simple pression sur la touche centrale du commutateur de fonctions.
- Le zéro et la polarité automatiques.
- Un signal sonore pour le test de continuité et de diode.
- Un commutateur rotatif facile à utiliser.

Vous devez seulement choisir une fonction et mesurer

Pour augmenter la sécurité, le modèle 23 a un logiciel de « blocage de la mesure » (Touch Hold™) qui permet à l'utilisateur d'effectuer des mesures sur des circuits denses ou dans les zones où il y a des courants forts et des hautes tensions sans quitter des yeux les pointes de touche. Le multimètre bloque automatiquement la lecture et émet un son. Ensuite, la lecture est rafraîchie lorsqu'une nouvelle mesure est effectuée.

Performances

La précision et la résolution des modèles 21 et 23 dépassent celles des autres multimètres à 3 et 1/2 chiffres. L'affichage numérique à 3200 Points est rafraîchi 2,5 fois par seconde et procure une résolution qui peut être 10 fois meilleure que les multimètres 2000 point (3 1/2 chiffres) conventionnels.

Les 21 et 23 ont une précision de base de 0,5 % et 0,3 % respectivement.

FLUKE, MB électronique
606, rue Fourny
Z.I. de BUC 78530 BUC



Attention ! PENTA 8, NOUVELLE ADRESSE : 36, rue de Turin

Penta 8

36, rue de Turin, 75008 Paris (Magasin)
Tél. : 42.93.41.33.
Métro : Liège, St-Lazare, place Clichy.

Penta 13

10, bd Arago, 75013 Paris
Tél. : 43.36.26.05
(service correspondance et magasin).

Penta 16

5, rue Maurice-Bourdier, 75016 Paris (Magasin)
(Pont de Grenelle) Tél. : 45.24.23.16.
Télex 614 789. Métro Charles Michels.
Bus 70/72. Arrêt : Maison de l'ORTF.

SERVICE CORRESPONDANCE

Les commandes passées avant 16 heures
sont expédiées le soir même.*
TELEPHONEZ AU 43.36.26.05

*Sauf évidemment si nous sommes en rupture de stock.

CIRCUITS INTEGRÉS TTL

Table listing various TTL integrated circuits such as 74 LS00, 74 LS01, 74 LS02, etc., with their respective prices.

- PENTA COMPOSANTS PENTA - COMPOS

LINEAIRES

Table listing linear components like UAA 1003-3, CA 3162, UPC1032, etc., with prices.

Table listing integrated circuits like TBA120S, TBA120T, TBA160, etc., with prices.

PONTS DE DIODES

Table listing diode bridges like BZY 49C Si V, Pont 1A 200V/500V, etc., with prices.

DIODES

Table listing various diodes like A 14 U 2.5A 25V, 24 R 2 20A 400V, etc., with prices.

QUARTZ

Table listing quartz components like 32.768K, 32.768K, 1 MHz, etc., with prices.

AFFICHEURS

Table listing display units with columns for size (8mm, 11mm, 13mm, 20mm) and color (AC, CC, Pol, Rouge, Orange).

TRANSFORMATEURS

Table listing transformers with specifications like Disponible en 2 x 9V, 2 x 12V, etc.

LA CONNECTIQUE CHEZ PENTASONIC

Connecteur type DB Connecteur Berg à sertir

Large table listing various connectors like DB9, DB15, DB25, etc., with prices.

COUPLEUR OPTO

Table listing optocouplers like MCA7 à réflexion, MCA81 à fourche, etc., with prices.

TUBES

Table listing vacuum tubes like PCF 80, ECC 82, EY 88, etc., with prices.

RESISTANCES

Table listing resistors with specifications like Résistances 1% : couche métallique 1/2 W substrat verre.

POTENTIOMETRES

Table listing potentiometers like Rotatif simple, Rotatif double, etc., with prices.

CONDENSATEURS CHIMIQUES

Table listing electrolytic capacitors like 16 V 470 MF, 50 MF, etc., with prices.

CHIMIQUES RADIAUX 35 V

Table listing radial electrolytic capacitors like 1 MF, 2.2 MF, etc., with prices.

PERCEUSES

Table listing power drills like Perceuse 42W 12V 18000 Trs/mn, Perceuse 80W 12V 18000 Trs/mn.

RADIATEURS

Table listing heat sinks like To3, 2 x To3, Triac GM (1), etc., with prices.

Table listing potentiometers like Potentiomètre haut-parleur (impédance constante) 8 Ohms.

Table listing connectors like Connecteur DIL, Connecteur Jack, etc., with prices.

Table listing connectors like Connecteur DIL, Connecteur Jack, etc., with prices.

Table listing connectors like Connecteur AMP, with prices.

Table listing connectors like Connecteur AMP, with prices.

MICROPROCESSEURS

Table listing microprocessors like N 8T 26, N 8T 28, N 8T 95, etc., with prices.

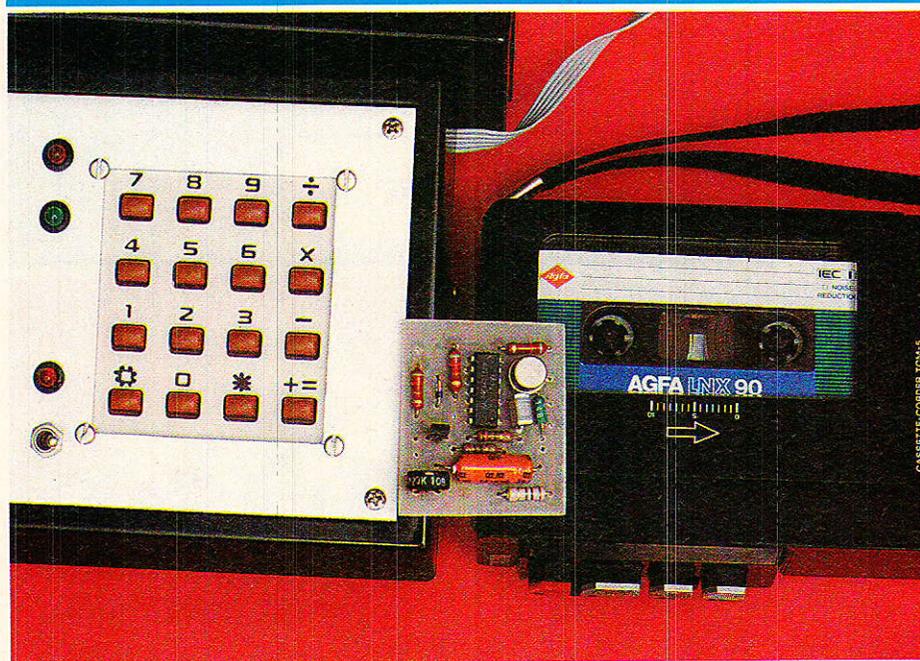
CMOS

Table listing CMOS components like 4000, 4001, 4002, etc., with prices.

Téléphone électronique

« A la carte »

5^e partie : le module répondeur



Un répondeur (très) simple !

Un répondeur « simple » est un dispositif dont le rôle se borne à décrocher lorsque le téléphone sonne, diffuser un court message pré-enregistré, et raccrocher.

Sauf situation très particulière (filtrage des appels par simulation d'un répondeur-enregistreur), le téléphone ne sert pas en même temps que le répondeur.

Il est donc tentant de profiter de toute l'infrastructure de base de notre poste modulaire, et d'y ajouter simplement un adaptateur qui permettra au téléphone de « répondre tout seul ».

Le cycle de fonctionnement sera le suivant :

Dès réception de la tension de sonnerie en provenance de la ligne, l'automatisme déclenche la prise de ligne (décrochage), le démarrage du magnétophone (par sa prise de télécommande), et amorce une temporisation de l'ordre de la minute.

Le magnétophone émet en ligne le contenu de la cassette sans fin (ou à la rigueur ordinaire) dont il est chargé.

Au terme de la temporisation, le magnétophone s'arrête, la ligne est libérée, et toute consommation cesse sur la pile.

On remarquera que rien n'est prévu pour un retour de la bande au début du message, ce qui aurait notablement compliqué le montage. Pour que tout fonctionne bien, il suffit de régler la temporisation à deux fois la durée du message enregistré : ainsi même s'il est pris en cours de route, il sera diffusé en entier au moins une fois.

S I vous avez suivi les précédents articles de cette série, vous devez désormais être en possession d'un poste téléphonique muni de toutes ses fonctions de base.

Il est maintenant temps de lui ajouter un certain nombre de perfectionnements, pas toujours conventionnels.

Associé à un magnétophone à cassettes quelconque, ce module très simple et peu coûteux permettra par simple enfichage d'une prise DIN, de faire fonctionner votre téléphone modulaire en **répondeur simple** (pas encore enregistreur !).

Si vous n'avez pas construit le téléphone, vous pourrez obtenir un répondeur classique en réunissant le module décrit aujourd'hui, le module « interface ligne » du N° 455, et une pile 9 volts : pas besoin de prise de courant, ce qui peut se révéler fort utile !

Pour la majorité des applications, on enregistre deux fois un message de trente secondes sur une cassette sans fin d'une minute, et on règle la temporisation à une minute environ.

On peut éviter le recours à une cassette sans fin en enregistrant 90 fois de suite le même message de 30 secondes sur une face de cassette C90, par exemple au moyen d'une boucle de bande montée sur un magnétophone à bobines (ou directement si l'on est courageux !).

Cette disposition suffira pour 45 réponses, et permettra de compter les réponses effectuées pendant votre absence. On peut aussi prévoir un nombre limité de réponses, un contact monté sur le magnétophone déconnectant le répondeur dès que la bande arrive en fin de course.

On constate que l'adaptation d'un tel accessoire nécessite, en plus de l'alimentation 9 volts, trois accès aux circuits du poste téléphonique modulaire :

- détection sonnerie (IL₁ et IL₂)
- décrochage (IL₃ et IL₅)
- injection BF (IL₄ et IL₆ ou entrée «BF EXT»)

Ces branchements sont évidents dans le cas de la construction pure et simple d'un répondeur, mais appellent quelques commentaires en cas d'adaptation au téléphone déjà réalisé.

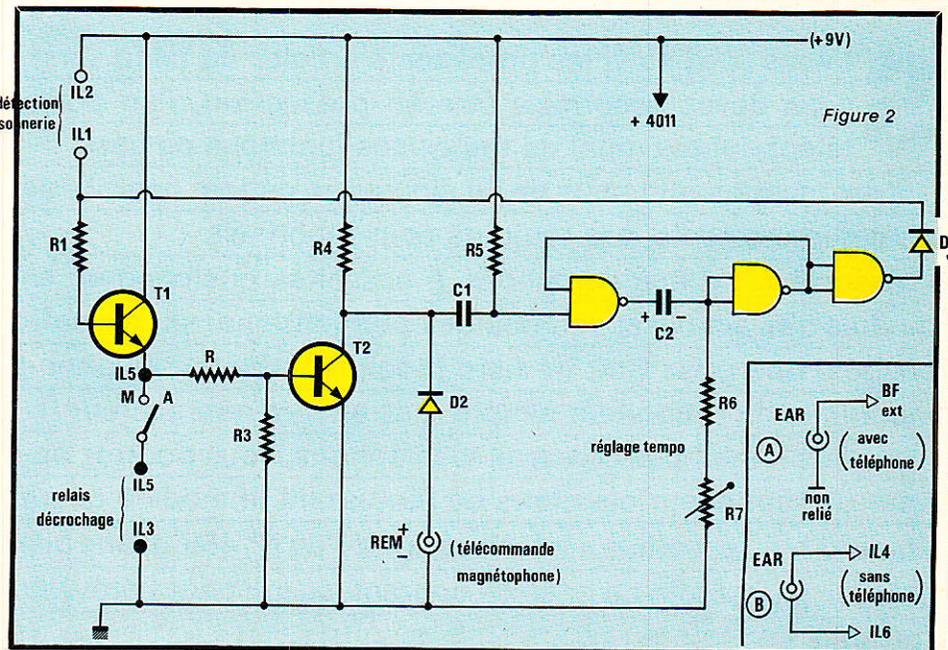
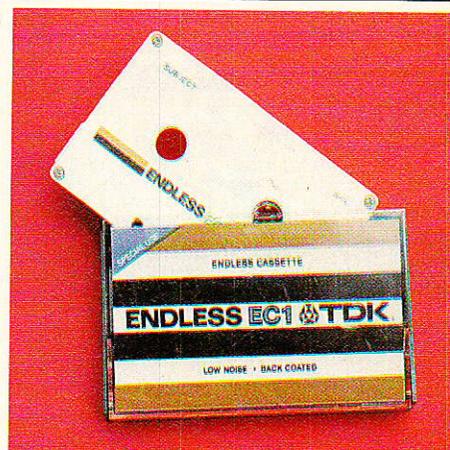
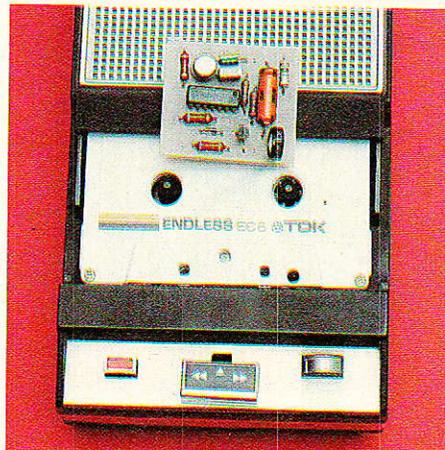
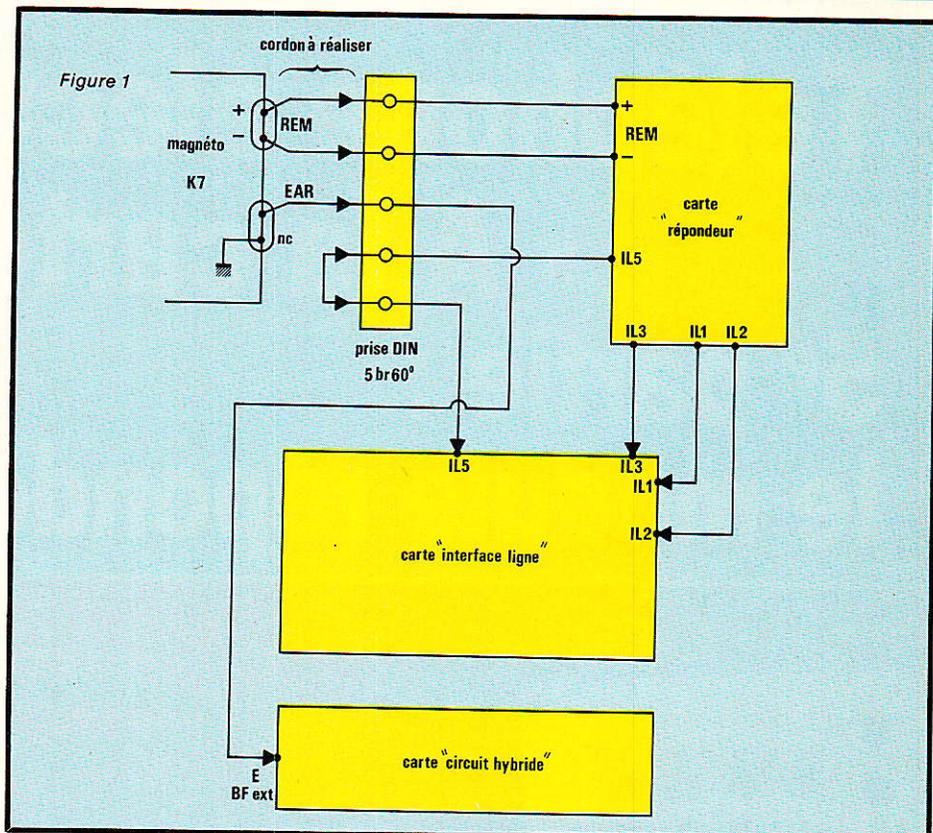
La plus pratique est de loger le module répondeur dans le boîtier du poste, de raccorder en parallèle sur le circuit d'interface ligne existant les points IL₁, IL₂ et IL₃, et de prévoir une prise DIN câblée selon la figure 1 : par ce connecteur passeront non seulement les connexions du magnétophone, mais aussi la liaison IL₅ qui joue le rôle d'interrupteur marche-arrêt.

Fiche débranchée, le téléphone fonctionnera tout à fait normalement. Il suffira de connecter la fiche et d'appuyer sur la touche LECTURE du magnétophone pour que l'ensemble devienne un répondeur !

Le schéma de l'adaptation

Le schéma de la figure 2 a été étudié de façon à garantir une consommation quasi-nulle au repos (fonctionnement sur pile), tout en évitant le recours à un relais, qui aurait coûté à lui seul plus que le reste des composants du module.

Ne sont donc alimentés en permanence qu'un circuit CMOS (qui ne consomme que quelques micro-am-pères) et les collecteurs de deux transistors bloqués.



La réunion de IL₁ et IL₂ par le photocoupleur de la carte interface ligne rend conducteurs les deux transistors, et fait passer à un niveau positif la sortie du monostable CMOS.

Ainsi, la conduction des deux transistors est confirmée à travers la diode D₁ qui rejoint IL₁ : le montage est **auto-alimenté**.

Comme c'est un transistor qui commande l'entrée de télécommande (REM) du magnétophone, il faut veiller à la polarité de la fiche. Une diode bloque l'appareil en cas d'erreur à ce niveau.

Il résulte de ce branchement que la masse audio est automatiquement raccordée, mais que l'on ignore à priori sa polarité.

IL NE FAUT DONC PAS la raccorder une seconde fois : seul le conducteur central de la fiche EAR (écouteur) sera donc relié à l'entrée « BF EXT » du téléphone modulaire (carte « circuit hybride »). Par contre, en cas d'utilisation des seuls modules « répondeur » et « interface ligne », on devra relier les deux conducteurs de la prise EAR à IL₄ et IL₆, ces deux points étant flottants par rapport à la masse.

Ces informations concernent essentiellement les petits magnétophones bon marché munis de jacks 3,5 et 2,5 mm obéissant à une standardisation très répandue.

Dans les autres cas (appareils munis de prises DIN par exemple), il faudra opérer quelques vérifications avant de câbler le cordon décrit à la figure 1.

Réalisation pratique

Le module « répondeur » est entièrement câblé sur un circuit imprimé dessiné à la figure 3, et dont les dimensions sont suffisamment réduites pour qu'il puisse encore se loger dans le boîtier du téléphone modulaire.

Les composants seront implantés conformément à la figure 4, puis on se reportera à la figure 1 pour entreprendre l'interconnexion avec les circuits existants.

Tous les branchements se font en parallèle sur des points déjà utilisés par ailleurs et portant les mêmes références. Seul le raccordement du magnétophone par la prise DIN exige un peu d'attention, comme cela a été expliqué plus avant.

Les premiers essais pourront être menés en court-circuitant un court instant les points IL₁ et IL₂ pour déclencher le cycle : il ne restera plus qu'à régler la temporisation. Pour des usages particuliers, on pourra évidemment modifier la valeur du

condensateur C₂ de 47 µF fixant la plage de variation possible. Des durées de message de plusieurs minutes pourraient être prévues sans difficulté particulière.

Patrick GUEULLE

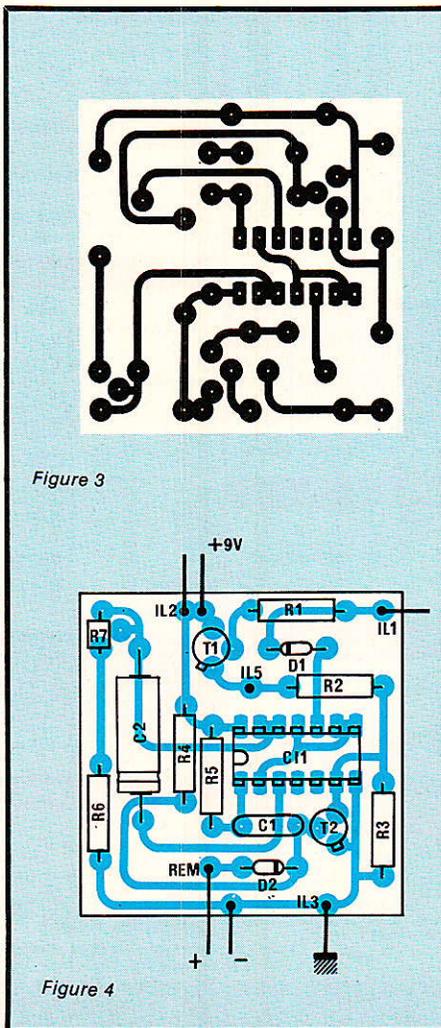
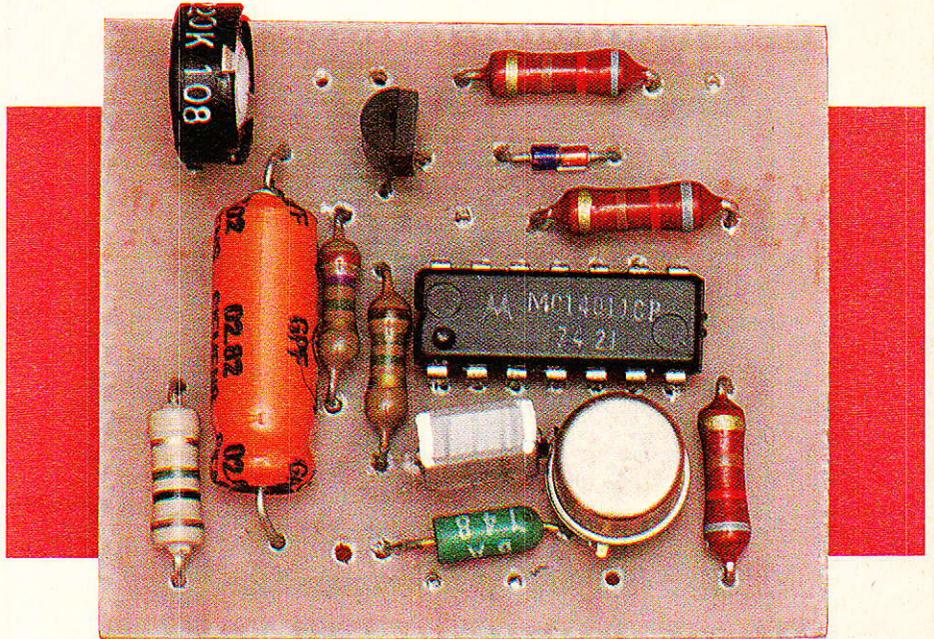


Figure 3

Figure 4

Nomenclature

Résistances

R₁: 820 Ω R₄: 2,7 MΩ
 R₂: 820 Ω R₅: 1,5 MΩ
 R₃: 820 Ω R₆: 1 MΩ
 R₇: 220 kΩ ajustable PIHER PT 10

Condensateurs

C₁: 0,1 µF
 C₂: 47 µF 16 V

Transistors

T₁: BC 107
 T₂: 2N 1711

Circuits intégrés

CI₁: CD 4011

Autres semi-conducteurs

D₁: 1N 4148
 D₂: 1N4001

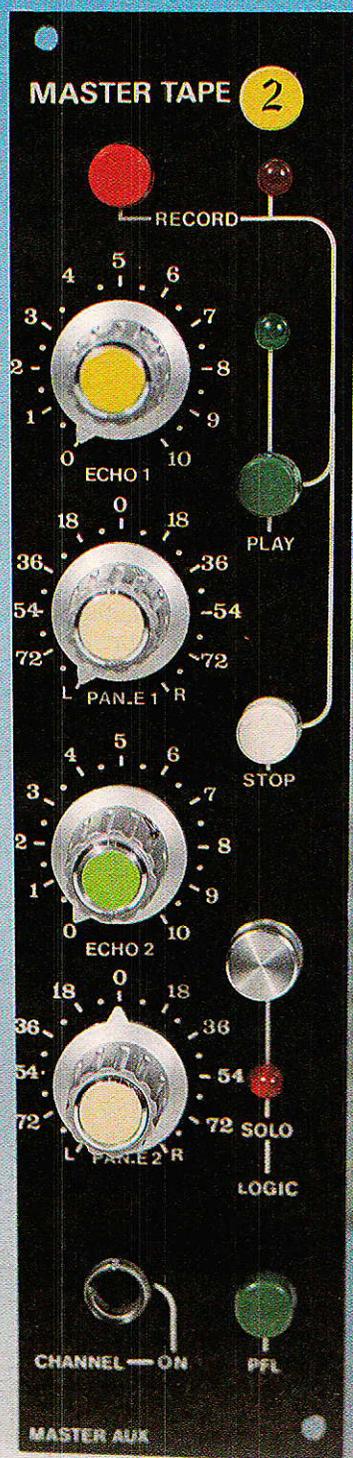
Divers

Fiche et embase DIN 5 broche 60°
 Jacks 3,5 et 2,5 pour magnéto
 1 magnétocassette
 1 cassette sans fin 1 mn

Console "AC ODDY"

« Module - MASTER AUX - »

13^e partie



Le module que nous allons réaliser ce mois-ci, termine les tranches master.

Sa structure est un peu particulière : il gère en effet des fonctions aussi différentes qu'indépendantes, telles que retours d'échos, écoute solo, PFL, channel on, et télécommande magnétophone.

Telle qu'elle est décrite, la télécommande peut être directement couplée au Revox A77 et adaptée sans autre forme de procès à tous les autres modèles de la marque, elle est de plus suffisamment souple pour pouvoir être opérationnelle avec n'importe quel type de magnétophone, sous réserve de modifications mineures.

Nous détaillerons aussi le câblage des quatre modules constituant les voies master.

Réalisation

Analyse du « Master AUX »

Ce module se situe mécaniquement entre le MASTER FADER et le MASTER LINE OUT. Il est plus long que les autres et s'harmonise avec les DEPARTS AUX.

La meilleure façon d'en examiner le fonctionnement est encore de se reporter au schéma général reproduit figure 1.

Comme nous l'avons laissé entendre dans l'introduction, les commandes réunies ici viennent s'insérer dans les structures déjà en place ou les compléter. C'est pourquoi, au bas du schéma, est reproduit de manière succincte l'environnement utile à la compréhension, isolé dans l'encadré marqué « Rappel ».

Nous commencerons par la partie AUDIO — somme toute excessivement simple — et finirons par la télécommande magnétophone.

Les voies MASTER étant des voies de sortie, il est normal d'y sommer aux signaux « directs » les modulations revenant des chambres d'écho. Si l'on fait un bref retour en arrière, on doit se souvenir que chaque tranche d'entrée dispose de deux départs écho (AUX₁ et 2 en POST). Les sélections choisies seront sommées et traitées dans la tranche n° 13 — que nous construirons bientôt —, et s'engouffreront dans les machines à écho. Les modulations retardées vont revenir sur les voies MASTER grâce aux éléments P₁ à P₄ et R₁ à R₈ : P₁ dosera le volume du retour d'écho 1, P₃ celui de l'écho 2, P₂ et P₄ assurant la posi-

tion spatiale de ces deux sources stéréo. Le mélange se fera dans les résistances R₁, 3, 5, 7, qui retournent au bus AUX prévu au moment de la construction du module limiteur. Vous vous souvenez, ce bus pour lequel nous avons mentionné une inversion de phase dans le mélange ? Ce n'est pas encore aujourd'hui qu'il va permuter pour reprendre une phase correcte ! Nous verrons cela quand nous aborderons la tranche n° 13.

Après les mélanges à masse virtuelle, les signaux sont dosés par le MASTER FADER. C'est avant son action que nous prélevons la bien nommée PFL, et ce au moyen de I₁ et R₉, 10, 11. Avant que vous ne vous torturiez l'esprit pour comprendre la raison des deux résistances en série (R₉ et R₁₀) dans la voie gauche, signalons simplement que nous avons besoin d'un strap, et qu'il est constitué de R₉ = 10 Ohms. Comme ce composant est dans la nomenclature, il est normal qu'il figure sur le schéma, même si il a l'air un peu ridicule...

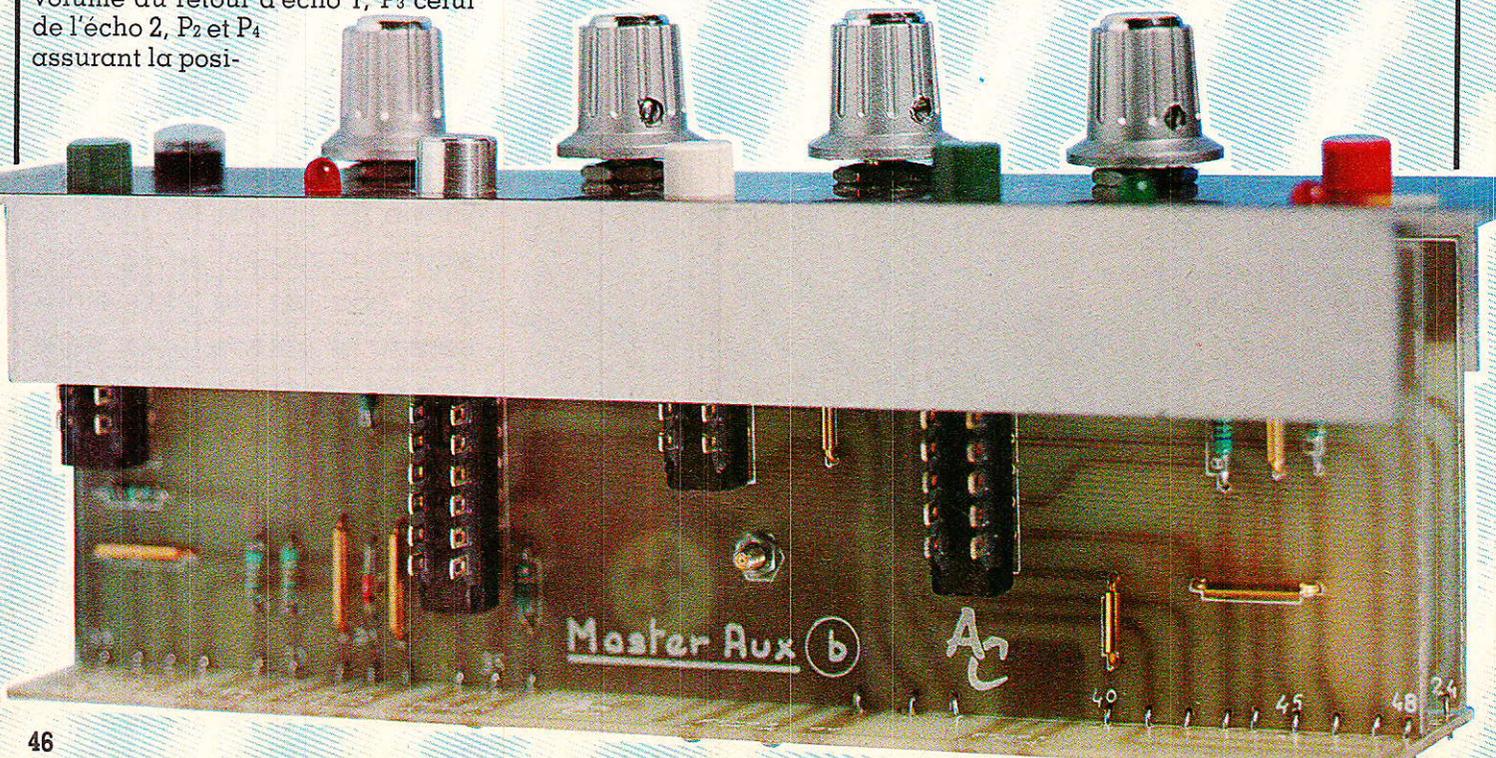
À la sortie du limiteur, on trouve le commutateur SOLO et sa logique de commande. Vous connaissez déjà sa raison d'être car le principe est strictement identique aux autres commutateurs SOLO précédemment décrits. Toutefois, si vous observez bien, vous constaterez que le point de prélèvement est AVANT le CHANNEL ON alors que pour les DEPARTS AUX il était après. C'est notre choix, nous considérons qu'une voie MASTER TAPE doit pouvoir être contrôlée sérieusement juste avant l'enregistreur. Ici,

le rôle du départ SOLO n'est plus de contrôler l'aspect artistique du mélange et ses éventuels défauts de phases, mais plutôt de s'assurer du bon fonctionnement de tous les étages avant d'ouvrir la porte « TO TAPE ».

En fait, nous voyons les choses ainsi : pour toutes les sources, les SOLO servent à identifier et à harmoniser les éléments inclus dans le mélange principal, et pour toutes les sorties, ils assument le contrôle PRIORITAIRE de QUALITÉ avant exploitation.

Vous savez, l'organisation d'une console de mélange est une suite infernale de compromis et de choix. Voici un exemple typique et qui intéresse un constructeur français que nous ne citerons pas, bien que ses productions soient respectables, car il est ici question d'un défaut — à notre avis — dans le choix d'une option.

Nous n'avons rien inventé en mettant en place ce que nous avons appelé « le compensateur Fader », destiné — comme son nom l'indique — à compenser l'affaiblissement dû à une position zéro arbitrairement située aux alentours de - 10 dB, et destiné à assurer une réserve de gain pour les situations difficiles ou surprenantes. Cette formule est couramment pratiquée par tous les constructeurs sérieux, mais pose un problème de bruit pour les grandes consoles : en effet, les compensateurs sont commutés en permanence sur les bus, sauf si la coupure de voie est située POST compensateur et PRE bus. Ceci est très facile à réaliser, mais il faut tenir compte



Réalisation

des départs commutables PRE ou POST fader : dans la pratique, on peut considérer un départ PRE fader comme un retour destiné aux exécutants mais aussi comme un circuit de communication entre ceux qui exécutent et ceux qui attendent fébrilement leur tour en studio. Le

genre de remarque « tu fais gaffe à la reprise ! » se passe dans le circuit FB et peut être dit par le guitariste dont la voie micro est sur CHANNEL OFF, en s'adressant au batteur qui tape l'intro. D'accord ?

Bien, supposons maintenant que les départs POST fader connectés à

une chambre d'écho ne soient pas coupés par CHANNEL OFF. Que se passe-t-il ? Le « tu fais gaffe à la reprise » passe sur le canal enregistrement par le retour écho ! Pas mal non ? Si au lieu d'être une phrase facilement identifiable, il s'agit d'un froissement de papier ou

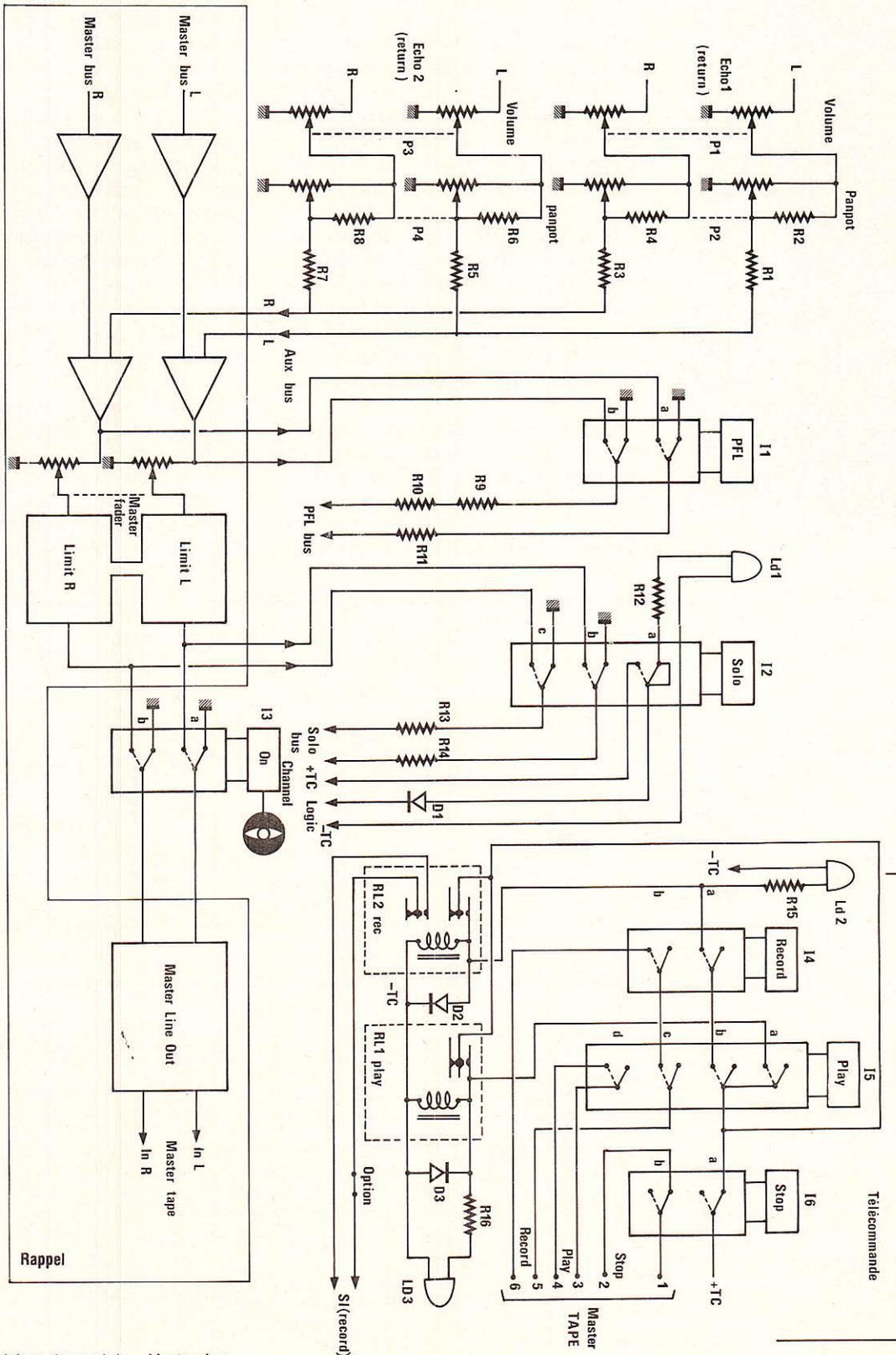
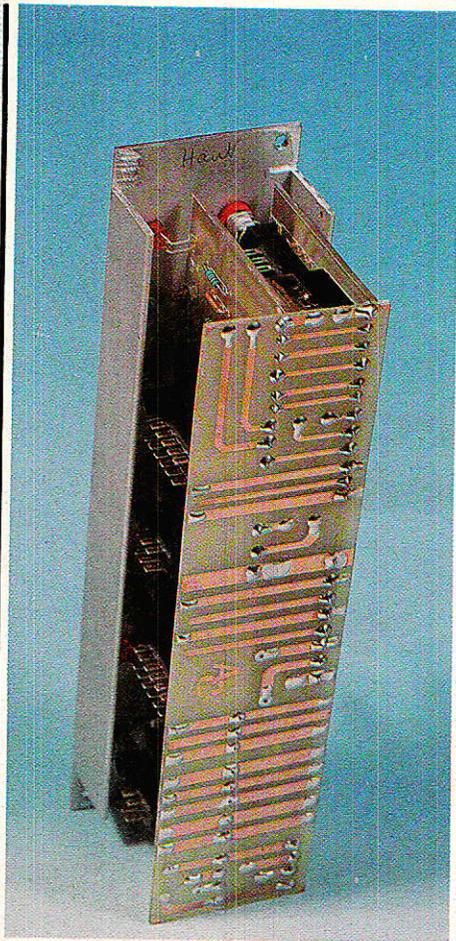


Figure 1 - Schéma du module « Master Aux ».

Réalisation



d'une toux, vous pouvez croire qu'il sera difficile d'en rechercher la provenance. Et bien c'est ce que propose un constructeur connu, en coupant la voie au dernier moment, mais en oubliant les départs POST fader. Dans les tranches de la version PRO, nous coupons aussi avant bus, mais nous interdisons l'injection POST fader (PRO oblige...).

Ce genre de problème se pose cent fois au cours de la conception d'une console de mélange ouverte à de nombreuses combinaisons, et si on considère que l'exécutant qui attend son tour ne fait pas de bruit, il faut faire un petit tour sur le terrain... ! Cela va du trompettiste qui souffle la condensation de son instrument, au chanteur qui se racle la gorge, en passant par le guitariste qui vérifie la justesse de son accord en piquant un petit solo imprévu au programme. Souvenez-vous de cela... si vous ne connaissez pas encore !

Mais revenons juste à la sortie du limiteur où nous venions de prélever les départs SOLO ! C'est donc le moment de mettre en place la coupure de voie, juste avant le module MASTER LINE OUT. Ce rôle est

vaillamment tenu par I_3 dont la représentation schématique est curieusement accompagnée d'un dessin étrange, correspondant à un bouton dit « œil de chat » dans le privé, et FA 201 officiellement (c'est moins représentatif !). Ce bouton, monté directement sur les commutateurs Shadow, présente la particularité d'être noir au repos, et de faire apparaître une pastille de couleur quand on l'active. C'est ce que l'on fait de mieux pour économiser l'énergie, car on évite la confirmation de changement d'état par LED. Son appellation est due à l'astucieuse construction mettant en œuvre un diaphragme dévoilant latéralement une pastille de couleur. Bravo au créateur.

Pour ce qui est de l'approvisionnement, il est assuré par SONEREL à la demande de votre serviteur, et à prix fixe, quel que soit la couleur (amical clin d'œil... aux lecteurs Lillois !).

I_3 est le dernier élément affecté à la ligne AUDIO. Avant de voir la télécommande magnétophone, nous allons faire un petit break et consulter la figure 2.

On peut y voir le diagramme des niveaux — réel — d'une tranche

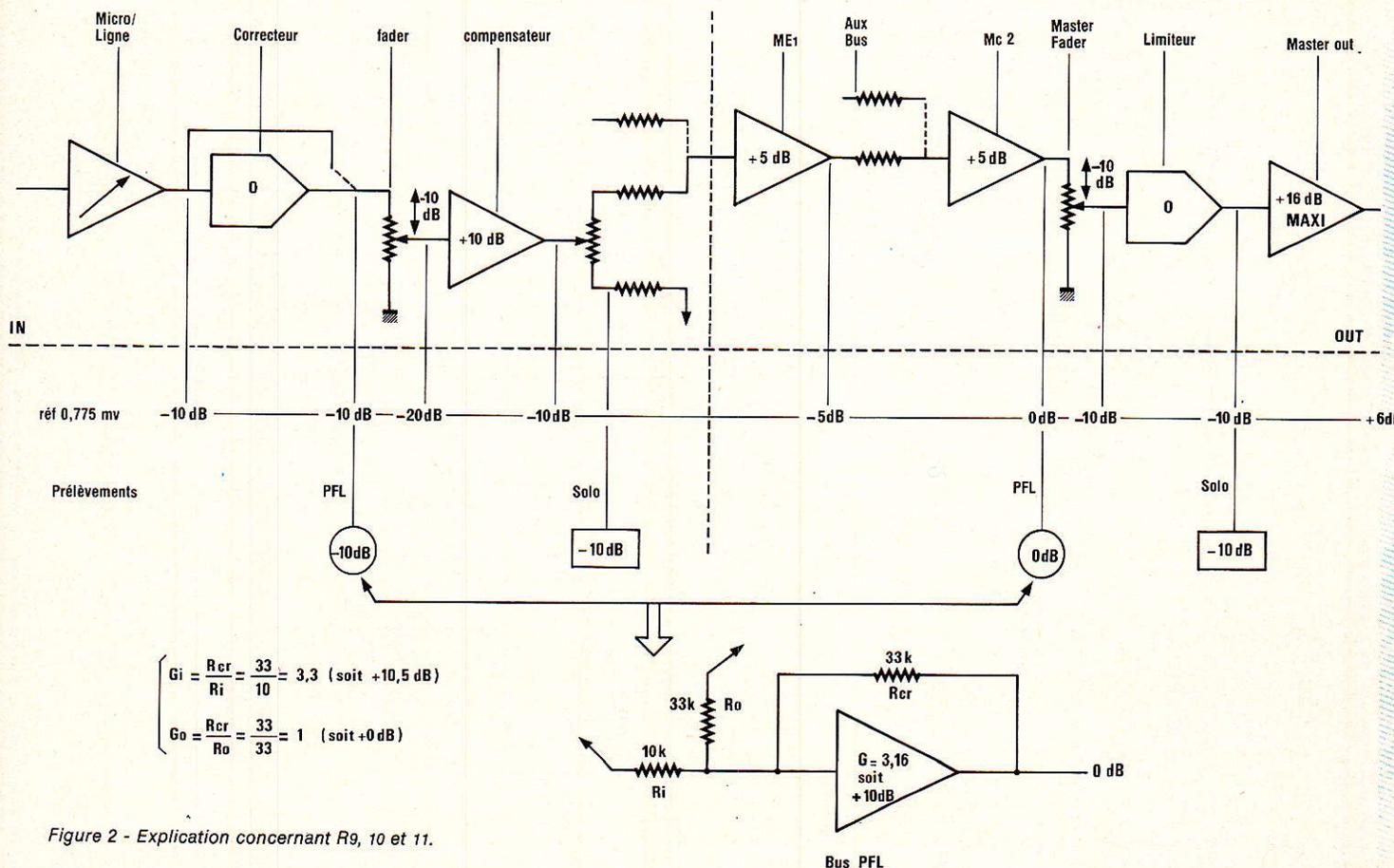


Figure 2 - Explication concernant R9, 10 et 11.

BASIC

LA NOUVELLE ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DU BASIC.

SAVOIR.

Le micro-ordinateur est partout autour de nous. Utilisations professionnelles, planification de l'économie familiale, création de jeux intelligents, etc... ses applications s'étendent chaque jour. Comment l'utiliser au mieux? EUROTECHNIQUE a pensé à vous en élaborant l'Encyclopédie Pratique du Basic. Simple, progressive, elle s'appuie sur le principe qui a fait son succès: Faire pour Savoir. A chaque chapitre, ses applications. Vous pouvez immédiatement mettre en pratique vos progrès en Basic. Ce langage universel des micro-ordinateurs va vite devenir votre deuxième langue vivante. Aucune formation technique préalable n'est nécessaire. Vos programmes réalisés, vous les enregistrez, puis les exploitez à volonté avec votre Commodore 64.

LE BASIC ET LA PRATIQUE.

FAIRE.

L'ordinateur Commodore 64, livré avec quatre superbes volumes reliés, est le micro-ordinateur le plus répandu dans le monde. Sa mémoire de 64 K-octets, son clavier pratique, robuste et esthétique en font un outil parfait pour la pratique du Basic mais aussi pour les utilisations courantes ou plus sophistiquées. Son succès mondial le fait bénéficier d'un nombre exceptionnel de logiciels. Il est livré prêt à l'emploi avec un lecteur-enregistreur de cassettes.



eurotechnique
FAIRE POUR SAVOIR
rue Fernand-Holweck, 21100 DIJON

RENOVEZ VITE CE BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

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

09210

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur le Livre Pratique du Basic.

NOM _____ PRENOM _____

ADRESSE _____

CODE POSTAL | | | | | VILLE _____ TEL. _____

Télécommande magnétophone

mono d'entrée, suivie d'une tranche de sortie MASTER OUT. Comme les gains et les dénominations de chaque étage figurent sur le dessin, nous ne les commenterons pas. Mais nous souhaitons attirer votre attention sur les niveaux présents aux points de prélèvements SOLO et PFL. Est-t-il nécessaire de vous rappeler que tous les prélèvements SOLO aboutissent à un bus SOLO stéréo, et qu'il en est de même pour les PFL ?

Examinons donc les niveaux présents aux deux points SOLO de ces deux tranches : - 10 dB à la sortie du compensateur fader, et - 10 dB à la sortie du limiteur. Parfait, ainsi en commutant de solo MASTER à solo INPUT les niveaux seront sensiblement équilibrés.

Voyons maintenant les PFL : - 10 dB avant fader d'entrée, et 0 dB avant Master Fader ! Il faut agir car, ainsi, en passant d'une PFL à l'autre, on obtiendrait des sautes du niveau d'écoute de 10 dB.

La solution réside dans la partie basse du dessin : on va jouer sur les valeurs des résistances de mélange, de telle sorte que les signaux les plus faibles (PFL d'entrées) soient amplifiés de 10 dB et que les autres conservent seulement leurs niveaux d'origine.

On peut voir sur le dessin les deux calculs respectifs aux deux cas à traiter. Il en résulte que sur notre module MASTER AUX, les résistances de mélange seront de 33 k (on peut exclure du calcul R₉ de 10 ohms), alors qu'elles étaient de 10 k sur les départs AUX. Pour PFL seulement !

Ceci étant dit, nous pouvons revenir à la figure 1 pour examiner la télécommande magnétophone.

Il est bien pratique d'avoir sous la main les commandes majeures des magnétophones MASTER. Nous avons décidé de les placer dans ce module et il sera donc possible de commander la mise en route PLAY, l'arrêt, et RECORD. PAUSE, et BOBINAGES à grande vitesse seront exclus, et pour les mettre en action, il faudra revenir au clavier de la machine concernée.

Pour notre malheur, il n'existe pas de constance dans les options des constructeurs, et chacun fait comme il veut !

Il fallait bien choisir, et nous nous sommes arrêté — une fois de plus — au principe adopté par REVOX pour son A77.

Cette formule tient au fait que cette machine est aimable, et qu'elle est encore présente dans de nombreux studios. Incroyable le bon vieux A77 si l'on en prend soin et que l'on change les têtes tous les dix ans ! Comme la série B et le PR 99 sont de la même eau, on peut espérer que ces machines seront en service jusqu'au raccord avec le TOUT numérique.

C'est pourquoi nous donnerons l'adaptation au B77, au A700, au PR99 et au B710 (cassette). Bien entendu, la solution retenue doit — de par son extrême simplicité — accepter toute machine prévue pour être commandée par un bloc externe.

Si l'on observe bien le schéma regroupé autour de I₄, I₅ et I₆, on constate qu'il est possible de distinguer deux circuits totalement in-

dépendants : 1° la visualisation et la mémorisation des commandes à l'INTERIEUR du module proprement dit, et 2° les fermetures (ou ouvertures) des contacts partant vers la machine.

Examinons d'abord le premier circuit : il est à noter en premier lieu qu'il est alimenté par la ligne TC, dont le « + » arrive sur la cellule a de I₆. Ce poussoir est responsable de la fonction STOP, et il est aisé de comprendre que, quand il sera poussé, il désalimentera toutes les mémoires situées derrière lui.

On dispose donc à la sortie de cette cellule, du + TC qui part dans trois directions : Cellules a et b de I₅, et auto-alimentation des relais RL₁ et RL₂. Si l'on appuie sur le poussoir I₅ (PLAY), sa cellule a se charge de coller le relais RL₁ dont les contacts assurent le verrouillage, même quand I₅ est remonté. La LED Ld₃, de couleur verte, témoigne de l'efficacité du système. Pour l'éteindre, il faut appuyer sur STOP. Le circuit commandé par I₄ est en tous points identique, à trois détails près : 1° pour alimenter RL₂, il faut appuyer simultanément sur I₄ et I₅, 2° RL₂ comporte un deuxième jeu de contacts destinés à la signalisation, 3° Ld₂ est un modèle qui clignote.

Si on résume, en PLAY Ld₃ s'allume ; pour passer en RECORD il faut appuyer sur I₄ et I₅, et Ld₂ confirme en battant environ 3 fois par seconde. En appuyant sur STOP tout revient à zéro.

Comme nous vous l'avons dit, ces circuits ne sont destinés qu'à la visualisation, et de ce fait sont universels, quel que soit le type de machine à commander. Voyons maintenant les contacts machine et allons les observer isolément à la fi-

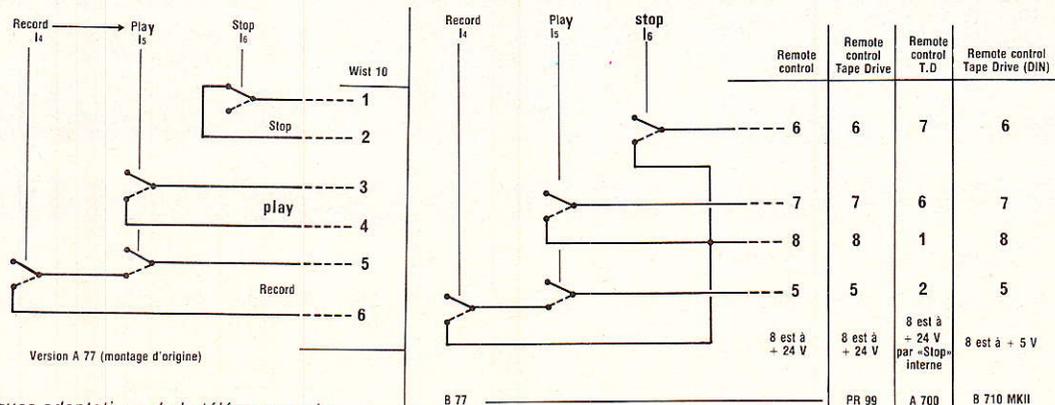


Figure 3 - Quelques adaptations de la télécommande.

Attention : Pour le B 710 MKII, il faut monter le kit interface 1.710 - 441.000. Consultez le constructeur si c'est votre cas.

Note : Suivant les modèles, les broches « commun » 8 et 1 sont à des potentiels de + 24 V ou + 5 V. Ne reliez donc aucune des broches de télécommande à la masse de la console.

gure 3. Seules les cellules concernées sont représentées.

Dans la version A77, on constate que chaque commande arrive sur des plots spécifiques, et que le STOP est un contact à ouverture. Les numéros des broches sont ceux de la prise magnétophone. Bien entendu cette liaison transitera par une fiche montée sur la face arrière de la console, mais dont la logique de câblage importe peu, pourvu que les fils arrivent bien à leur place au magnétophone !

Le dessin modifié B77 sera utilisable aussi pour les PR 99, A 700, et B 710. Eh oui, cette merveille de platine cassette peut servir de MASTER 2 sans avoir l'air déplacée, et faire des doubles de master sans dégradation de qualité, sur un support — il faut le reconnaître — parfois bien pratique.

Les deux modifications concernent le poussoir STOP (qui cette fois est à fermeture), et une liaison commune à chaque fonction.

Ce type de commande est en effet différent des mémorisations électromécaniques du A77. On est en présence d'un microprocesseur qui gère toutes les fonctions mécaniques nécessaires au transport de la bande, et de ce fait, les organes de commandes externes se limitent à porter quelques points à un potentiel fourni par la machine.

Pour ne pas subir les foudres de REVOX, l'auteur vous demande de bien retenir ce qui suit :

1° le potentiel auquel on porte les broches de commande pour les activer, peut être de + 24 V ou + 5 V suivant les machines.

NE RELIEZ DONC AUCUN DE CES POINTS A LA MASSE OU A TOUTE AUTRE TENSION DE LA CONSOLE.

2° Si le B 710 MKII est prêt à obéir à vos ordres à la simple condition de bien respecter les indications du tableau, le simple MKI ne l'est pas : Il faut consulter REVOX FRANCE et demander le KIT interface 1.710.441.00.

En écrivant ces lignes, il vient à l'auteur l'idée suivante : rien n'empêche de tirer tous les câbles utiles jusqu'à la fiche arrière, et de disposer de cordons spécifiques correspondant à chaque machine. Cela revient à emmener trois fils pour la cellule STOP, 2 pour PLAY et 2 pour RECORD. A vous de bien faire attention en câblant les fiches MACHINE. Ainsi, tout devient possible depuis l'extérieur de la console.

Il reste à voir comment procéder

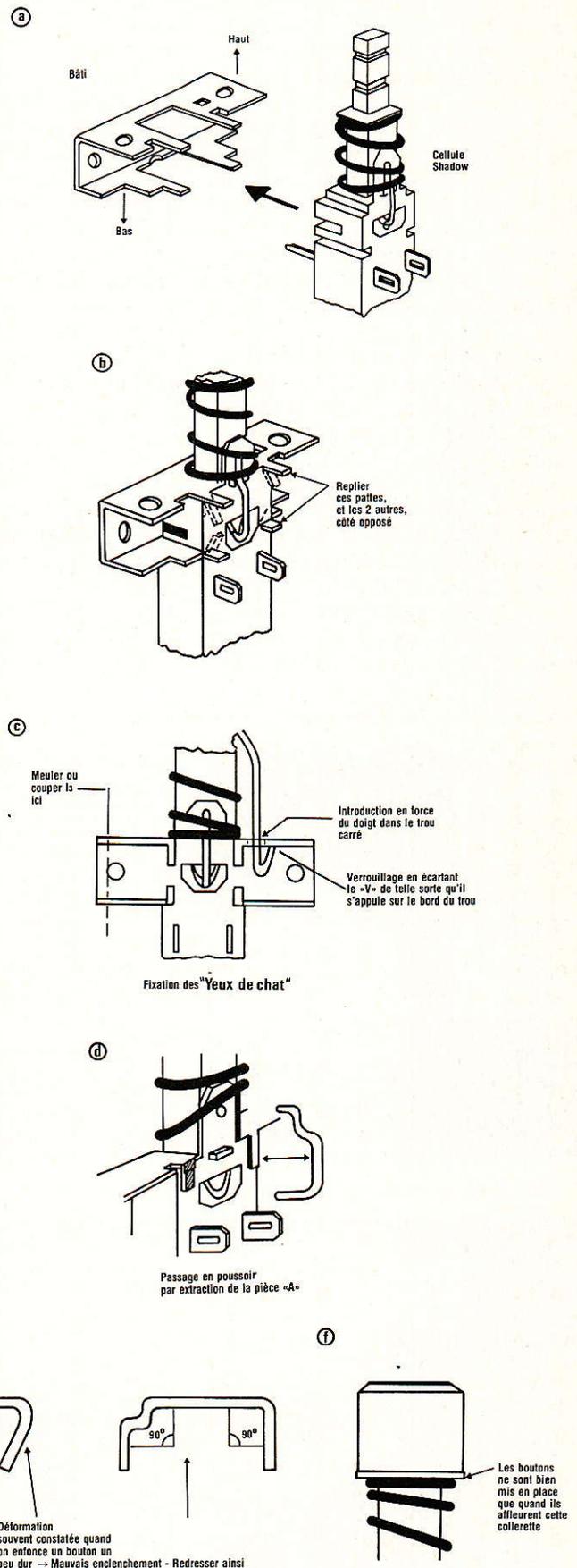


Figure 4 - Indications précieuses pour le bon usage des Shadow et de leurs accessoires.

Réalisation

pour transformer les Shadow en poussoirs : suivez le guide jusqu'à la figure 4. Les quelques dessins qu'elle regroupe peuvent être bien utiles, et éviter à votre distributeur favori de s'épuiser à expliquer cent fois les mêmes choses.

En figure 4 a, on voit comment présenter le bâti qui est indispensable pour le montage des boutons « œil de chat ».

En figure 4 b, on constate — après introduction du bâti dans la cellule — qu'il faut replier les 4 ergots afin de rendre solidaires ces deux pièces.

Puis il faut emboîter le bouton proprement dit, en veillant au sens imposé par le doigt : il traverse le bâti par le petit trou carré réservé à cet effet (voir figure 4 c).

En figure 4 d, on constate qu'il est enfantin de transformer n'importe quelle cellule Shadow en poussoir : il suffit de comprimer le ressort et de sortir le cavalier « A ». Pendant que nous y sommes, profitons-en pour dire qu'il arrive assez fréquemment que ce même cavalier

se déforme au moment de l'introduction d'un bouton récalcitrant. Cela se manifeste par un enclenchement irrégulier, voir impossible. Il suffit de redresser la pièce comme indiqué en figure 4 e. Enfin, en figure 4 f nous insistons pour que vous enfoncez bien vos boutons jusqu'à la collerette de l'axe de commande, afin de retrouver le bel alignement quelque soit le modèle utilisé (œil de chat, petit bouton de couleur, bouton chromé, etc...). Il faut quand même dire que ceci ne sera possible que si vous utilisez les mêmes boutons que ceux qui sont visibles sur la maquette, et référencés dans la nomenclature.

Réalisation

Les photos vous l'ont sans doute déjà dévoilé : le module est constitué de 3 circuits imprimés. Les dessins et implantations de ceux-ci sont donnés figures 5, 6 et 7.

Le Cl₁, figure 5, rassemble les

potentiomètres, l'inter CHANNEL ON, et RECORD. C'est la partie gauche des commandes accessibles sur la face avant. Il porte de plus les deux relais et le cavalier marqué OPTION dont nous reparlerons (en série dans la ligne SI).

Le Cl₂, pour sa part, assure la circuiterie de PFL, SOLO, STOP, PLAY, et les trois LED'.

Vous serez sans doute étonnés par le grand nombre de straps (14 ou 15 sauf erreur), mais l'homogénéité d'aspect avec les commandes des DEPARTS AUX, primait. Et puis, ces straps dorés sont si beaux que c'est un plaisir de les utiliser...

Le Cl₃, enfin, sert à la fois au transfert des informations de carte à carte, et de barres bus comme nous l'avions déjà vu pour les DEPARTS AUX. Serez-vous surpris si l'on vous annonce que les niveaux (plans) sont identiques et que les bus communs sont alignés ? Quel hasard !!

Pour assembler ces trois cartes, vous consulterez la figure 8, où vous devez retrouver un principe déjà

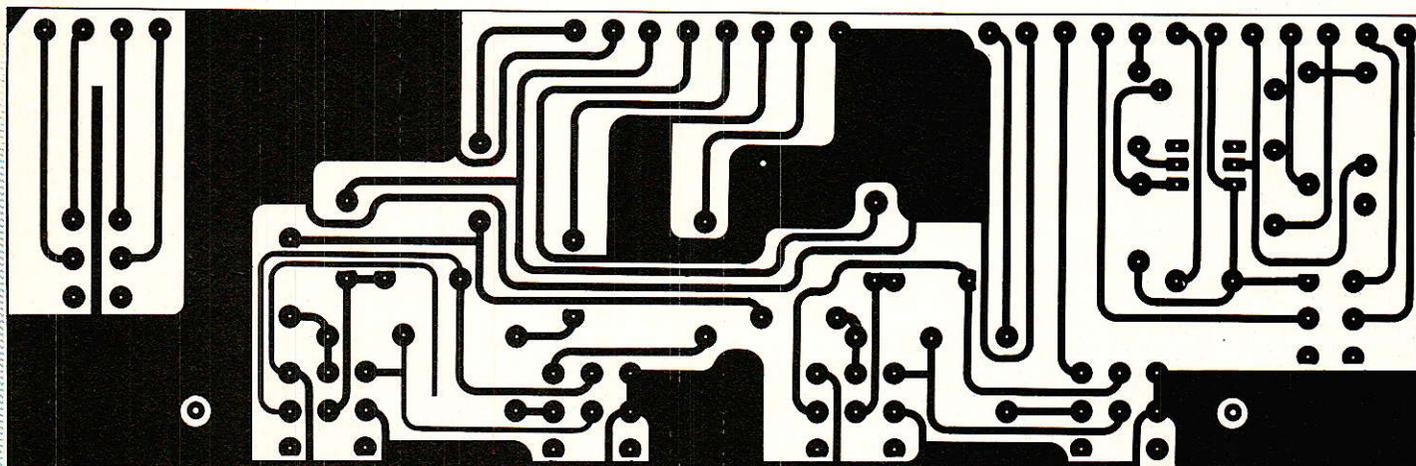
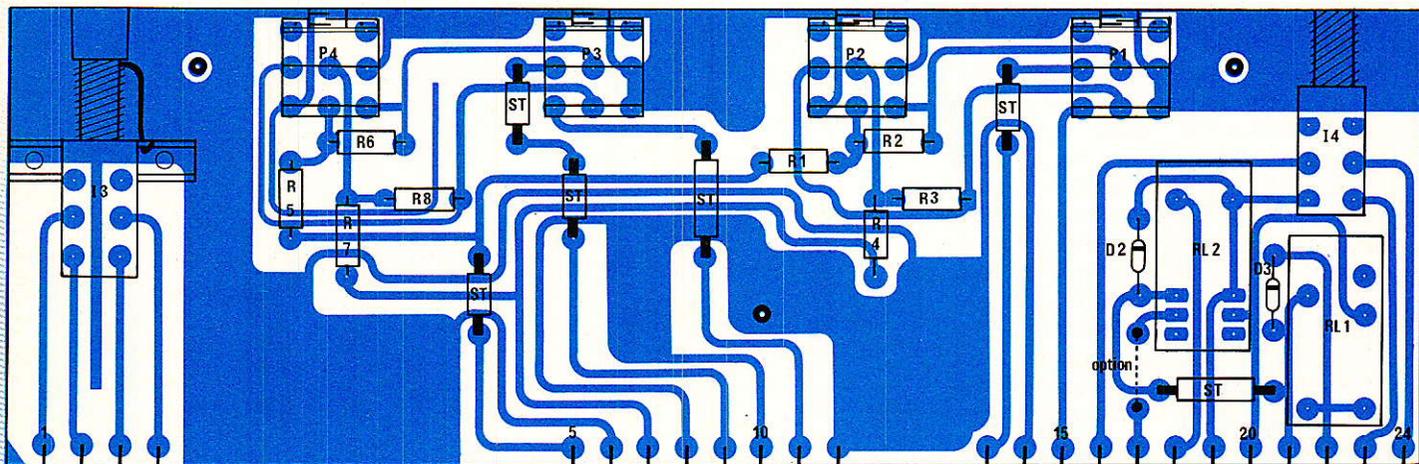


Figure 5 - Circuit imprimé « a » et implantation.



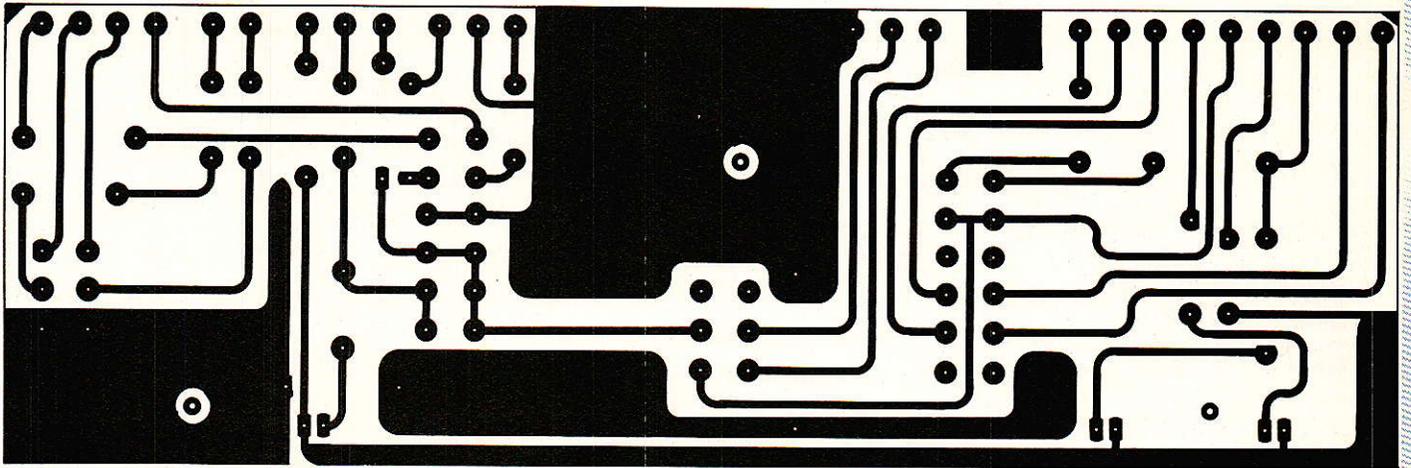


Figure 6 - Circuit imprimé « b » et implantation.

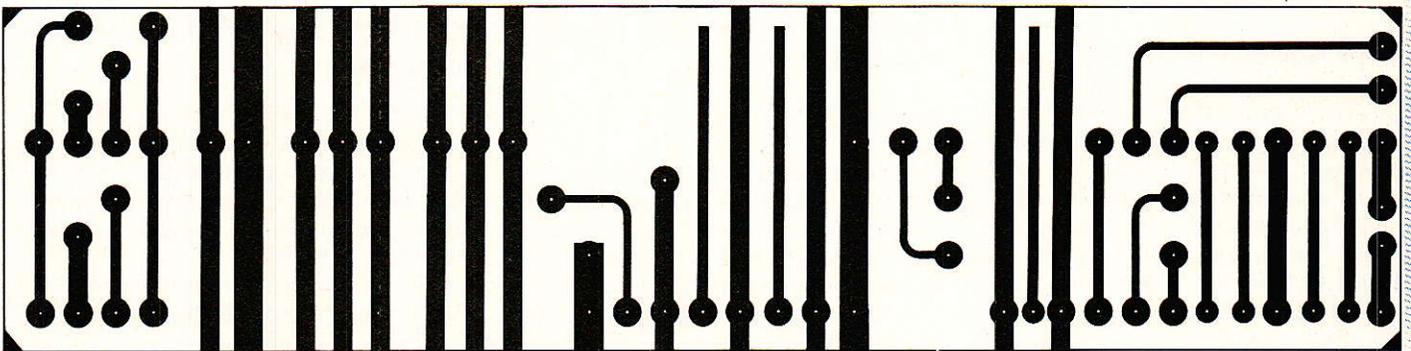
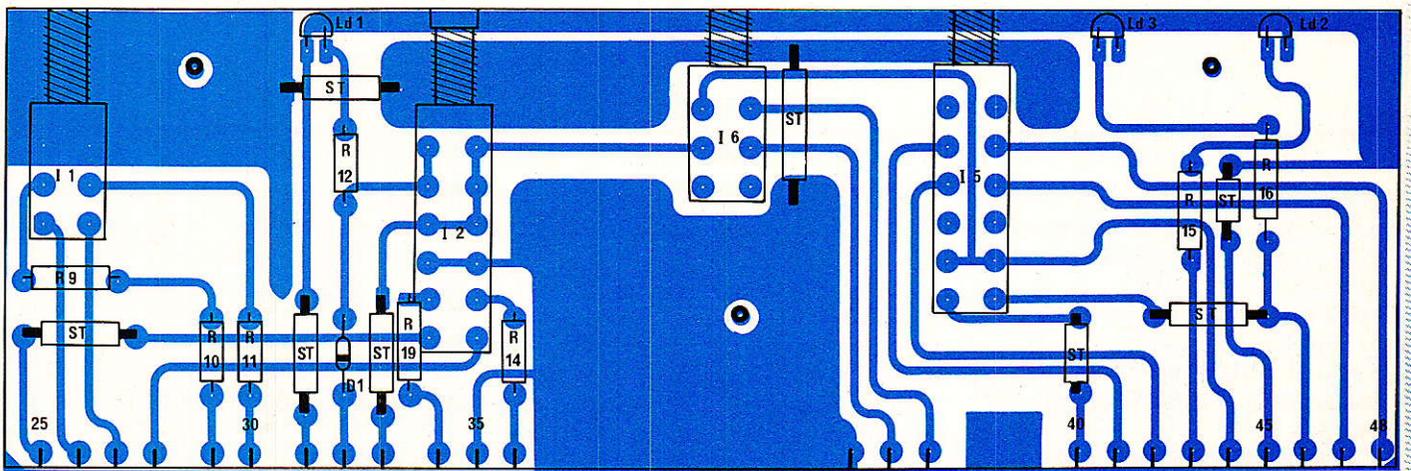
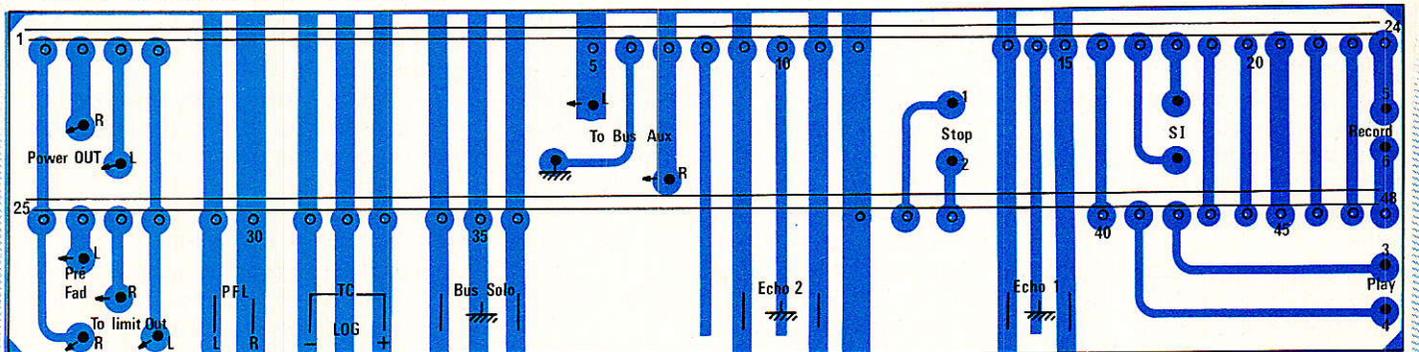


Figure 7 - Circuit imprimé « c » et implantation.



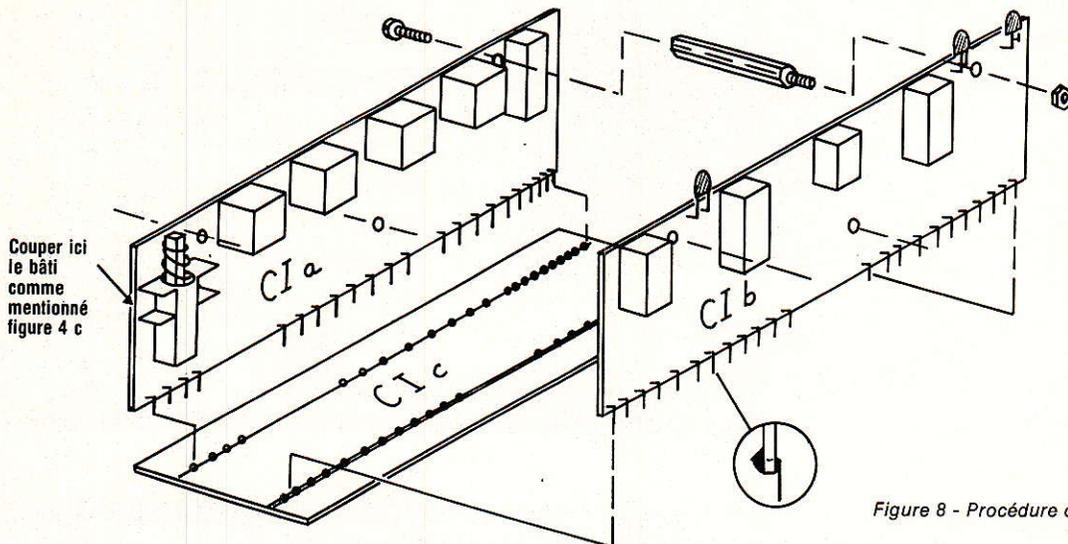


Figure 8 - Procédure d'assemblage des cartes.

largement utilisé: 24 queues de résistances par carte a et b, permettent de communiquer avec c. Ce qui est nouveau, c'est l'utilisation de trois colonnettes de 15 mm pour garantir à la fois l'écartement entre a et b, et une rigidité quasi militaire de l'ensemble, avant fixation à la face avant.

Face avant dont tous les détails sont donnés, comme d'habitude, à la figure 9.

Cette construction ne doit poser aucun problème particulier, à la condition de respecter les points suivants :

1° penser à couper le bâti de la comme indiqué à la figure 4 c.

2° porter une attention toute particulière aux diamètres de perçage des trous effectués dans la face avant. Les divers boutons des Shadow sont en effet de diamètres différents, et de longueurs variables (ce qui explique l'alignement curieux sur les CI).

3° pour notre part, nous utilisons des colonnettes MF 15, c'est à dire mâle, femelle, de 15 mm. Si vous faites comme nous il faudra orienter celles-ci comme indiqué à la figure 8 : si elles étaient montées à l'envers, la partie mâle viendrait buter sur les flancs de la face avant. Si vous optez pour les FF 15, il n'y aura pas à tenir compte de cette remarque.

4° nous prenons soin de dessiner le sens des LED sur les implantations. Veillez à bien le respecter : ici, par exemple, Ld₁ est inversée par rapport à Ld₂ et 3.

Mise en route

Avant de connecter ce module aux autres, il est bon de vérifier son fonctionnement sur table. En fait ceci se résume à alimenter la ligne TC, et à constater l'obéissance des circuits de signalisation. Bien sûr vous pouvez aussi promener générateur et oscilloscope pour vous assurer du cheminement audio, mais le circuit est tellement simple qu'un peu d'attention au moment de la mise en place des composants, et l'indispensable contrôle visuel doivent suffire.

Option SI

Vous avez vu à la figure 1, qu'un cavalier indiqué « option » était inséré dans la ligne SI, constituée par les contacts à fermeture du deuxième commutateur de RL₂.

Il faut se rappeler que ces circuits SI (signalisation), sont destinés à permettre une mise en évidence de certaines fonctions particulières, telles : indicateurs ouverture micro sur la table du récitant (pièces radiophoniques), ou de l'animateur (mise à l'antenne), ou encore interdiction de pénétrer dans le studio dès qu'on enregistre, télécommandes machines, etc...

Pour ce module MASTER, trois possibilités sont offertes :

1° Visualisation simple du collage de RL₂

2° Visualisation combinée avec le switch du fader mis en série dans

la ligne.

3° Visualisation sélective des états suivants : collage de RL₂, ouverture du fader, et contrôle effectif des deux états simultanés. Pour cette troisième solution, il faudra — en plus de remplacer le cavalier option par les contacts du switch —, tirer un fil supplémentaire « avant cavalier ».

Tout est laissé à votre libre choix, et le traditionnel jack stéréo qui débouchera sur la face arrière permettra toutes les combinaisons.

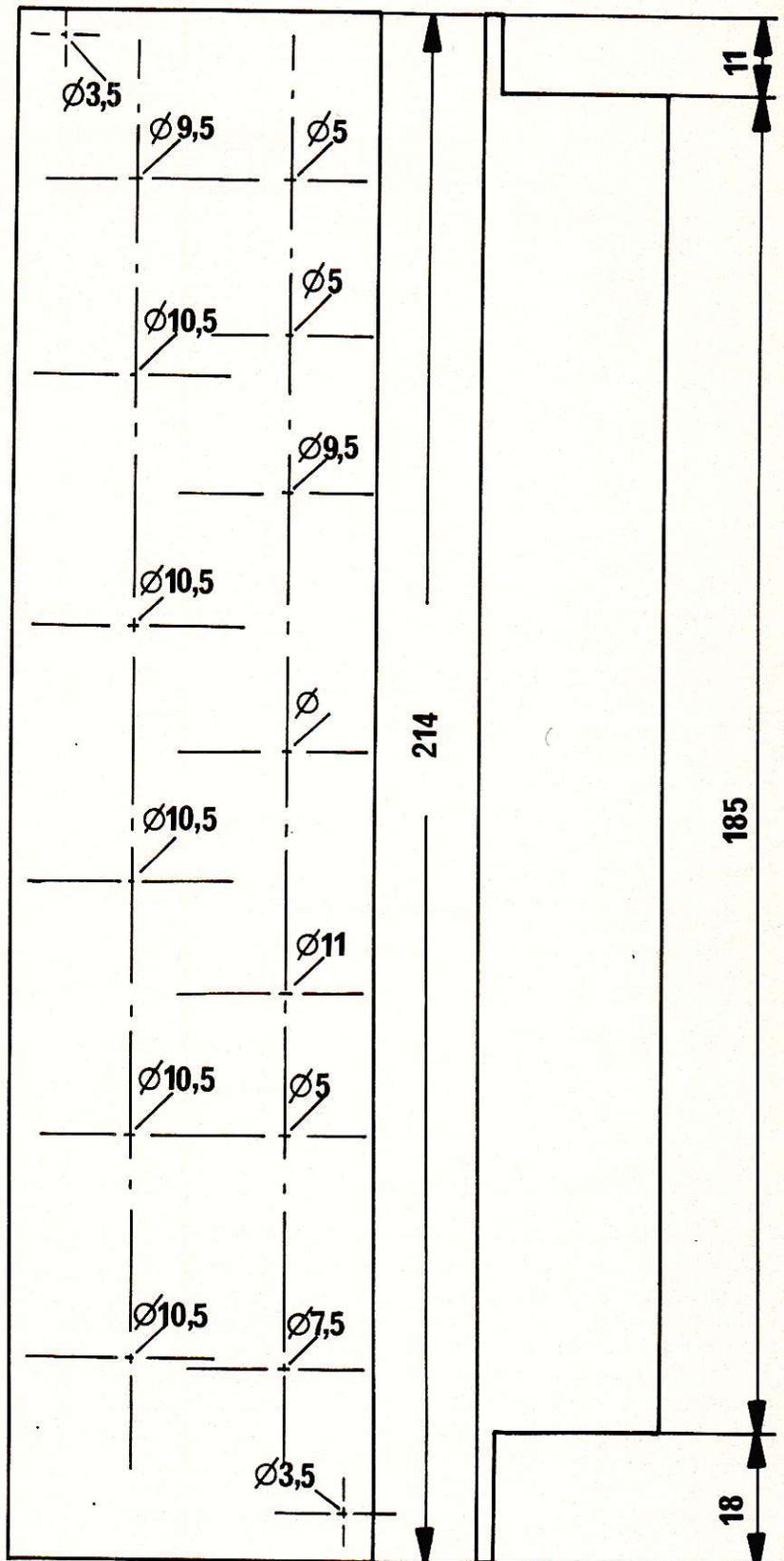
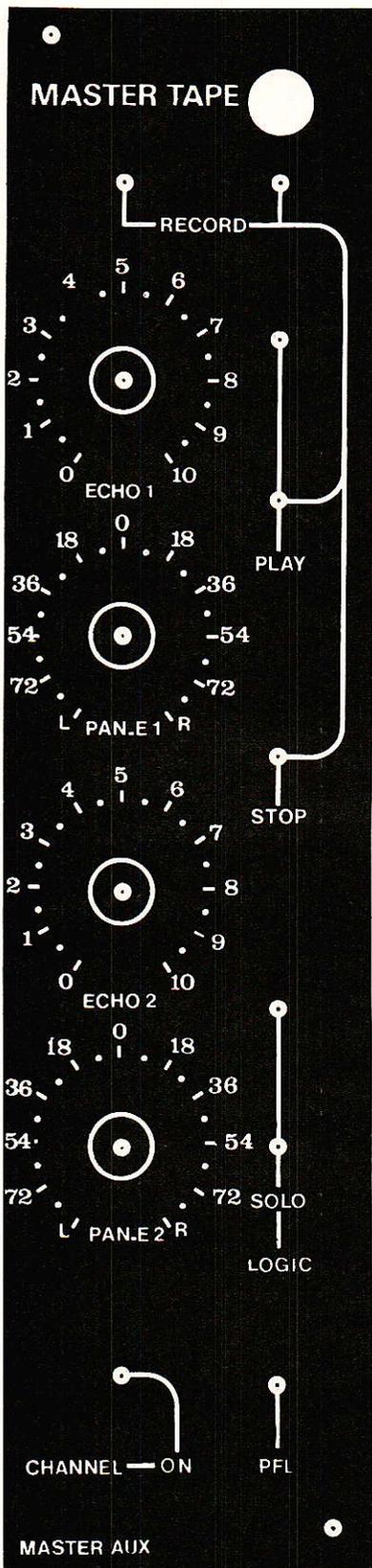
Câblage des voies MASTER complètes

Cette opération est répartie sur deux figures :

La figure 10 concerne plus particulièrement les connexions entre tous les modules constituant une tranche MASTER.

On y retrouve (de gauche à droite) les prises venant du limiteur (3), un extrait des liaisons principales aboutissant au module que nous venons de décrire, les prises du MASTER OUT LINE (2.), et le connecteur du VU 385.

Le dessin étant suffisamment explicite, nous n'attirons votre attention que sur les points particuliers. Ils sont au nombre de 2 : 1° une astuce. Quand des broches sont marquées NC, c'est-à-dire non connectées, il est préférable de les éliminer du connecteur femelle. Ceci évite l'erreur ou les contacts intempestifs, et favorise l'introduction et l'extraction de celui-ci.



Figures 9 - Détails et aspect de la face avant.

2° comme la face arrière n'est pas encore décrite, il se trouve sur cette figure un intrus : le potentiomètre de calibration des sorties asymétriques. Rien ne vous empêche de prévoir un double 4,7 k log SFER-

NICE, c'est ce que nous installerons.

En dehors des alims dont vous ne savez sans doute plus que faire, ce câblage ne doit pas poser problème.

Rassurez-vous, nous ferons un break en avril pour aborder le rack alimentation. Cette pièce est tellement importante qu'il ne faut pas l'envisager de manière légère, et nous croyons fermement que si

Figure 10 - Câblage total des voies « Master » 1 et 2.

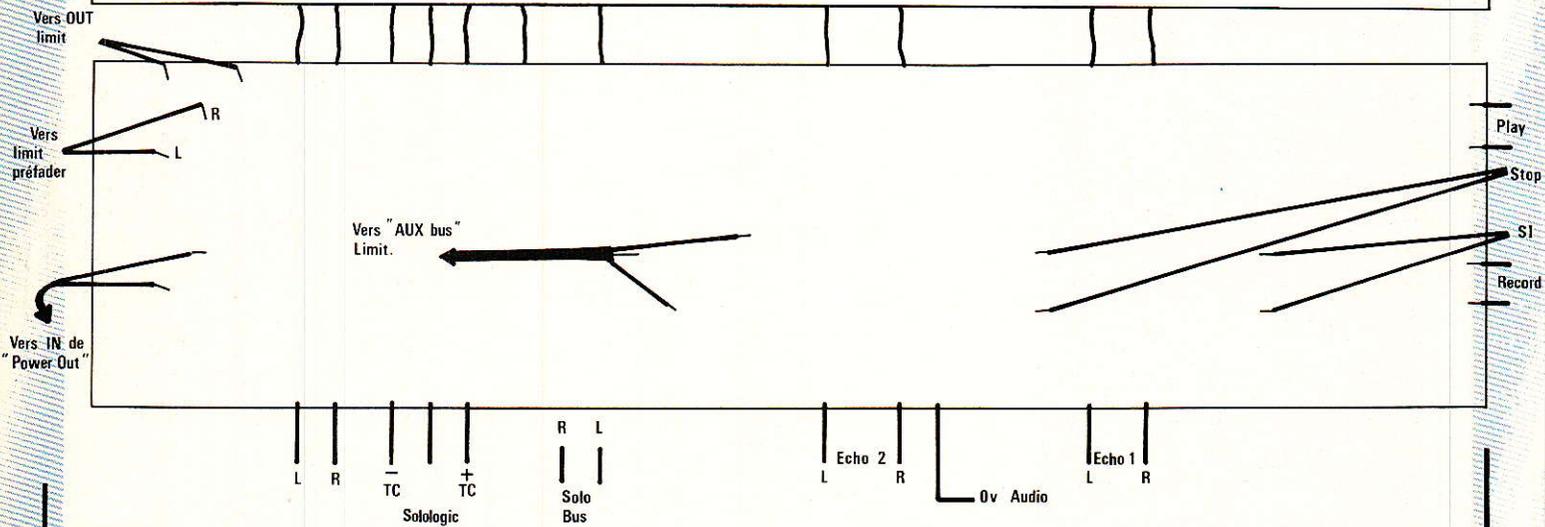
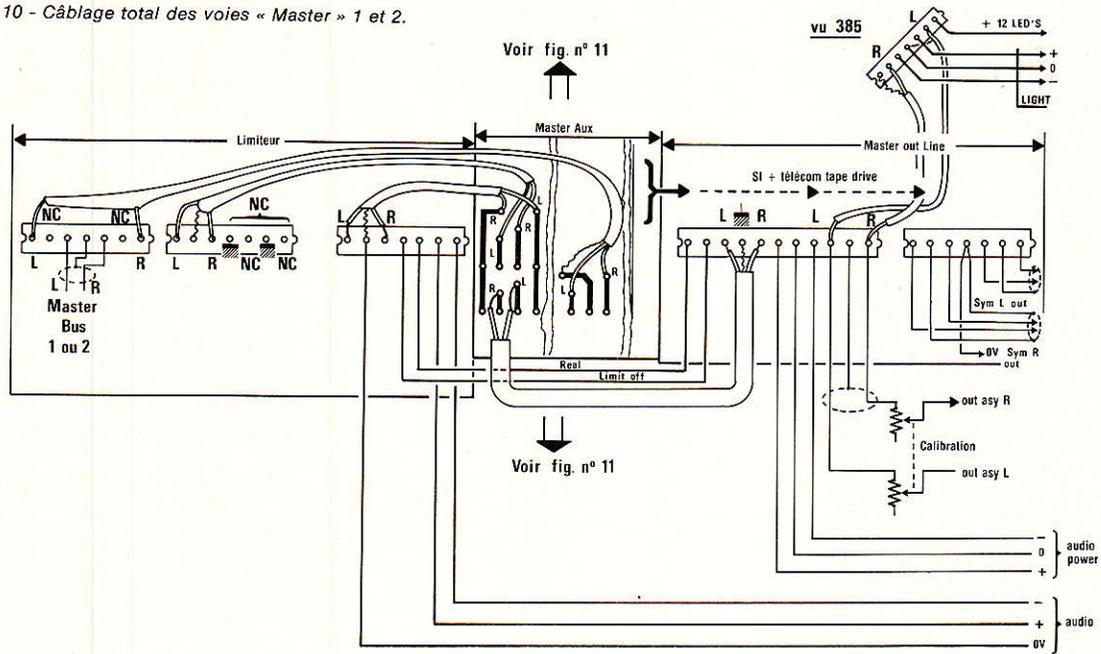


Figure 11 - Câblage sous les modules « Master Aux » (Attention, certaines liaisons de masse ne sont pas reliées).

nous n'avons pas dû subir la moindre panne en 5 ans de fonctionnement quotidien avec notre précédente console, c'est en grande partie au soin apporté à l'alimentation. Et comme nous n'avons pas envie de faire moins pour le modèle ODDY, nous vous prions de patienter encore un peu, vous n'aurez pas à le regretter.

La figure 11 détaille plus particulièrement les liaisons se rapportant au CI₁ du module MASTER AUX.

Si comme nous, vous avez prévu 2 voies MASTER (ou plus), il faudra en interconnecter les bus comme indiqué. Provisoirement, vous pourrez lier les bus SOLO et PFL aux barres déjà constituées par les précédents DEPARTS AUX. Comme il manque encore la tranche n° 13, il

n'est pas possible de le faire de façon définitive mais notre petit doigt nous a dit que certains d'entre-vous n'ont pas jeté le petit module de mélange destiné aux essais, et qu'ils l'utilisent pour le bus PFL. Ils ont tout compris ! Bravo à ces débrouillards.

Note personnelle

En octobre 1985, l'auteur a mis (aimablement) sa console au service d'un cinéaste professionnel qui revenait du Cameroun avec des documents sonores reconnus inutilisables : il s'agissait de cris d'oiseaux très particuliers, presque totalement couverts par les « sautilllements joyeux » des hippopotames dans la rivière...

A l'aide de deux tranches mono couplées à la suite, d'une utilisation appropriée des correcteurs paramétriques, et de 4 transferts bande, le document est devenu parfaitement exploitable : les hippo sont partis folâtrer 500 mètres plus loin, les oiseaux ont été « zoomés » en gros plan, et le bruit de la rivière artificiellement conservé par un souffle sélectif.

Ce genre d'exercice de style est particulièrement plaisant à réaliser sur votre console !

Services

La nouvelle doc 285 comporte la face avant de ce MASTER AUX,

ainsi que les 3 circuits imprimés nécessaires, réunis sur le CI n° 6.

Tous les lecteurs qui avaient demandé des renseignements sur la version PRO ont dû recevoir — enfin — réponse.

Conclusion

Nous avons mangé notre pain blanc le premier ! Il est en effet devenu très difficile de gérer rationnellement la description des modules qui manquent, car tout se mord la queue. Aussi nous vous proposons pour le mois prochain la description du générateur interne (qui sera bien utile aux lecteurs qui ont peu d'instruments de mesures et permettra d'utiliser complètement le CI n° 6), puis de passer à l'alimentation, de continuer par la tranche I3 et la mise en place des dernières faces arrières, et de terminer enfin par les tranches d'écoute et de services.

Que ce programme ne vous effraie pas, et n'hésitez pas à mettre votre console en action, même incomplète. A bientôt.

J. ALARY

Note

Une erreur s'est glissée dans la nomenclature de l'indicateur de modulation parue dans notre numéro 458 de janvier. La valeur des ajustables doit être exprimée en k Ω et non en ohms comme nous l'avons indiqué. Ainsi, $A_{J1} = 1 \text{ k}\Omega$, $A_{J2} = 470 \text{ k}\Omega$ et $A_{J3} = 470 \text{ k}\Omega$.

Information

Il est possible que vous trouviez dans le commerce des inters Shadow inverseurs à des prix très compétitifs ; il nous paraît normal de vous préciser que ces composants dont il n'est pas ici question de mettre en doute la qualité, présentent une très légère différence avec le modèle que nous préconisons. En effet, ce modèle possède un axe de couleur grise alors que les autres sont blancs et plus longs d'environ 2 mm. Les boutons sont également plus haut-

C'est peu bien sûr mais cela suffit à rompre l'harmonie des faces avant. Une adaptation est à notre avis possible à la condition de meuler le bout de l'axe et le fond du bouton.

Enfin, certaines rumeurs se pro-

pagent à propos de la disparition de la firme Shadow. À notre connaissance ces rumeurs ne sont pas fondées et cette société continue d'approvisionner les revendeurs qui souhaitent distribuer ses produits.

Nomenclature MASTER AUX

Résistances N4

R₁: 22 k Ω
R₂: 3,9 k Ω
R₃: 22 k Ω
R₄: 3,9 k Ω
R₅: 22 k Ω
R₆: 3,9 k Ω
R₇: 22 k Ω
R₈: 3,9 k Ω
R₉: 10 Ω
R₁₀: 33 k Ω
R₁₁: 33 k Ω
R₁₂: 680 Ω
R₁₃: 10 k Ω
R₁₄: 10 k Ω
R₁₅: 680 Ω
R₁₆: 680 Ω

Divers

5 boutons de potentiomètre axe 6 mm
7 cavaliers de 10.16, 6 de 15.32, 1 de 20.48 + 1 de 10.16. si pas OPTION
3 colonnettes MF33 15 + 3 boulons de 3 mm.
Circuits imprimés et face avant.
1 bâti Shadow

Diodes

D₁ à D₃: N 914

Potentiomètres Sfernice

P₁: duo 10 k Ω log
P₂: duo 10 k Ω lin
P₃: duo 10 k Ω log
P₄: duo 10 k Ω lin

Relais national

RL₁: HB1 DC 12
RL₂: HB2 DC 12

Inters Shadow

I₁: 2 inv.
I₂: 4 inv.
I₃: 2 inv.
I₄: 2 inv. poussoir
I₅: 4 inv. Poussoir
I₆: 2 inv. poussoir

LEDs \varnothing 5 mm

Ld₁: rouge
Ld₂: clignotante
Ld₃: verte

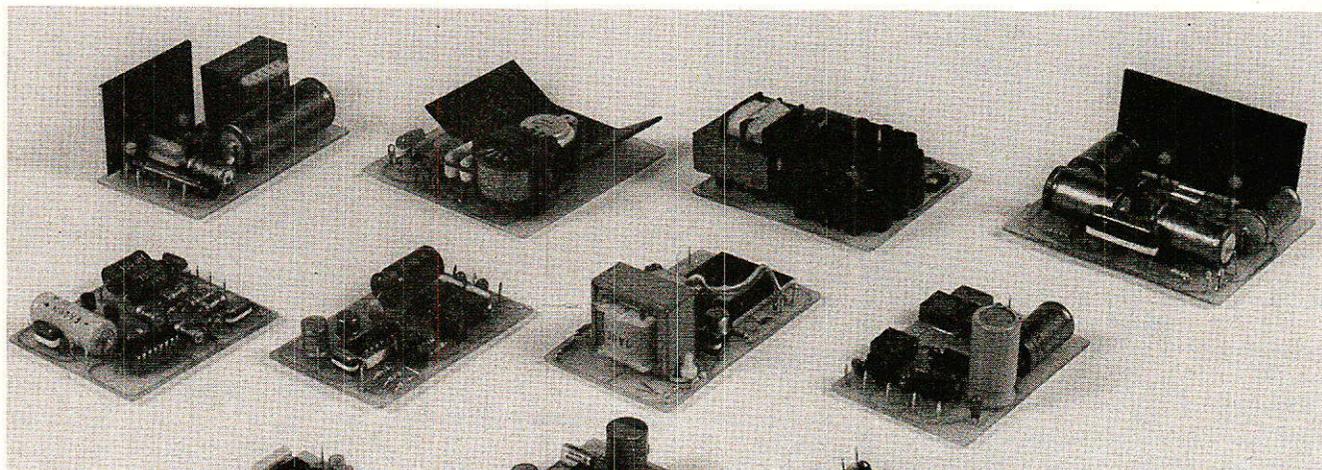
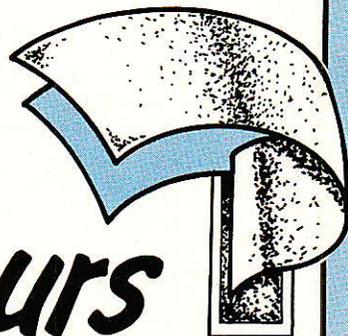
Boutons Shadow

1 bouton chromé
FG : 2 verts, 1 blanc, 1 rouge
FA 201 : 1 rouge

S.P.E. : Société Parisienne d'Édition
Société Anonyme au capital de 1.950.000,00 F
Siège Social :
43, rue de Dunkerque 75480 PARIS CEDEX 10
Création : 1909
Durée : 140 ans
Président Directeur Général
Directeur de la Publication :
J.P. VENTILLARD
Rédacteur en Chef :
Christian DUCHEMIN
Actionnaires
Publications Radio-électriques et Scientifiques
Monsieur J.P. Ventillard
Madame Paule Ventillard
Tirage moyen 1984 :
98.542
Diffusion moyenne 1984 :
56.418
Chiffre d'Affaires 1984 de la Société Parisienne d'Édition :
92.863.848,00 F

dossier
(6)

Les convertisseurs de tension inverseurs élévateurs



Dans la sixième et dernière partie de ce dossier, nous aborderons l'étude de convertisseurs élévateurs continu/alternatif ou continu/continu de tension de sortie supérieure à 100 V et de petite ou moyenne puissance. L'ensemble de ces montages est alimenté à partir d'une tension batterie de 12 volts.

Certains délivrent à leur sortie, 110 ou 220 V à 50 Hz. (Ces montages pourront être utiles aux caravaniers et aux adeptes de la navigation de plaisance) d'autres génèrent de hautes tensions continues (300 à 400 V) et trouveront des applications dans la conception d'allumages électroniques par exemple.

Nous souhaitons que la schémathèque qui a été proposée à travers cette série d'articles permettra, à l'occasion, aux créateurs de systèmes électroniques, de résoudre certains problèmes particuliers d'alimentations.

Convertisseur élévateur Entrée + 12 V Sortie 150 V alternatif

Voici un montage intéressant permettant l'obtention en sortie d'une tension alternative de 150 V à partir d'une alimentation continue + 12 V, son schéma est donné à la figure 74. L'avantage de cette réalisation réside dans l'emploi d'un transformateur du commerce tout ce qu'il y a de plus courant. Celui-ci est un modèle miniature sur étrier, de puissance 3 VA et fournissant 2×9 V en sortie pour un secteur 220 V. Naturellement, pour notre convertisseur élévateur, ses entrées/sorties se trouvent être inversées.

Un circuit multi vibrateur de type astable, tout ce qu'il y a de plus classique permet, d'après les valeurs de $R_2 - C_1$ et $R_3 - C_2$ une fréquence d'oscillation de l'ordre de 300 Hz. Le montage oscillateur est symétrique et chaque émetteur de BSX61E est

chargé par une résistance de $1,2 \text{ k}\Omega$. Les créneaux issus de ces électrodes attaquent simultanément la base de transistors NPN de puissance, en l'occurrence des BD 237, qui en boîtier TO126 permettent un courant I_c maximum de 2 A. Deux diodes de protection sont connectées entre collecteur et émetteur de chaque transistor de puissance, de façon à limiter les surtensions lors des commutations.

Ce petit montage fait l'objet d'une réalisation et les lecteurs trouveront à la figure 75 la représentation du circuit imprimé, lequel est très simple de fabrication. Le dissipateur équipant les deux transistors T_3 et T_4 est usiné conformément aux côtes et indications données à la figure 76.

L'implantation des composants et le montage câblage des éléments se trouve à la figure 77. On soudera en premier lieu le strap de liaison situé au milieu du circuit imprimé et l'on câblera tous les éléments à plat, pour terminer par les deux transistors de puissance sur radiateur et le transformateur TR_1 .

Nous insistons encore sur le fait que les boîtiers TO 126 (SOT-32) ayant leur semelle dorsale reliée au collecteur, il est impératif d'isoler chaque transistor du radiateur par l'entremise d'une rondelle isolante en mica. Par ailleurs chaque transistor sera fixé par une visserie isolante.

Dès la mise sous tension, le convertisseur doit fonctionner et nous invitons le lecteur à se reporter au schéma de la figure 78 qui représente le graphe du signal alternatif recueilli aux bornes de l'enroulement haute tension du transformateur.

La fréquence de la tension alternative de sortie est de 333 Hz et, sous la tension d'alimentation nominale de + 12 V, à vide, le courant est de 360 mA.

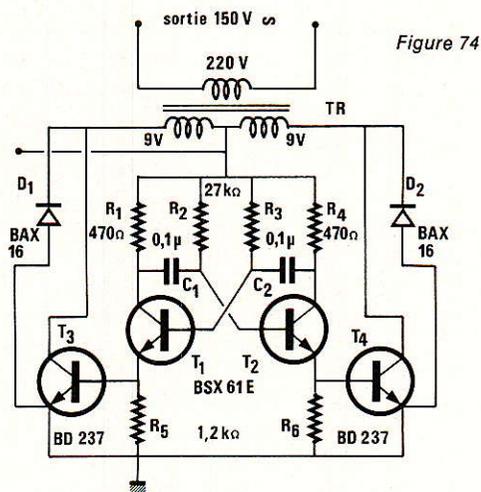


Figure 74

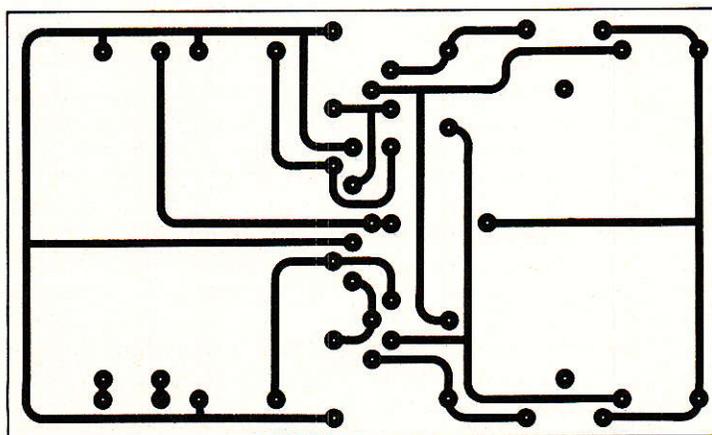
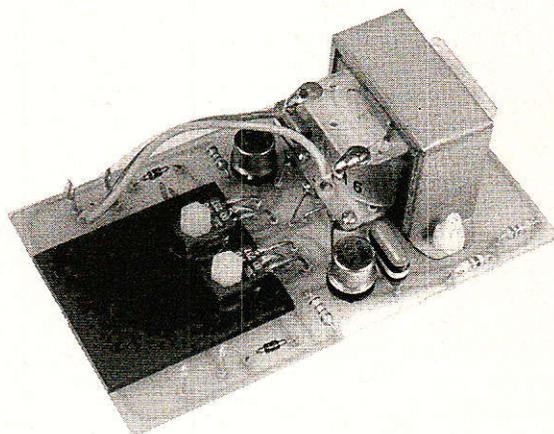
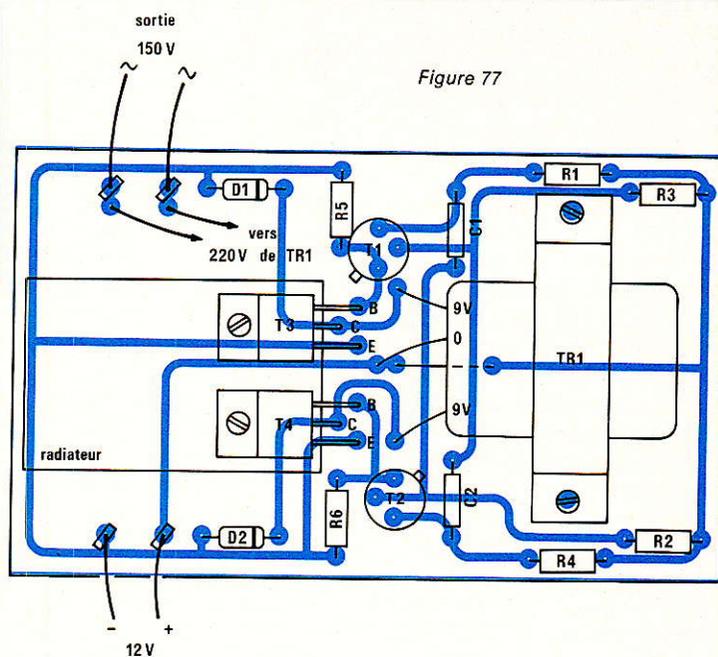
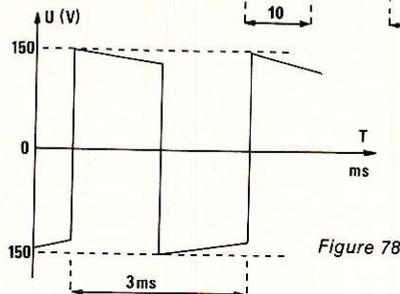
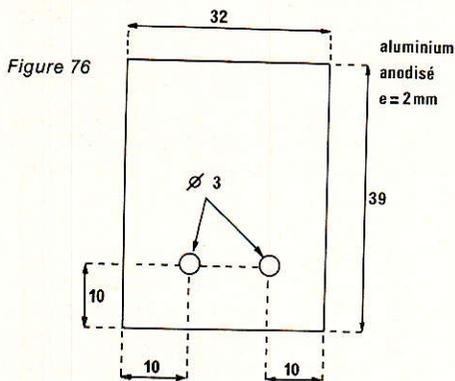


Figure 75



Convertisseur élévateur

Entrée + 12 V

Sortie 220 V

Il s'agit d'un montage performant puisqu'il permet une puissance de sortie de l'ordre de 20 à 25 W sous 220 V, la fréquence étant garantie à 50 Hz puisque l'oscillateur est piloté par quartz.

Le schéma de principe d'un tel convertisseur est donné à la figure 79. en premier lieu un oscillateur pilote organisé autour d'un circuit spécialisé, en l'occurrence le ICM 7038 de chez Interseil, permet l'élaboration d'une tension alternative de forme rectangulaire à la fréquence de 50 Hz. Pour se faire le circuit est connecté à un quartz de 3,2768 MHz ainsi qu'à deux condensateurs céramiques de 47 pF. Le circuit fonctionne alors comme une horloge de 3,2768 MHz mais par le jeu de diviseurs internes, on obtient une fréquence de 400 Hz sur la broche 5 et de 50 Hz sur la 3.

En fait, il est à remarquer que les données constructeur préconisent l'emploi d'un quartz de 4,194304 MHz afin de fournir d'une part entre les broches 3 et 4 une fréquence de 64 Hz pour l'interconnexion d'un moteur synchrone 64 Hz simple phase et à la broche 5 un deuxième signal de fréquence huit fois plus élevé soit 512 Hz pour l'alarme. En ce qui nous concerne il est bien évident que seule la fré-

quence de 50 Hz nous convient, c'est pourquoi il a été utilisé un quartz de fréquence 3,2768 MHz.

Par ailleurs, on remarquera l'alimentation de ce circuit par l'intermédiaire d'une diode de Zener de 3,3 V, ce circuit n'acceptant, sous peine de destruction, qu'une tension d'alimentation très faible. Les créniaux 50 Hz à la sortie 3 sont donc d'amplitude 3 V et par l'interface à transistor fonctionnant en commutation, nous allons recueillir un signal identique de même fréquence sur le collecteur avec une amplitude égale à la tension d'alimentation du montage, soit 12 V.

Le montage de puissance devant être attaqué avec des signaux à fort courant, il est donc nécessaire maintenant de réaliser une autre interface entre notre sortie collecteur BC 107 et l'attaque des bases des transistors préamplificateurs du circuit de sortie.

Il a encore été fait appel pour cette fonction au sextuple inverseur buffer en technologie C MOS qu'est le CD 4049. Rappelons à nos lecteurs que pour une tension d'alimentation de + 15 V, de la sortie à la masse, chaque sortie d'inverseur permet un courant de 12 mA et à contrario du + 15 V à la sortie, le courant est de 48 mA.

Par le jeu des six tampons connectés conformément au schéma de la figure 79 nous obtenons donc en sortie, respectivement 4-6 et 12-15 des signaux déphasés identiques, d'amplitude égale à la tension

d'alimentation, de forme rectangulaire, de fréquence 50 Hz et avec un fort courant de sortie.

Il n'en faut pas plus pour pouvoir attaquer maintenant les bases de nos transistors préamplificateurs, ceux-ci commutant en sortie collecteur deux montages symétriques à amplificateurs complémentaires. Le principe d'un tel montage en pont ayant été décrit lors de l'étude du convertisseur de la figure 61, nous ne reviendrons pas dessus.

Précisons simplement que la partie astable est ici évidemment remplacée par la base de temps à quartz et le tampon de puissance, la commutation s'effectuant par l'intermédiaire des 1711. Quand au rôle de la bascule il reste identique au montage de la figure 61.

Si le principe du montage en pont a été adopté c'est principalement afin d'éviter l'emploi d'un transformateur à point milieu qui est généralement plus onéreux, plus lourd et encombrant et moins facile à se procurer qu'un transformateur équivalent à un seul enroulement.

Eu égard au fonctionnement de ce montage et à l'application de celui de la figure 61, ainsi qu'au graphe U_{AB} de la figure 65 ou rappelons-le, les bornes A et B représentent les collecteurs des pavés complémentaires de puissance, il en est de même pour notre convertisseur 12 V/220 V piloté par quartz et entre ces deux points les créniaux 50 Hz ont une amplitude de 24 V.

Ce signal de 24 V crête-crête, soit

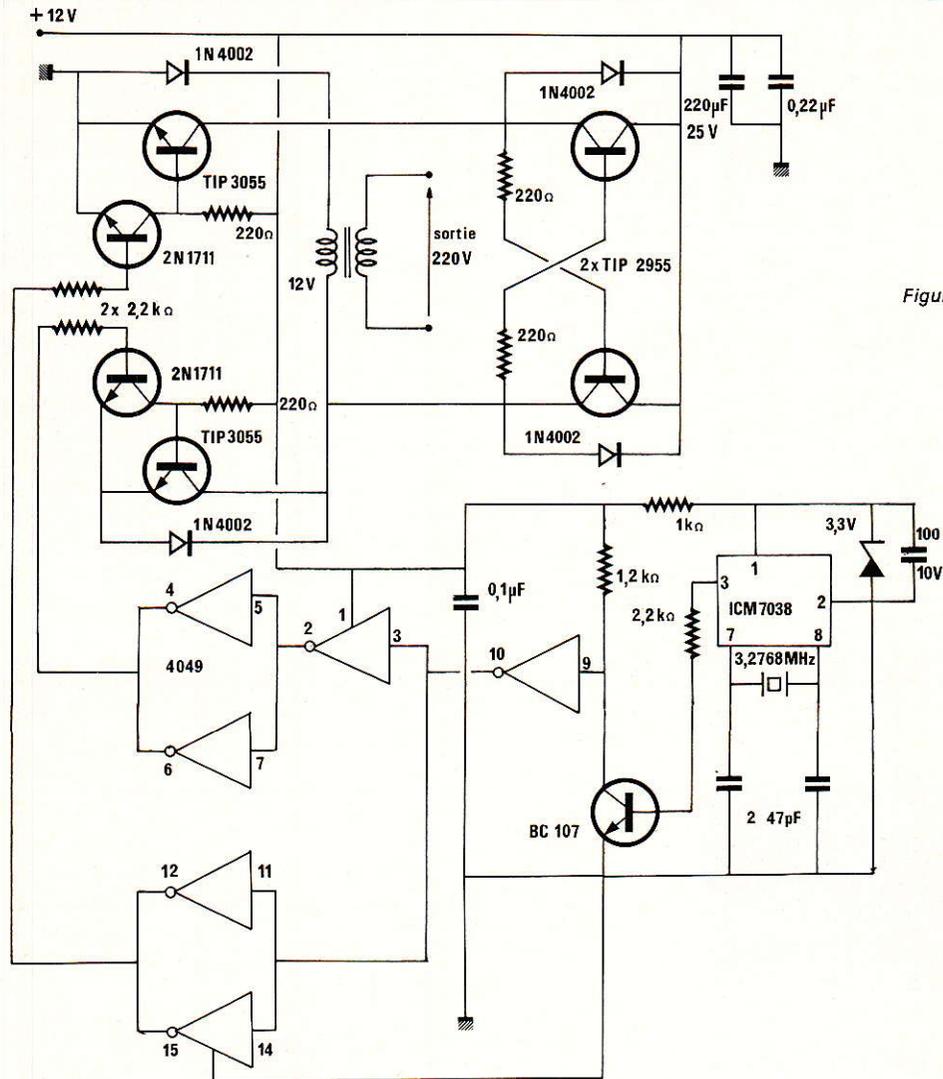


Figure 79

encore $2 \times 12 \text{ V}$, va nous permettre par le jeu du rapport de transformation du transformateur $220/12 \text{ V}$ monté en élévateur de produire sur l'enroulement haute tension un signal de valeur 440 V crête-crête soit encore une tension rectangulaire de $2 \times 220 \text{ V}$. Durant la période de 20 ms , nous avons donc une alternance positive de forme rectangulaire de 220 V d'amplitude les dix premières ms puis, une deuxième

alternance cette fois-ci négative et de même forme et amplitude pendant les dix autres ms.

Il faut en effet signaler que si l'inconvénient majeur d'un tel convertisseur est bien la forme rectangulaire du signal, qui n'est pas toujours acceptée aussi facilement qu'un signal sinusoïdal, un gros avantage réside dans le fait que la tension efficace d'un tel signal est égale à la tension maximale. Comme nous ve-

nons de le voir, il suffit donc de produire un signal rectangulaire de $2 \times 220 \text{ V}$, soit 440 V d'amplitude crête-crête pour obtenir une tension efficace de 220 V au secondaire du transformateur. Le reste du montage ainsi que les composants utilisés n'appellent pas de commentaires particuliers. On pourvoiera cependant les transistors de puissance de petits dissipateurs.

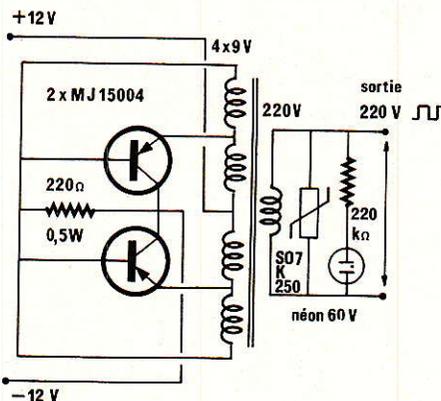
Convertisseur continu-alternatif Entrée + 12 V Sortie 220 V

Il s'agit par excellence du convertisseur statique $12 \text{ V}/220 \text{ V}$ équipant la

plupart des caravanes, camping-cars ou certains navires de plaisance. La puissance qui peut s'échelonner de 40 VA à quelques 200 VA n'est tributaire que de celle des transistors de commutation et évidemment du transformateur. Celui-ci est un modèle spécial à quatre enroulements primaires de respectivement 3 V et 9 V de part et

d'autre du point milieu et bien sûr d'un enroulement de 220 V au secondaire. Si une puissance supérieure à 200 VA n'est guère usitée pour ce convertisseur travaillant en 12 V , c'est principalement à cause du courant demandé à l'alimentation qui, comme nous l'allons voir sera pratiquement toujours une batterie de forte capacité : en effet,

Figure 80



courant dans de fortes proportions. Il s'ensuit donc que le courant absorbé est très important et cette consommation n'incite guère à dépasser les 200 VA. Pour des puissances supérieures l'alimentation est obligatoirement de 24 V ou 48V et les systèmes bien souvent différents.

Pour en terminer avec ce convertisseur, précisons toutefois au lecteur que de la qualité du transformateur utilisé ainsi que des transistors, dépendront grandement les caractéristiques du convertisseur. Par ailleurs il sera bon de prévoir une SIOV en sortie afin de pallier autant que faire se peut aux surtensions transitoires. On peut employer à cet effet le modèle SO7K/250 de chez Siemens comme l'indique le schéma de la figure 80.

un calcul simple montre que le courant nécessaire pour alimenter une charge de 200 W sous 12 V est de :
 $I = 200/12 = 16,7 \text{ A}$

D'autre part, il faut savoir que le rendement d'un tel système est des plus bas, de l'ordre de 50 à 60 %, ce qui évidemment augmente encore le

Convertisseur continu alternatif

Entrée + 12 V - Sortie 220 V

Le montage est identique, mais un peu plus sophistiqué et offre une garantie de fonctionnement plus sûre que le précédent. Le principe inhérent aux deux semiconducteurs de puissance ainsi qu'au transformateur est en tout point semblable au convertisseur précédent, encore avons-nous choisi pour cette application des transistors 2N3773 de très bonne qualité. Il faut en effet savoir que si le montage peut fonctionner à l'aide d'une paire de 3055, il conviendra d'une part de s'assurer de la puissance maximale admissible par le semi-conducteur et d'autre part, ce qui est important, d'utiliser des transistors ayant un β élevé. Si un β de 100 à 150 correspond à un échantillon de bonne qualité, il s'avère malheureusement que ce même β tombe à quelques unités pour des composants déclassés.

Ce genre de convertisseur ne démarre pas toujours tout seul et comme le schéma de la figure 80 le montre, il est nécessaire la plupart du temps de prévoir une résistance de forçage pour le démarrage. Dans le montage de la figure 81 il s'agit de la 18 Ω 10 W qui vient appliquer fu-

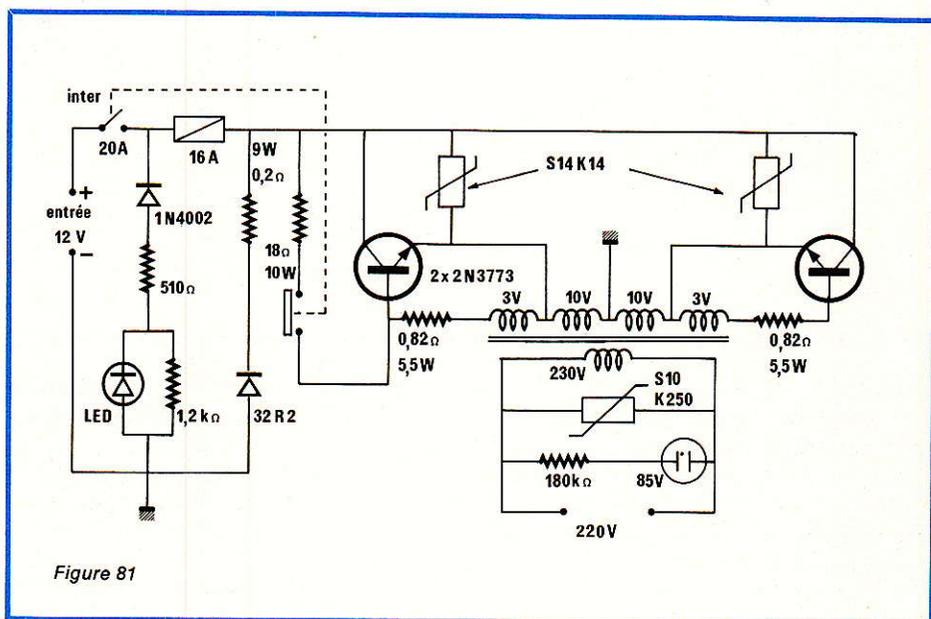


Figure 81

givement lors de la mise sous tension une polarité positive sur une des bases. Ensuite, l'oscillation s'entretient automatiquement.

La plupart du temps, une protection existe contre les inversions de polarité de la tension d'alimentation. Il s'agit le plus souvent d'un système simple à fusible rapide et diode-résistance. Si la polarité de la tension d'entrée se trouve inversée accidentellement, la diode de puissance est conductrice et un courant très important limité par la résistance série vient faire sauter le fusible rapide. De plus, l'utilisateur est averti du branchement incorrect par l'al-

lumage de la LED de signalisation de : « polarités inversées ».

Enfin, pour éviter les surtensions transitoires aux bornes des transistors, entre collecteur et émetteur, il est prévu des SIOV Siemens de modèle S 14 K 14 et au secondaire du transformateur un modèle du même constructeur de référence S 10 K 250.

Un tel convertisseur permet une puissance d'au moins 140 VA sous 220 V mais on veillera particulièrement au câblage avec des fils de forte section ainsi qu'à une excellente dissipation des transistors de puissance.

Convertisseur continu-alternatif Entrée + 12 V Sortie 220 V 50 Hz

Un schéma différent est proposé à la figure 82. Il s'agit d'un montage en technologie discrète dont nous donnons les caractéristiques principales ci-dessous :

Tension d'alimentation : 12 V continu

Courant absorbé à la puissance maximale : 5 A

Tension de sortie : 220 V alternatif

Puissance maximale de sortie : 40 VA

Fréquence : 50 Hz \pm 1 %

Forme d'onde : pseudo-sinusoïdale

Rendement : 66 %

Comme nous le voyons donc au vu de ces caractéristiques, il peut être intéressant de réaliser ce petit convertisseur pour des applications diverses requérant une puissance moyenne de fonctionnement et une bonne stabilité et précision de fréquence.

Le schéma de principe de la figure 82 nous montre que cet appareil est en fait constitué de cinq circuits distincts ayant chacun un rôle bien précis. En premier lieu, un oscillateur à réseau RC organisé autour de deux transistors petit signal type BC 548 détermine la fréquence de fonctionnement du convertisseur. Dans ce type d'oscillateurs à réseau déphaseur RC, la tension de sortie du filtre est déphasée d'un angle φ par rapport à la tension d'entrée et nous avons :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{RC\omega}$$

La fréquence d'oscillation étant alors donnée par la relation :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{6R^2C^2 + 4RRC_0C}}$$

où R et C représentent résistances et capacités du filtre et R_c résistance de charge du transistor oscillateur. En choisissant un circuit RC tel que $\varphi = 60^\circ$, on obtient donc avec trois circuits un déphasage de 180° et en réinjectant ce signal à l'entrée, il y a oscillation. Naturellement il est nécessaire de prévoir une amplifica-

Convertisseur continu-alternatif Entrée + 12 V - Sortie 220 V

Le montage que nous proposons à la figure 83 a été optimisé pour une application tout à fait spécifique en l'occurrence l'alimentation d'un petit tube fluorescent de type TF6 ou TF8. La puissance de sortie est donc modérée et le circuit simplifié.

Le principe est très simple et le lecteur reconnaîtra un oscillateur à transistors, dont les charges collecteurs sont constituées par les enrou-

tion pour compenser l'atténuation produite par le réseau déphaseur. Le calage de la fréquence s'effectue au moyen du potentiomètre de 1 k Ω . Celui-ci ne doit être en aucun cas un modèle miniature bobiné qui ne permettrait pas le fonctionnement de l'oscillateur RC. Nous choisissons donc un modèle à piste de bonne qualité de type CERMET. Enfin, pour en terminer avec l'étude de l'oscillateur 50 Hz, précisons à nos lecteurs que pour obtenir précision et stabilité en fréquence les meilleures possibles, toutes les résistances seront à couche avec une tolérance de 1 %.

Le signal alternatif délivré par l'oscillateur est ensuite appliqué via un condensateur électrochimique de 100 μ F sur la base d'un transistor PNP type 2N4036 qui est monté en amplificateur à courant continu. Le troisième circuit de notre montage est un driver à 2N3054 et se trouve attaqué par la sortie collecteur du transistor précédent. Son circuit collecteur est chargé par le primaire

d'un transformateur driver TRS 101, ce composant formant le quatrième circuit en qui nous reconnaissons un déphaseur. En effet, au secondaire et par rapport au point milieu, il fournit sur chaque demi-enroulement, des tensions égales mais déphasées de 180° . Ces tensions sont appliquées aux bases de transistors de puissance qui constituent le dernier circuit. Comme on le voit sur le schéma, l'étage de sortie est un push-pull à alimentation parallèle.

Les deux transistors de puissance de type 2N3442 ont leurs émetteurs communs reliés au pôle négatif de l'alimentation, les collecteurs étant quant à eux chargés chacun par les demi-primaires du transformateur de sortie. Le point milieu est relié au + 12 V et cet élément étant monté en élévateur, la sortie délivre la tension 220 V alternative à la fréquence de 50 Hz.

Il sera bon de munir le transistor driver ainsi que les deux transistors de puissance de radiateurs adéquats.

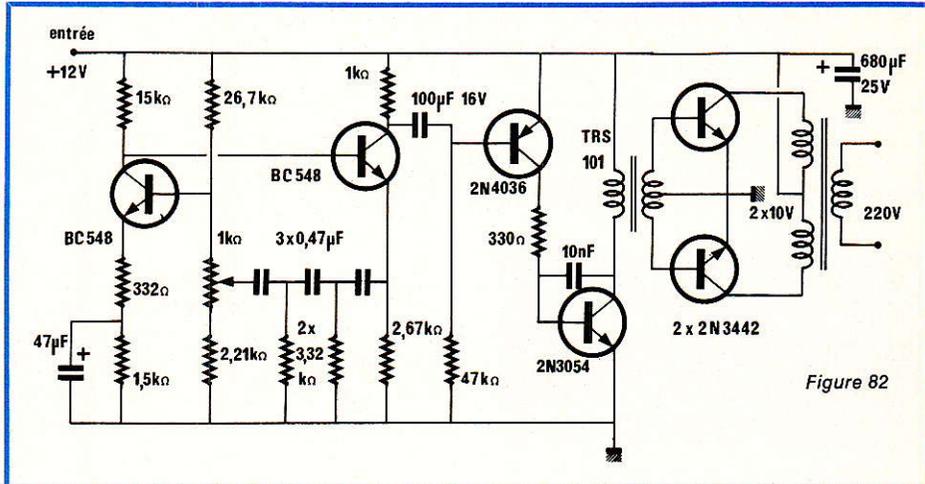


Figure 82

lements basse-tension d'un petit transformateur 2 x 6 V/220 V monté en élévateur. Les deux transistors de puissance de type BD 237 devront être munis d'un petit radiateur.

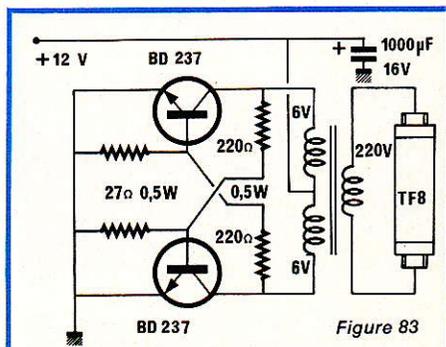
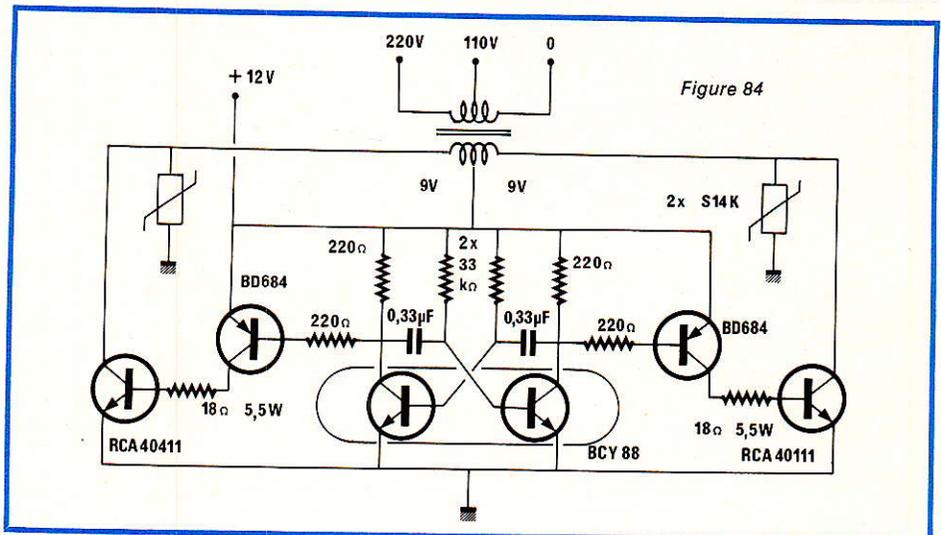


Figure 83

À la sortie du transformateur, et conformément au schéma de la figure 83, les deux broches de sortie à chaque extrémité du tube fluorescent, seront reliées entre-elles.

**Convertisseur
continu-alternatif
Entrée + 12 V
Sorties 110/220 V**

La réalisation de la figure 84 est performante et l'on pourra facilement espérer tirer une puissance de sortie d'environ 150 à 180 VA avec les composants du montage. L'oscillateur de fréquence 50 Hz est élaboré autour d'un composant de type BCY 88 de chez RTC. Cet élément « composite » renferme dans un unique boîtier de petite taille genre TO18, deux semi-conducteurs NPN au silicium, ceux-ci étant naturellement appariés par fabrication.



Les signaux rectangulaires issus de chaque collecteur parviennent ensuite à la base de transistors Darlington PNP (même constructeur) et ceux-ci commandent alternativement les transistors de puissance de sortie.

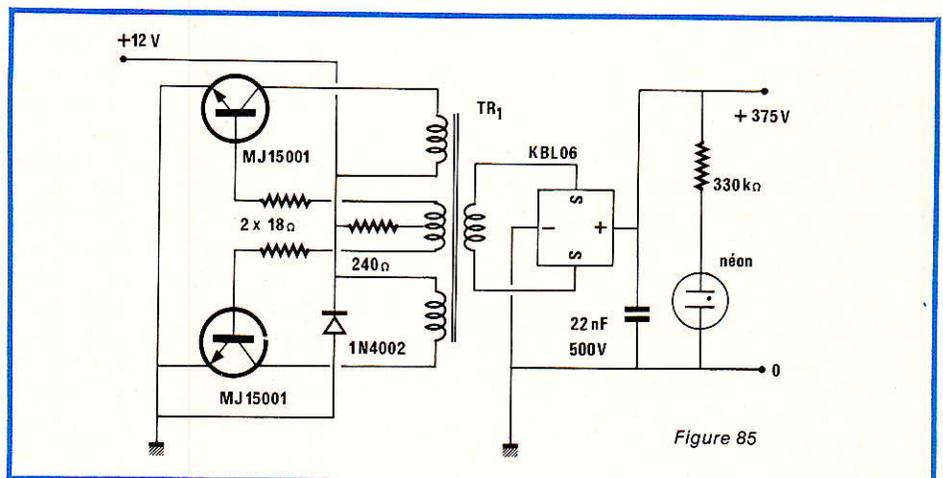
En utilisant pour ceux-ci des modèles performants comme les 40411 de RCA et en connectant dans cha-

que collecteur le demi-primaire 9 V d'un transformateur torique, le rendement est maximum et le convertisseur peut alors délivrer une puissance de 180 VA. La protection des transistors de puissance s'effectue par des S10V S14K14 et au secondaire il sera bon d'employer des modèles S10K150 et 250.

**Convertisseur
continu-continu
Entrée + 12 V
Sortie + 375 V**

Le convertisseur de la figure 85 a été spécifiquement étudié pour l'élaboration d'une haute tension de + 375 V nécessaire au fonctionnement d'un allumage électronique à décharge capacitive. Le transformateur TR₁ que l'on peut se procurer dans le commerce spécialisé est donc un modèle spécial à plusieurs enroulements primaires. Les deux transistors de puissance NPN de type MJ 15001 sont montés en multivibrateur astable lequel est alimenté par le + 12 V de la batterie du véhicule.

Au secondaire du transformateur, on dispose d'une tension alternative



d'environ 400 V qui est redressée par le pont de diodes KBL06. Tout autre modèle équivalent peut convenir mais il doit être capable de supporter au moins 600 V pour une intensité de 4 A. Une ampoule au néon dont le

courant est limité par une résistance de 330 kΩ permettra de s'assurer du bon fonctionnement du convertisseur.

**Convertisseur élévateur
continu-continu
Entrée + 12 V
Sortie + 440 V**

Un circuit permettant d'élaborer une haute tension continue aussi

élevée que + 380 V et à peu de frais est proposé à la figure 86. Avec des composants tout à fait courants et moyennant l'emploi d'un transformateur qu'il est très facile de se procurer, il est tout à fait possible de réaliser un petit montage performant, ce qui nous vaut de proposer au lecteur une réalisation complète.

L'oscillateur est un multi-vibra-

teur à 555 dont les valeurs du circuit RC procurent une fréquence de l'ordre de 2,2 kHz. Sur la broche 3 du circuit IC₁ nous obtenons donc des créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation et de même fréquence. Le courant d'attaque étant limité par la résistance R₃, le signal est appliqué à un montage darlington composé des transistors

T₁ et T₂ respectivement un BD 139 et un 2N3442 dans le collecteur duquel se trouve l'enroulement basse tension du transformateur de sortie monté en élévateur.

En fait, le modèle préconisé étant à deux enroulements séparés, il convient de les monter en parallèle conformément à la représentation donnée à la figure 86. Comme le type de transformateur utilisé est à sorties par picots pour câblage direct sur circuit imprimé, il n'y a pas de problèmes en ce qui concerne le sens de branchement, le tracé du circuit ayant été prévu pour mais dans le cas où l'on désirerait utiliser un autre type de transformateur, modèle à étrier par exemple et sorties par cosses d'un câblage en parallèle des deux enroulements primaires, il conviendrait de bien faire attention au sens de branchement afin de rester en phase et d'éviter un échauffement du transformateur.

Au secondaire de TR₁, la tension alternative de sortie à une amplitude d'approximativement 400 V avec une légère dissymétrie en ce qui concerne l'alternance négative.

Le redressement s'effectue de la manière la plus simple possible à l'aide d'une cellule de quatre diodes type 1N4007 connectées en pont, il s'agit donc d'un redressement double alternance. A la sortie de celui-ci un simple condensateur de 16 µF / 350 V effectue un filtrage efficace et la tension mesurée en sortie avoisine alors les + 380 V. Enfin, précisons que la référence alimentation / sortie est commune ce qui est un attrait supplémentaire pour réaliser ce petit convertisseur haute tension continue.

Le lecteur trouvera à la figure 87 la représentation du circuit imprimé. Aucune difficulté pour réaliser celui-ci qui est très aéré. On vérifiera simplement, d'une part, que le modèle de transformateur que l'on possède correspond bien au modèle préconisé soit un 220 V / 2 × 12 V - 5 VA à sorties par picots au pas de 5,08 et d'autre part on n'oubliera pas d'établir une large surface cuivrée pour la sortie collecteur du transistor T₂, qui, en boîtier TO₃ a cette électrode au boîtier.

L'implantation du circuit imprimé est donnée à la figure 88 et comme pour les autres circuits, on montera en premier toutes les résistances et diodes de redressement pour terminer par les autres composants. Seront soudés ensuite le transformateur TR₁ et le transistor de puissance 2N3442, en ayant eu soin au préala-

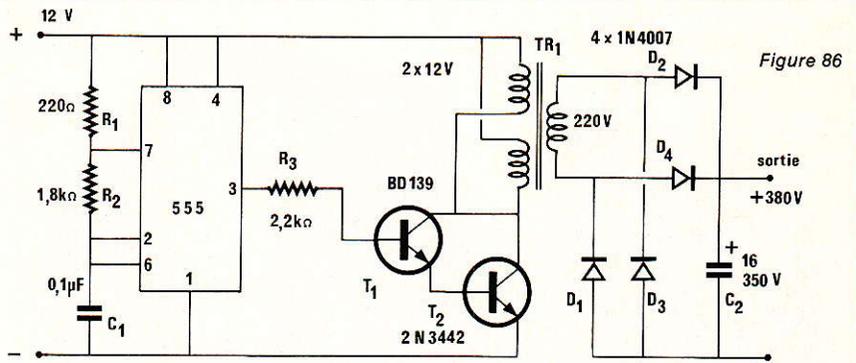


Figure 86

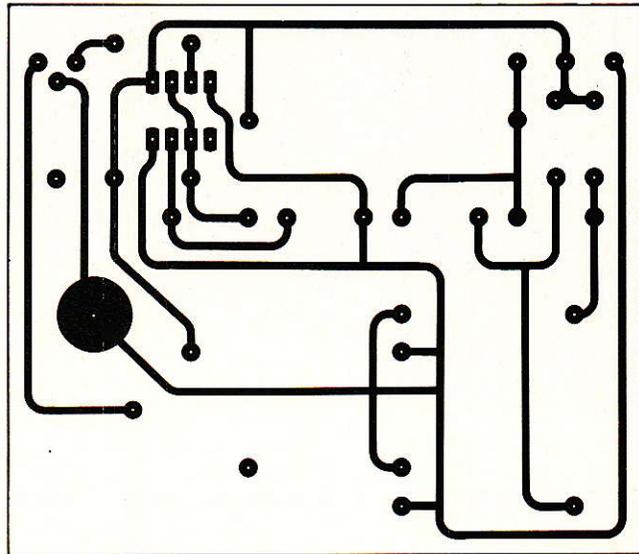


Figure 87

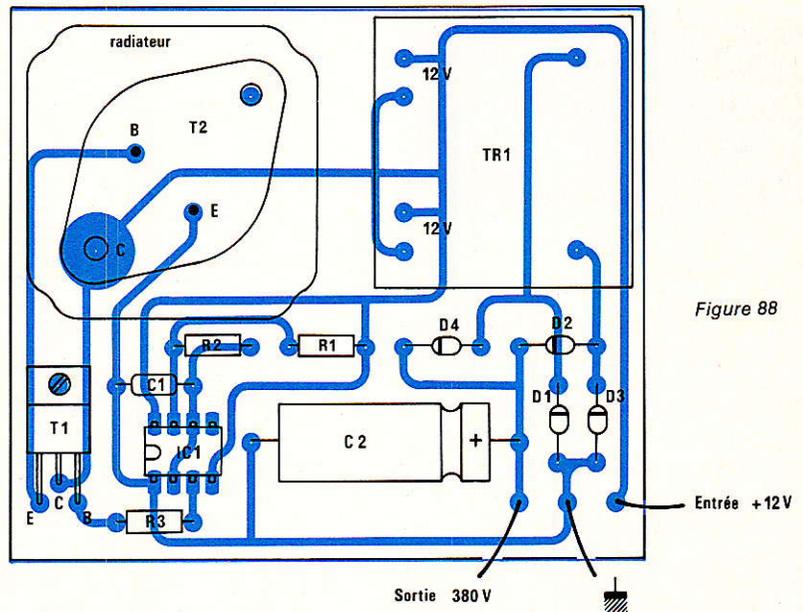


Figure 88

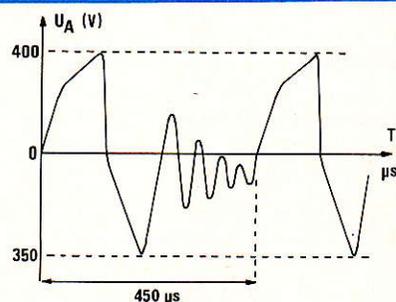
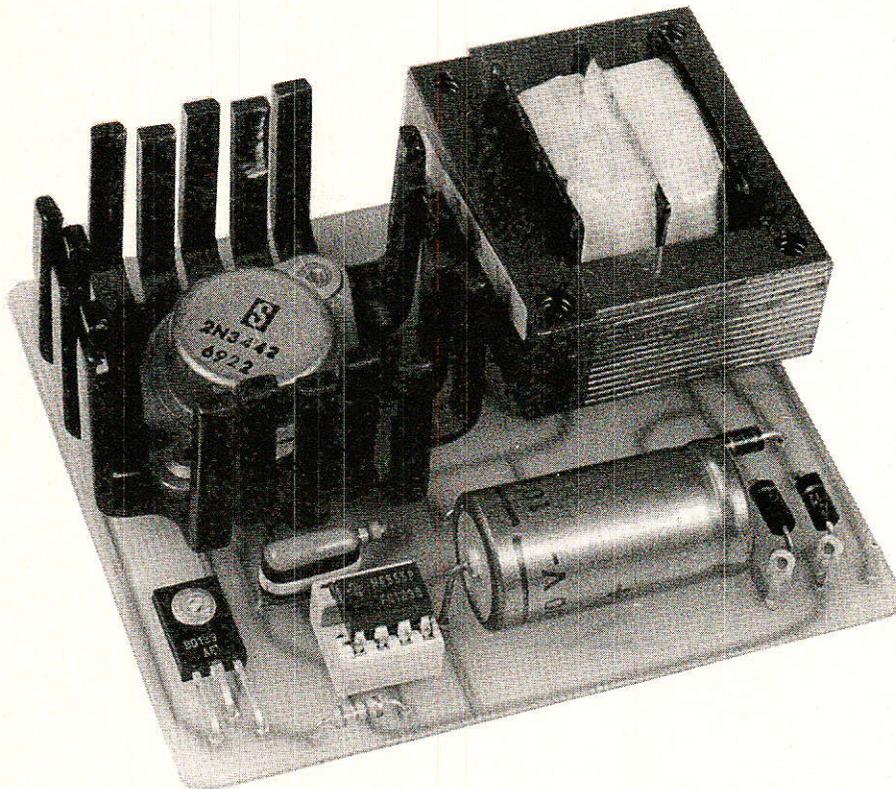


Figure 89



ble d'intercaler un petit dissipateur standard de 45×25 et de résistance thermique $R_{THK} = 6^\circ \text{C/W}$.

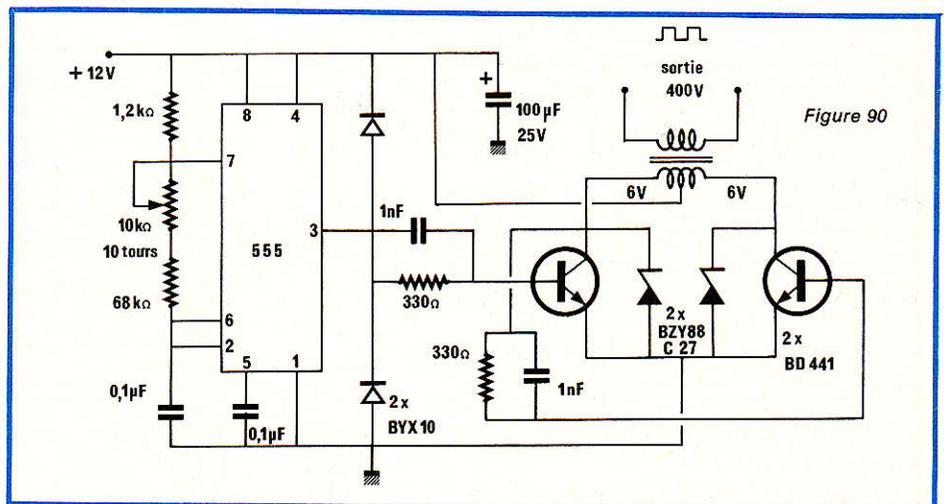
Dès la mise sous tension 12 V, le montage doit fonctionner de suite et l'on doit mesurer en sortie une haute tension continue de l'ordre de 380 V. En connectant un oscilloscope au secondaire du transformateur, avant redressement et filtrage, on doit visualiser un signal identique à celui donné au graphe de la figure 89. La période est de $450 \mu\text{s}$ ce qui correspond à une fréquence de 2,2 kHz.

En fait, eu égard à la valeur de la haute tension continue de sortie, il convient de remarquer que celle-ci est tributaire de la charge du condensateur de filtrage de $16 \mu\text{F}/350 \text{ V}$. En tout état de cause, il sera facile de vérifier qu'en début de charge de celui-ci, la tension est de + 300 V, pour atteindre + 380 V en fin de charge.

Enfin, notons que la sortie étant à vide, et sous la tension nominale d'alimentation de + 12 V, le courant absorbé par le convertisseur est de 68 mA.

Convertisseur continu-alternatif Entrée + 12 V Sortie 400 V

Un autre schéma possible utilisant comme générateur basse fréquence un circuit à 555 est proposé à la figure 90. Le principe est toujours le même, à savoir le branchement du circuit intégré en multivibrateur de fréquence relativement basse, de 80 à 120 Hz. Le signal rectangulaire recueilli à la broche 3 est ensuite transmis, via une cellule RC, à la base d'un premier BD 441 dont le collecteur est chargé par un demi-enroulement du primaire du transformateur et qui retransmet la commande par le jeu d'une cellule RC identique à la précédente sur la base d'un deuxième BD 441 dont le collecteur est chargé par l'autre demi-enroulement de 6 V. Deux diodes de Zener BZY88C27 montées entre collecteur et émetteur des transistors protègent ceux-ci des surtensions de commutation.

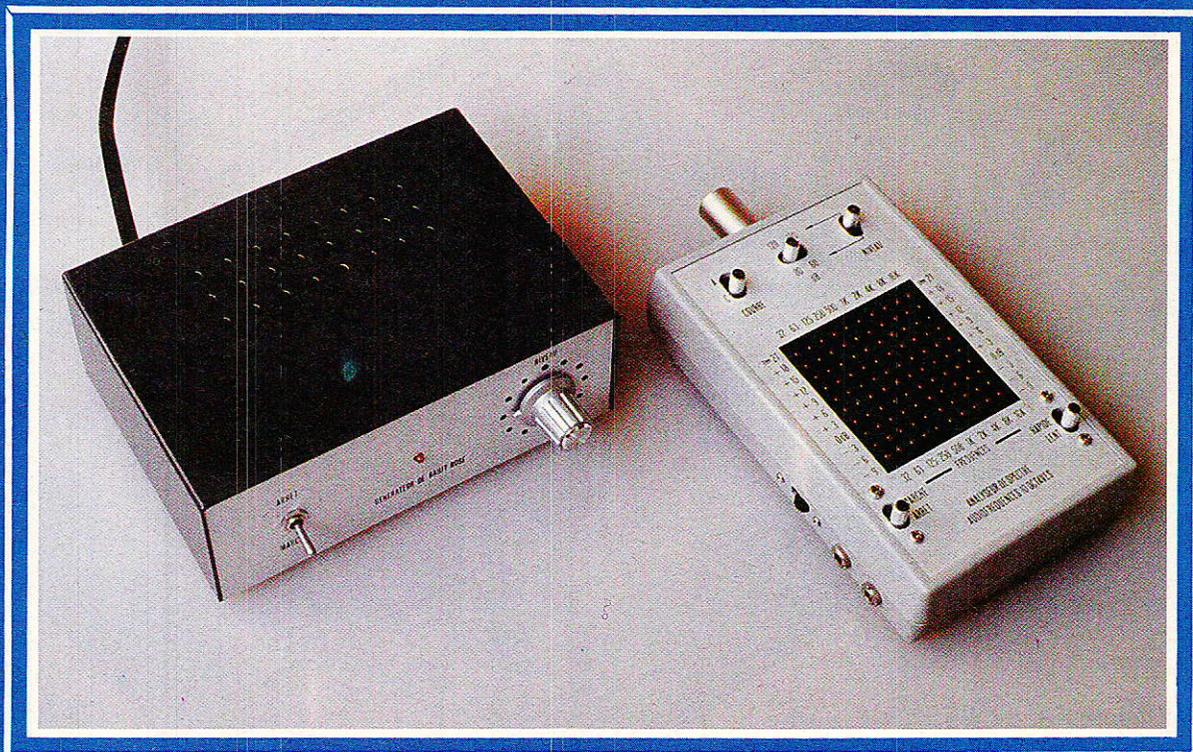


À la sortie on relève une tension alternative rectangulaire de quelque 400 V, sur l'enroulement 220 V. Cette augmentation de tension par rapport à la valeur nominale du transformateur qui est un modèle courant $2 \times 6 \text{ V}/220 \text{ V}$ et due à la valeur de ces demi-primaires de 6 V eu égard à la tension d'alimentation de 12 V. Notons par ailleurs qu'au vu de la forme du signal, cette valeur est maximale puisqu'il s'agit de la valeur crête et qu'un voltmètre connecté sur alternatif ne permet pas sa mesure. La meilleure solution

étant encore le relevé oscilloscopique comme nous l'avons fait à chaque réalisation que nous vous avons proposée.

C. de MAURY

Un audio-analyseur en temps réel et son générateur de bruit rose



Il y a quatre ans, Radio Plans vous proposait de réaliser un analyseur de spectre audio alors que ce genre d'appareil était encore réservé au domaine professionnel ou à des usages en laboratoire d'acoustique.

Plusieurs appareils du même genre sont apparus depuis sur le marché et des réalisations d'amateur ont été proposées par des magazines. Il était donc utile de présenter une nouvelle version, très améliorée, de notre analyseur de spectre audio, toujours dans sa version de poche. Il se révélera un outil indispensable à tout amateur de haute-fidélité désireux d'améliorer sa qualité d'écoute car il lui permettra, par exemple, de régler facilement ses enceintes acoustiques ou l'azimutage de ses têtes de magnétophone.

Il est indispensable d'accompagner l'analyseur de spectre d'une source de bruit rose si l'on désire utiliser pleinement ses possibilités. Un générateur est plus pratique, fiable et durable qu'un disque microcassette. Nous vous proposons donc également de réaliser un générateur de bruit rose performant et original.

Améliorations par rapport à l'ancienne version

L'ancienne version présentait plusieurs inconvénients :

— Le circuit imprimé supérieur était un double face dont la réalisation est délicate pour un amateur, les deux circuits sont maintenant des simples faces.

— Le gros commutateur de niveau est remplacé par deux commutateurs à glissière.

— Les filtres d'octave avaient un Q élevé, 3 environ, ce qui donne une bonne sélectivité mais au détriment de la linéarité de l'ensemble des dix filtres car on crée ainsi des trous entre chaque octave. Dans la pratique, il est

préférable de choisir un Q de 1,414 car il en résulte une courbe de réponse linéaire pour l'ensemble des 10 filtres. De plus il devient possible d'utiliser des valeurs de résistances plus courantes dans la progression E 24.

— Le redressement du signal en provenance des filtres était effectué par une seule diode. On sait que la caractéristique de redressement d'une diode n'est pas linéaire pour les faibles tensions. Il en résultait une non-linéarité du redressement qui nous contraignait à employer, à l'entrée des comparateurs, un réseau de résistances adapté à la caractéristique de redressement des diodes. Nous avons donc choisi d'employer des redresseurs actifs ce qui nous permet de faire appel au LM 3915 pour l'affichage dont l'échelle est de 3 dB au lieu de 2 dB précédemment ce qui était un peu faible.

— L'un des deux multiplexeurs CD 4051 est remplacé par une moitié d'un CD 4066, l'autre moitié servant d'horloge.

— L'alimentation a été profondément remaniée et allégée

puisque une simple pile de 9 volts suffit désormais.

— L'ensemble est monté dans un coffret plat très esthétique comportant un logement pour la pile.

Bien que le nombre de circuits intégrés soit réduit de 15 à 12, les performances générales sont nettement améliorées.

Schéma synoptique de l'analyseur

Comme nous le montre la figure 1, le principe de l'analyseur reste proche de

comme le LM 3915 en sortie de chaque redresseur, solution offrant l'avantage de la simplicité mais qui entraînerait, en plus d'un coût élevé, une consommation excessive et un encombrement incompatibles avec la destination d'appareil de poche voulue pour l'analyseur.

Il a donc fallu choisir un procédé de multiplexage conduisant à faire balayer horizontalement, colonne par colonne, la matrice de 100 leds. Cela équivaut à faire fonctionner de manière synchrone deux commutateurs à 10 positions. Le balayage est suffisamment rapide pour que l'œil ne perçoive pas de clignotement, donnant l'illusion que 10 diodes sont allumées simultanément.

Le circuit

Le schéma de principe de l'analyseur est représenté à la figure 2.

L'alimentation

L'analyseur est alimenté par une simple pile de 9 volts. Les résistances R_1 et R_2 ainsi que l'AOP C_{18} , associé aux transistors T_{11} et T_{12} , forment un symétriseur d'alimentation qui nous permet de disposer de tensions symétriques pour alimenter l'amplificateur d'entrée, les filtres et redresseurs actifs.

Afin d'éviter les interactions par l'alimentation entre les différents circuits, qui auraient pour effet de visualiser des signaux indésirables, la matrice de diodes led est découplée par la diode D_{101} et le condensateur C_{54} . Les circuits CMOS sont alimentés par une ligne séparée.

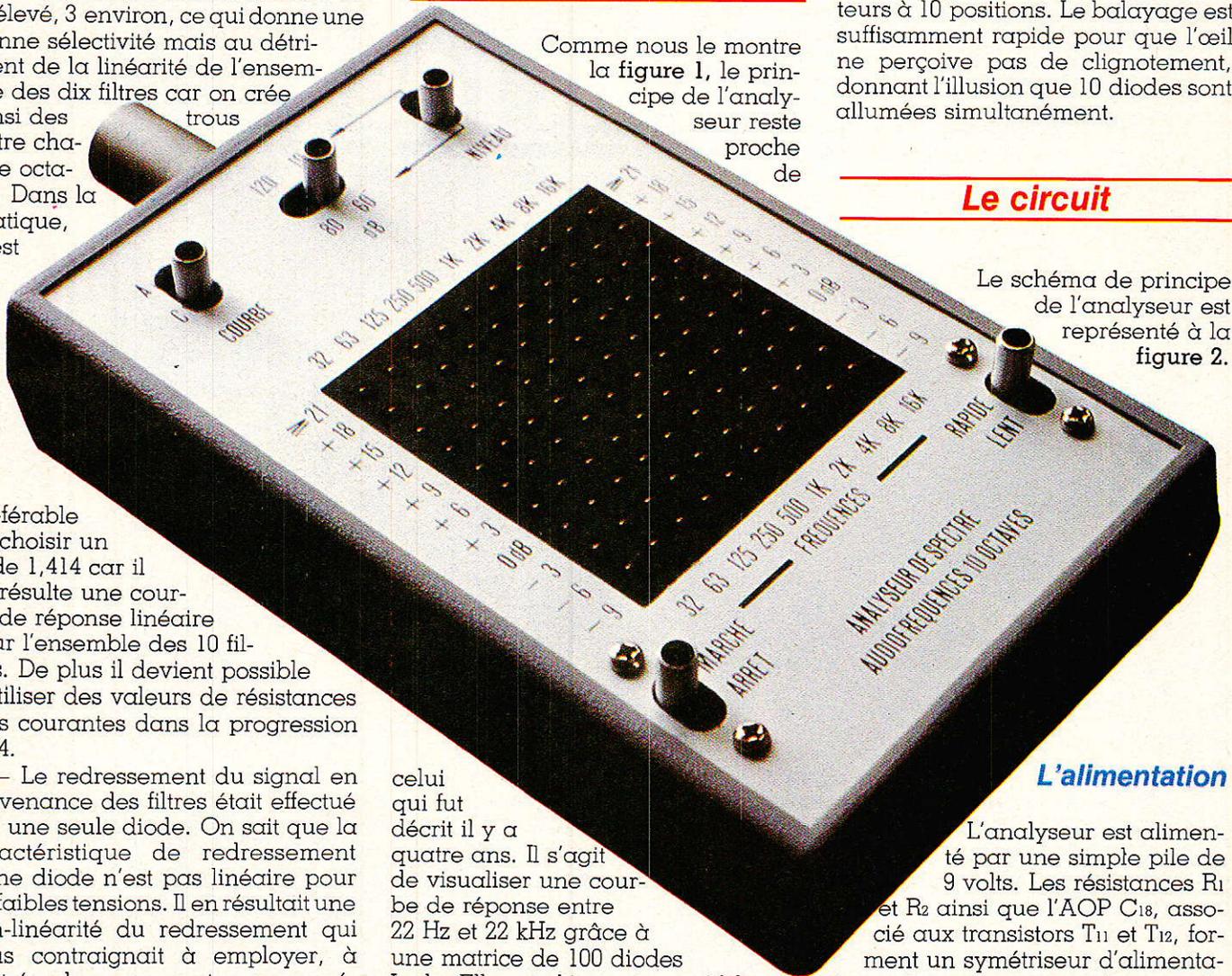
L'alimentation du micro électret exige une tension soigneusement filtrée par R_3 , R_4 , C_2 et C_3 .

Un jack de 3,5 mm, fixé sur le côté

celui qui fut décrit il y a quatre ans. Il s'agit de visualiser une courbe de réponse entre 22 Hz et 22 kHz grâce à une matrice de 100 diodes Leds. Elle est découpée en 10 bandes d'octave dont les fréquences centrales sont normalisées et correspondent donc à celles des égaliseurs. L'amplitude est affichée sur 10 niveaux espacés de 3 dB.

Le signal en provenance du microphone ou de l'entrée ligne est amplifié, puis dirigé vers une batterie de 10 filtres passe-bande. Un redresseur actif, placé en sortie de chacun des filtres redresse le signal et le transforme en une tension continue proportionnelle au niveau du signal d'entrée.

Nous pourrions mettre un circuit



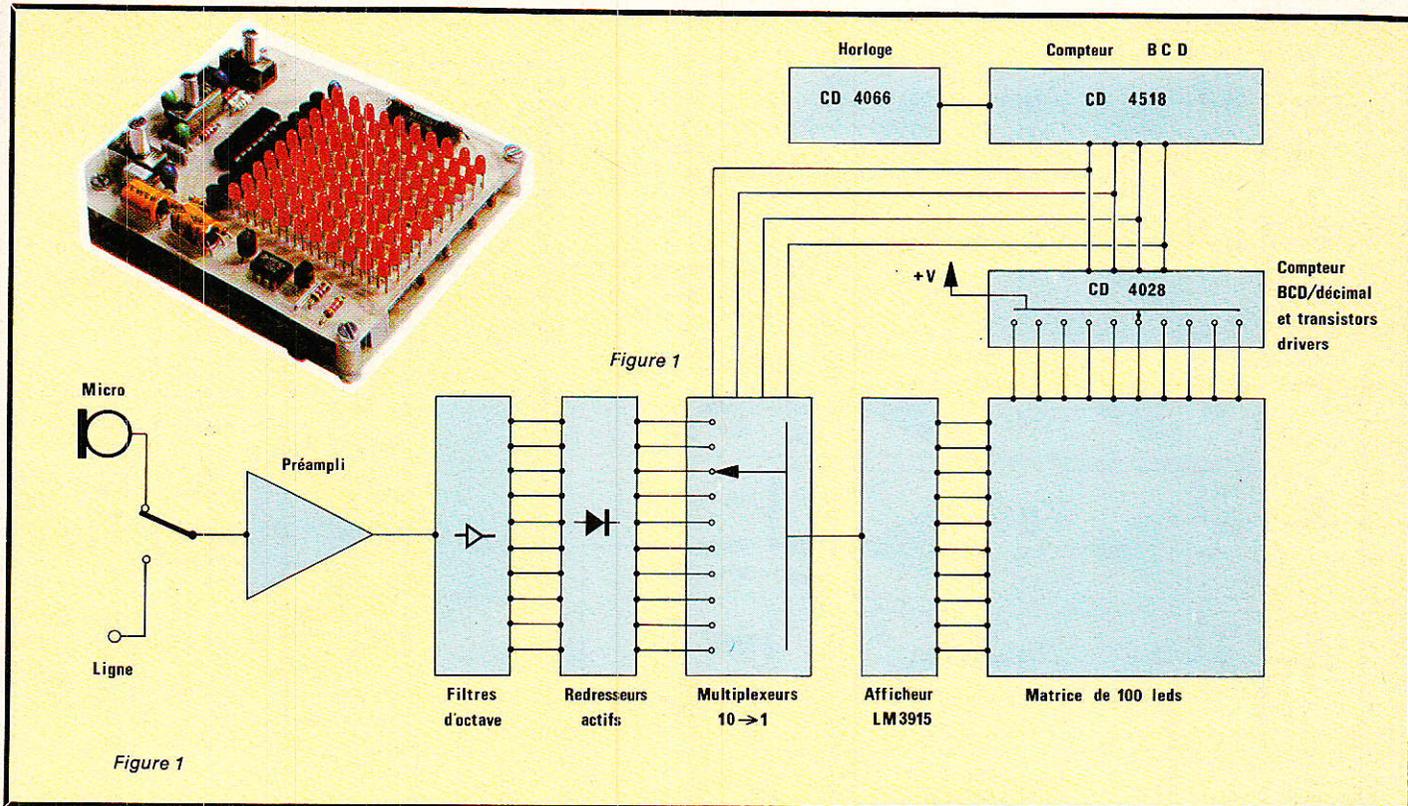


Figure 1

du coffret, permet d'alimenter l'analyseur à partir du secteur à l'aide d'un transformateur avec redressement et filtrage, la tension devant être de 9 volts continus et bien filtrés.

Le microphone

C'est un modèle à électrets. Il en existe de nombreux plus ou moins performants selon leur prix.

Il faudra choisir la valeur de R_5 selon les spécifications du fabricant du micro.

Dans certains cas la résistance R_5 sera remplacée par un strap, par exemple si l'on a choisi le type KE-4 de Sennheiser.

L'amplificateur d'entrée

Un atténuateur formé de R_6 et R_7 permet de disposer d'une entrée ligne sur un jack de 3,5 mm fixé sur le côté du coffret. Nous pourrions ainsi relier l'analyseur à une chaîne haute-fidélité.

L'amplificateur est constitué de Cl_1 et Cl_2 . Ce sont des AOP du type TL 062 et TL 061, ils ont été choisis en raison de leur faible consommation et de leurs performances élevées.

Le commutateur à deux circuits S_6 fait varier le gain des deux premiers étages Cl_{1a} et Cl_{1b} de 198 à 1,98 soit de 45,9 dB à 5,9 dB, donc avec un écart de 40 dB. Le gain étant déterminé

par $1 + (R_{10}/R_9)$, ou exprimé en dB, $20 \log (1 + (R_{10}/R_9))$ en prenant le premier étage en exemple. Avec la mise en parallèle de R_{10} et R_{11} pour le premier étage et de R_{16} et R_{17} pour le second étage, nous obtenons un gain de 1,98. Le commutateur S_5 , placé entre les deux premiers étages joue le rôle d'un atténuateur passif de - 20 dB. Le troisième étage Cl_2 a un gain de 6 dB.

Les deux commutateurs S_5 et S_6 permettent d'obtenir les échelles de 60, 80, 100 et 120 dB.

Avec les 10 sorties du LM 3915 qui s'échelonnent de 3 en 3 dB, nous disposons donc d'une gamme dynamique s'étendant sur 87 dB.

Le potentiomètre R_{20} , accessible de l'extérieur du coffret, permet de calibrer l'analyseur.

Le commutateur des courbes A et C

L'oreille humaine ne perçoit pas les sons de la même manière qu'un microphone mais selon une courbe dont l'amplitude varie avec la fréquence. Pour cette raison on a créé une courbe de pondération dite « A » qui constitue une bonne approche de celle de l'oreille et avec laquelle on effectue la plupart des mesures de bruit en « dBA ». L'ampli d'entrée doit donc disposer de la courbe « A ». Elle est obtenue par le filtre formé de C_9 et R_{14} et par une

limitation de la bande passante en dessous de 500 Hz au niveau du deuxième étage par C_{10} .

La plupart des microphones à électrets n'ayant pas les performances des microphones de laboratoire, surtout au dessus de 1 kHz, nous pouvons considérer que la caractéristique linéaire est en fait une courbe C.

Les courbes A et C sont commutables par le jeu de S_4 .

En utilisant l'entrée ligne on a une courbe de réponse linéaire entre 5 Hz et 50 kHz. La figure 3 illustre les courbes de pondération A, B et C.

Les filtres d'octave

Si nous relierions ensemble les dix sorties des filtres d'octave, nous devrions obtenir la même courbe qu'à l'entrée. Comme il n'est pas question d'employer plus d'un AOP par filtre pour en améliorer la sélectivité, nous sommes donc contraints d'utiliser un facteur Q de 1,414, dont relativement faible.

Sur la figure 4, nous voyons la courbe de réponse de l'ensemble des 10 filtres d'octave, la fréquence de recoupement se situe à - 3 dB.

Le choix d'un facteur Q plus élevé offre une plus grande sélectivité, mais au détriment de la courbe de réponse générale qui ressemble alors à une courbe en dent de scie, avec un trou entre chaque octave, d'autant plus accentué que le fac-

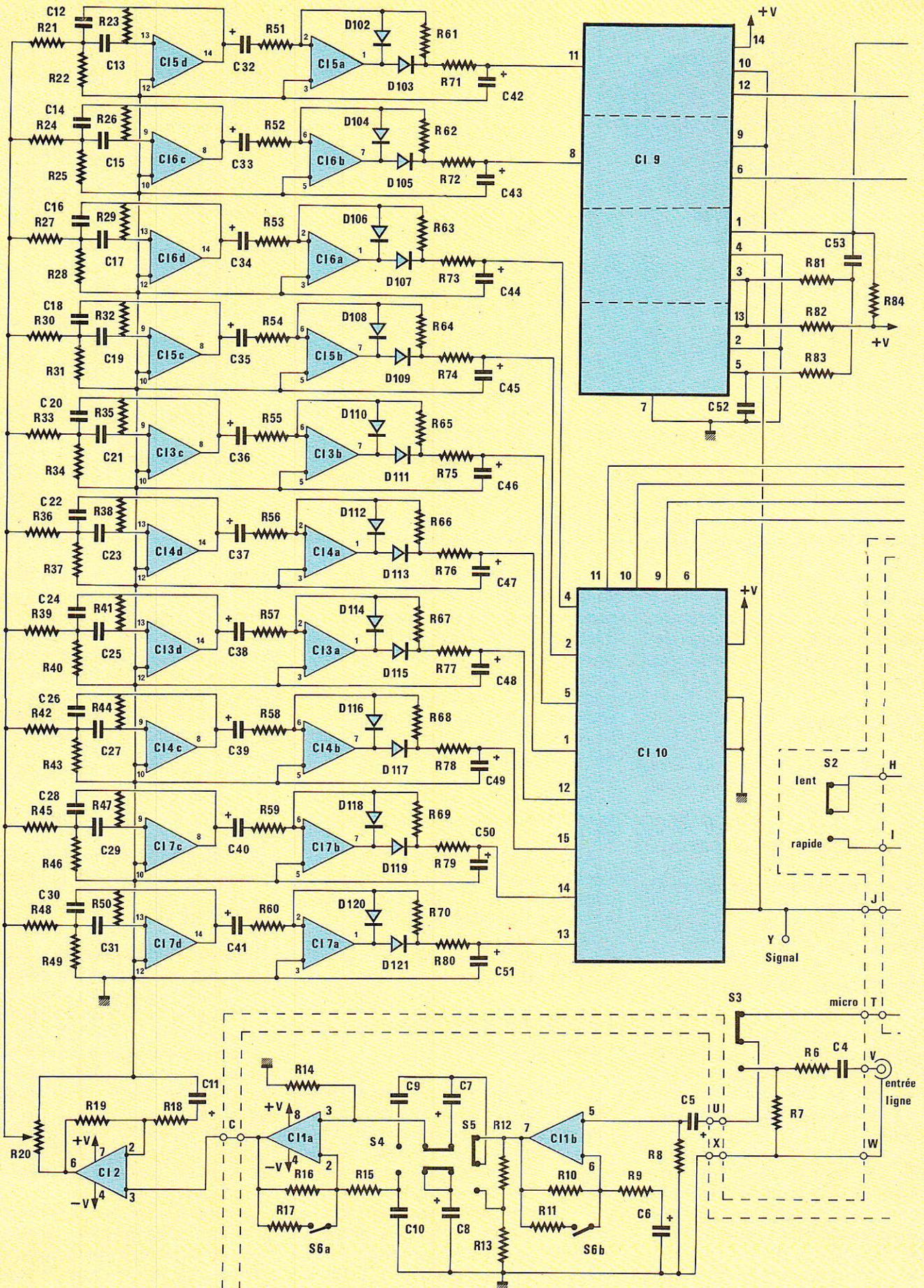
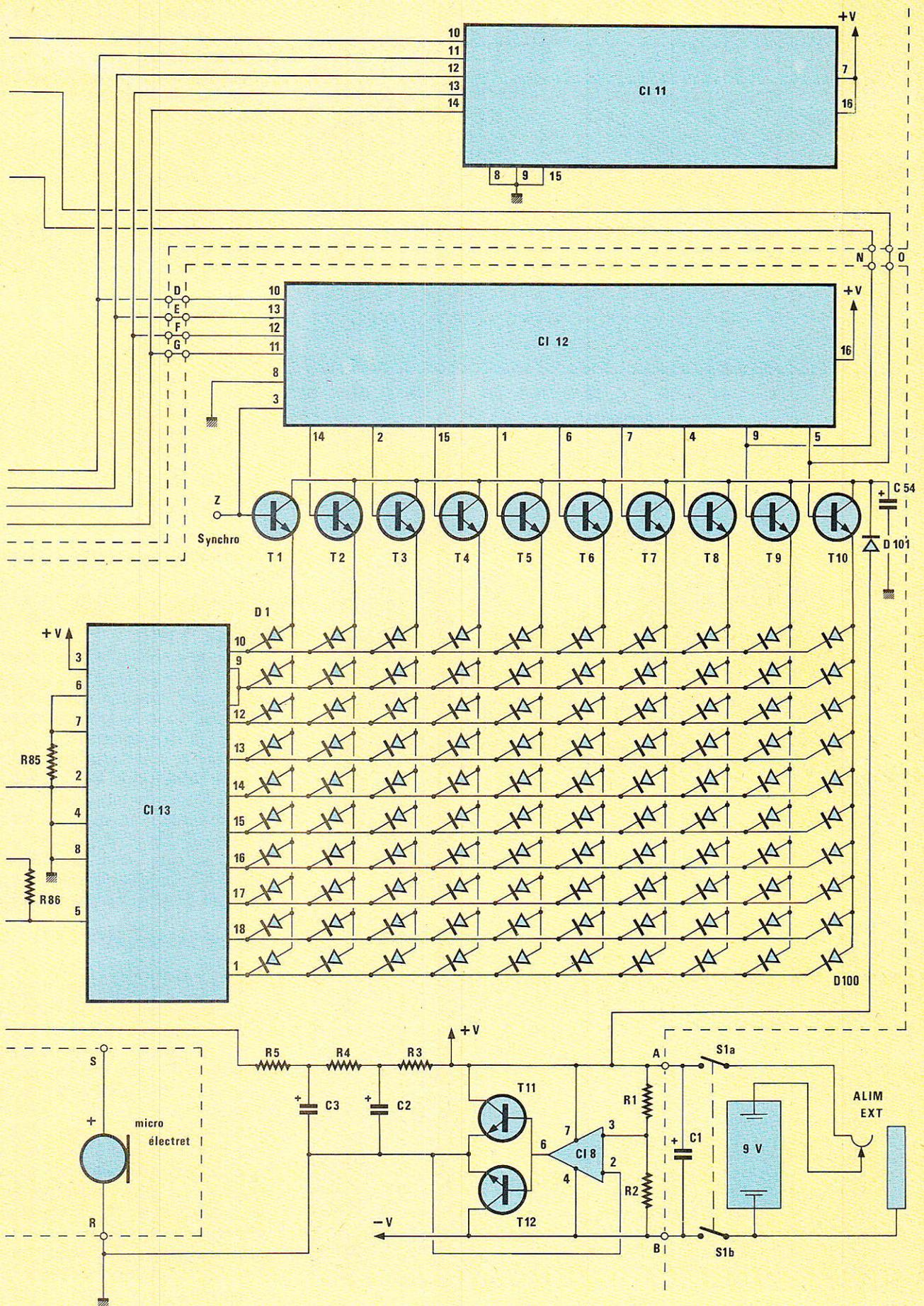


Figure 2



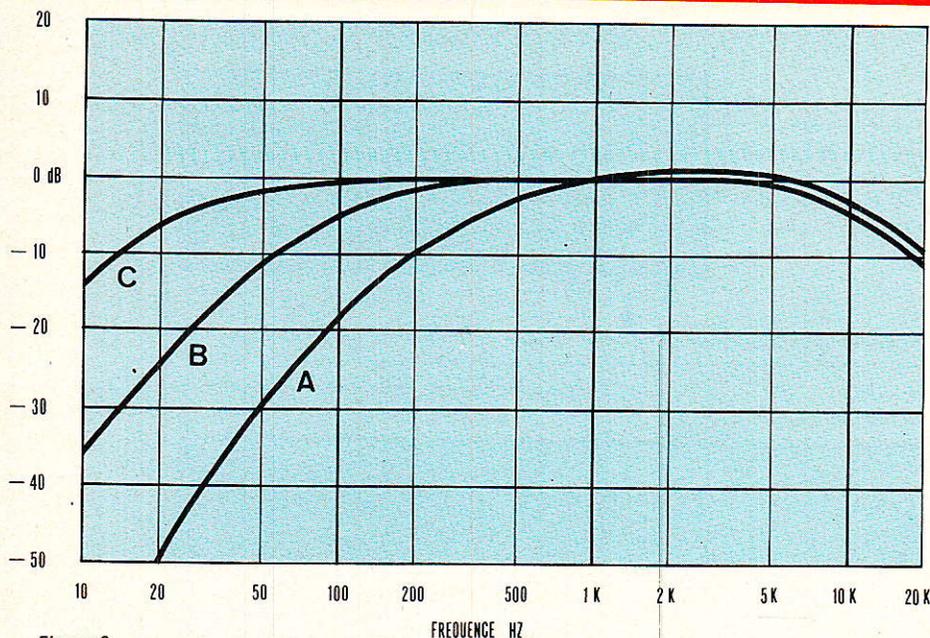


Figure 3

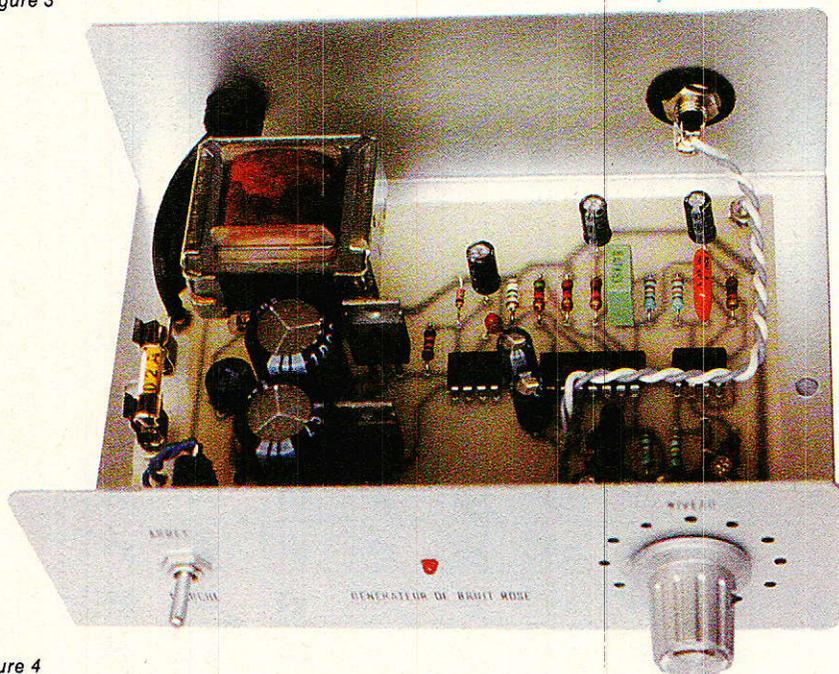
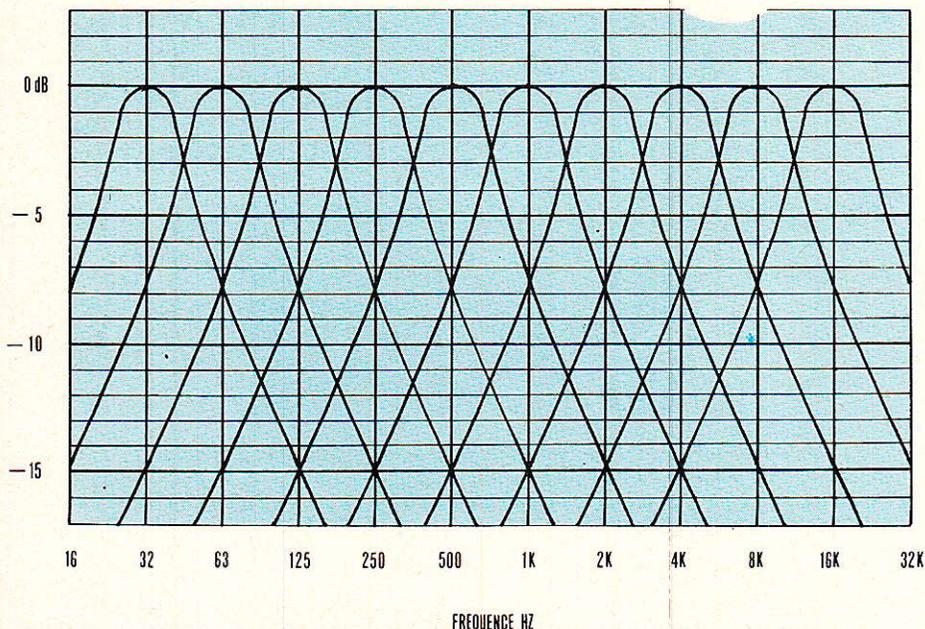


Figure 4



teur Q est élevé. Les mesures peuvent alors être fausses. Dans la pratique, un facteur Q de 1,414 s'avère très satisfaisant.

Nos filtres d'octave sont des filtres passe-bande élaborés selon la figure 5. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

$$\text{Gain (A)} = \frac{R_c}{2R_a}$$

$$f_0 \text{ (fréquence centrale)} = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_a + R_b}{R_a R_b R_c}}$$

$$Q = \pi R_c C f_0$$

$$C_a = C_b$$

$$R_a = \frac{Q}{A 2\pi f_0 C}$$

$$R_b = \frac{Q}{(2Q^2 - A) 2\pi f_0 C}$$

$$R_c = \frac{Q}{C \pi f_0}$$

Les fréquences centrales des filtres d'octave sont normalisées, c'est-à-dire qu'elles sont centrées sur 32, 63, 125, 250, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz et 16 kHz.

Il est possible d'utiliser une seule valeur de condensateur en ne faisant varier que les valeurs des résistances ou inversement, mais cela conduit à des valeurs non normalisées ou à des condensateurs de grande taille pour les octaves 32 et 63 Hz. Nous avons préféré choisir des condensateurs entre 1,5 nF pour le filtre 16 kHz et 82 nF pour le filtre 32 Hz ce qui nous conduit à employer 17 valeurs de résistances différentes dans la progression E_{24} .

Les redresseurs

Les signaux issus des filtres d'octave sont quasiment des sinusoïdes. Ils sont dirigés sur des redresseurs actifs comme celui de la figure 5. La résistance R_i et le condensateur C_a assurent le filtrage en sortie du redresseur. Il en résulte une tension continue aux bornes de C_a proportionnelle à la valeur de crête de la demi-alternance négative du signal d'entrée. Le gain de l'étage est fixé par le rapport R_e/R_a . La résistance R_i détermine le temps de montée du signal et apporte une légère atténuation. La constante de temps de décroissance de ce signal est fonction de la valeur de C_a , de la charge R_g et des résistances R_e et R_a . Pour que le fonctionnement des redresseurs soit

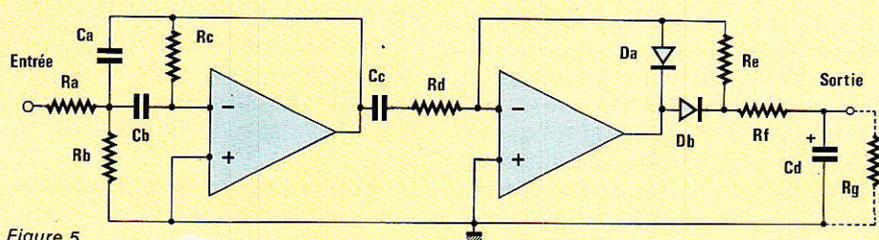
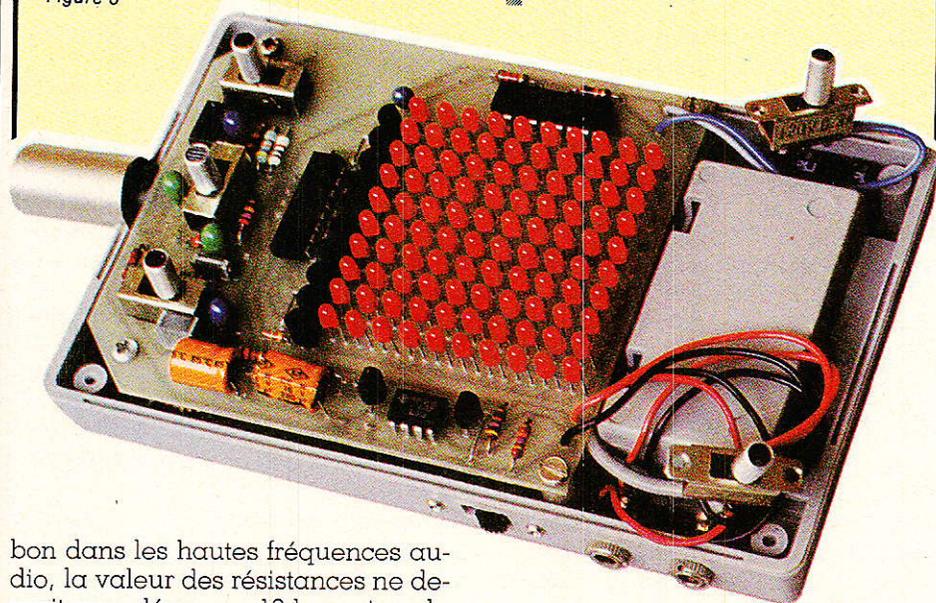


Figure 5



bon dans les hautes fréquences audio, la valeur des résistances ne devrait pas dépasser 10 k, mais cela nous obligerait à élever les valeurs des condensateurs de filtrage à plus de 200 μF , si l'on désire conserver une constante de temps de décroissance lente de l'affichage. La surface réduite du circuit imprimé nous contraint à employer des condensateurs de plus faible valeur et des résistances de valeur plus élevée que 10 k. Il en résulte une non linéarité du redressement dans les hautes fréquences qui nous oblige à augmenter le gain des redresseurs de 8 et 16 kHz.

Les circuits de multiplexage

Le multiplexage des dix tensions continues en provenance des redresseurs est effectué par un CD 4051B, CI 10, multiplexeur à 8 entrées et une moitié de CD 4066B, CI 9, commutateur analogique dont les sorties sont reliées en commun à l'entrée du LM 3915 CI 13.

Une résistance R_{36} peut charger la sortie des multiplexeurs par le jeu du commutateur S_2 , afin d'obtenir une constante de décroissance du signal plus rapide.

Les circuits d'horloge et de comptage

La seconde moitié du CD 4066,

contenant deux portes analogiques, est utilisée comme horloge. Sa fréquence, qui n'est pas critique, est fixée à 4 kHz environ par R_{81} et C_{53} . Elle sert de base de temps à un compteur BCD, CD 4518 B, CI 11. Le code BCD issu de ce compteur commande le multiplexeur CI 10 et un décodeur BCD/décimal CD 4028, CI 12, dont les sorties 9 et 5 pilotent la moitié du CD 4066, CI 9, employée en multiplexeur.

Chacune des dix sorties du CD 4028, CI 12, correspond à une entrée du circuit de multiplexage, donc à une octave.

Lorsque le compteur BCD est en position 0000, c'est le canal 32 Hz sur la broche 13 de CI 10 qui est relié à l'entrée du LM 3915, CI 13, celui-ci active la sortie correspondante au niveau d'entrée. La position 0000 appliquée simultanément au CD 4028, CI 12, active la colonne 32 Hz de la matrice de LED. Le compteur passe ensuite à l'état 0001 correspondant à 63 Hz et ainsi de suite jusqu'au canal 16 kHz, 1001 en BCD, puis le compteur retrouve à l'état 0000.

Les circuits d'affichage

— L'affichage vertical :

Pour visualiser l'amplitude du signal, on utilise un LM 3915, CI 13, ver-

sion logarithmique du LM 3914 et destiné à afficher les décibels avec un écart de 3 dB. Il est constitué de 10 comparateurs dans un boîtier 18 broches DIL. Il constitue en fait un convertisseur analogique/numérique parallèle, et en le faisant suivre d'un codeur de priorité comme le CD 4532, on obtiendrait un convertisseur analogique/numérique à 3 bits.

Le LM 3915 dispose d'une tension de référence interne pour son réseau de résistances ce qui lui permet de fonctionner de 3 à 25 volts.

La résistance R_{85} entre les broches 7 et 8, fixe l'intensité du courant disponible sur chacune des 10 sorties.

Les broches 9 et 11 sont reliées ensemble en mode « dot », afin qu'une seule led soit allumée par colonne pour limiter la consommation.

Le balayage horizontal

Contrairement au LM 3915 dont les sorties sont prévues pour piloter directement des LED, le courant de sortie du CD 4028, CI 12, est trop faible. Il a donc été nécessaire de rajouter 10 transistors NPN BC 168, T_1 à T_{10} .

Ce type de transistor a été choisi en raison de son brochage parfaitement adapté à l'implantation, avec les émetteurs du côté de la matrice de LED, les bases vers CI 12 et les collecteurs reliés ensemble au + de l'alimentation par l'intermédiaire de D_{101} .

Le générateur de bruit rose

Pour effectuer des mesures de courbe de réponse avec un analyseur de spectre, il est indispensable de disposer d'une source de bruit rose. Il existe des disques de bruit rose, mais le résultat dépend beaucoup de la tête de lecture. L'emploi d'un générateur est donc préférable.

Auditivement, le bruit blanc s'apparente à celui d'une chute d'eau. On l'appelle ainsi par analogie avec la lumière blanche.

Dans un analyseur par octave, lorsque la fréquence double, la largeur de bande double également. Ainsi le filtre centré sur 1 kHz a une bande passante à - 3 dB s'étendant de 707 à 1414 Hz a donc une largeur de bande de 1414 Hz et deux fois plus d'énergie que sur 1 kHz. Un signal

de bruit blanc appliqué à ces filtres se traduirait par une réponse régulièrement croissante à raison de + 3 dB par octave, car $10 \log 2 = 3,01$. Il est donc nécessaire de filtrer ce bruit blanc avec une pente décroissante à - 3 dB par octave afin d'obtenir une réponse linéaire. Cela donne - 27 dB d'écart entre 32 Hz et 16 kHz, car dans le filtre 32 Hz, la largeur à - 3 dB est de 22 Hz et dans le filtre 16 kHz elle est de 11313 Hz et contient donc 492 fois plus d'énergie, d'où $10 \log 492 = 27$.

C'est pour la même raison qu'un haut-parleur d'aigu a besoin de moins de puissance qu'un haut-parleur de grave pour un niveau sonore égal.

La lumière blanche filtrée selon le même principe devient rose, c'est pour cela que ce bruit est appelé bruit rose, toujours par analogie avec la lumière.

Schéma de principe du générateur

Les méthodes employées pour obtenir un bruit blanc sont très variées, mais on distingue deux catégories :

— les sources de bruit thermique, utilisant les propriétés des semi-conducteurs,

— les générateurs digitaux (générateurs pseudo-aléatoires voir article du numéro de décembre) qui ont tendance à s'imposer actuellement.

Le schéma de principe est représenté à la figure 6. Nous avons choisi la source de bruit digitale MM 5837. Cette source de bruit n'est certes pas la plus performante mais elle est très simple à mettre en œuvre. Nous ne nous attarderons pas sur sa description car elle a fait l'objet de plusieurs études et réalisations. Elle est habituellement alimentée sous 15 volts. Toutefois, nous avons remarqué une nette amélioration de la linéarité au-dessus de 4 kHz lorsque la tension se situe vers 10 volts, ce qui correspond à la fréquence d'horloge maximale.

Le filtre de bruit rose

Si des schémas de générateurs de bruit rose sont fréquemment publiés dans des magazines d'électronique, ils sont toujours accompagnés d'un filtre de bruit rose passif à multiples résistances et capacités.

Ce genre de filtre a pourtant un inconvénient car il charge excessivement la source de bruit dont l'impédance de sortie est souvent élevée, provoquant une atténuation du signal surtout dans les fréquences aigues.

Il est pourtant très simple de réaliser un filtre actif de bruit rose comme nous le montre la figure 7, où l'on a isolé le schéma de principe d'un étage.

Il s'agit de mettre en série des filtres actifs dont l'atténuation est de - 10 dB par décade, ce qui équivaut à - 3 dB par octave.

Chaque étage a une fonction passe-bas limitée par deux fréquences charnières dont le rapport est égal à $\sqrt{10}$ soit 3,162.

Ce filtre de bruit rose a quatre étages formés à partir de quatre AOP couvrant largement la bande passante de l'analyseur. Sa courbe de réponse est représentée à la figure 8, où le gabarit de chaque étage figure en pointillé.

Le potentiomètre R14, précédant l'AOP de sortie CI4c, permet l'ajustage du niveau de sortie dont le maximum est de 2,5 volts efficaces.

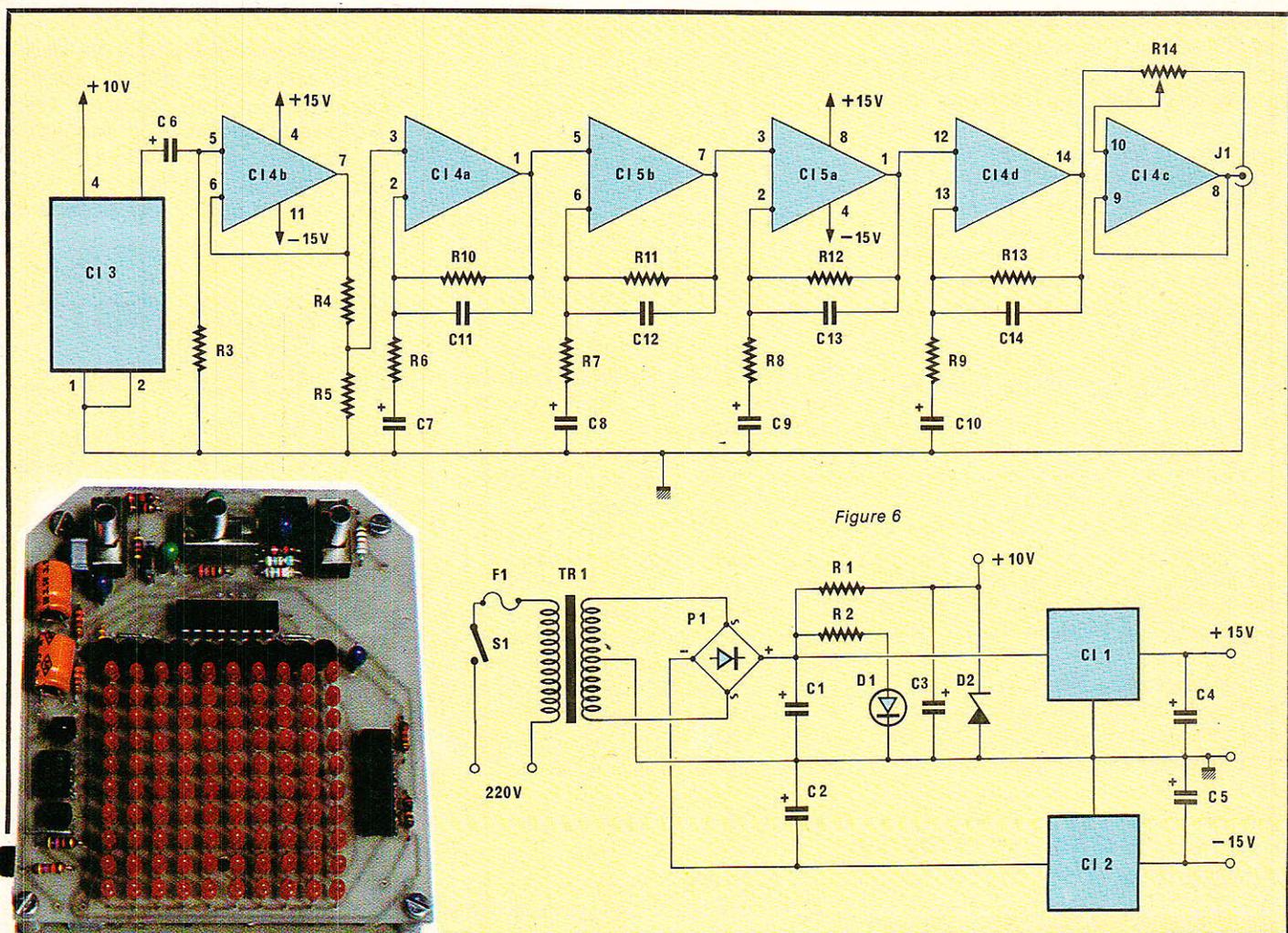
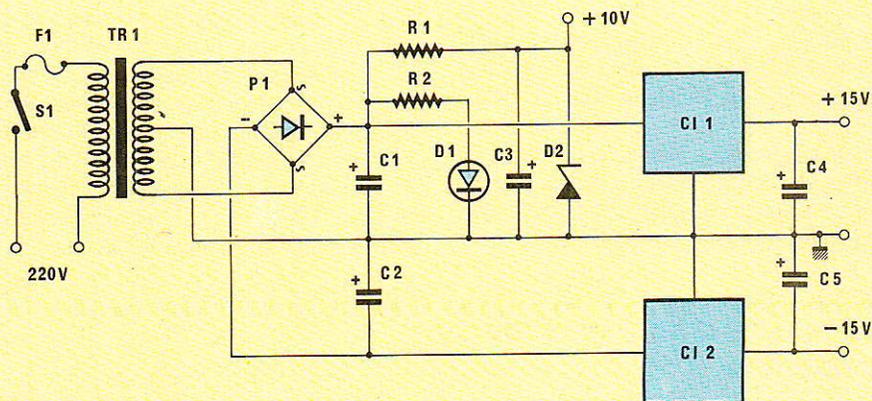


Figure 6



Le dépannage

des micros



3^e partie

ETUDIER des signaux logiques au moyen d'une sonde telle que celle que nous avons décrite dans notre dernier article est un procédé de dépannage efficace, mais encore faut-il que des signaux significatifs soient présents au point examiné !

Dans un système logique « mort », il n'y a souvent aucune activité électrique, tandis que les signaux présents dans un appareil défectueux ne suffisent pas toujours à l'établissement d'un diagnostic valable.

Bref, le dépanneur souhaite souvent imposer au système des signaux choisis par lui en fonction des effets qu'ils doivent induire dans les circuits testés.

Seulement, il ne saurait être question d'interrompre les pistes du circuit imprimé chaque fois qu'un niveau logique doit être remplacé par un autre !

On utilise donc la technique du « forçage logique », d'où le nom donné à la sonde qui va être décrite ici.

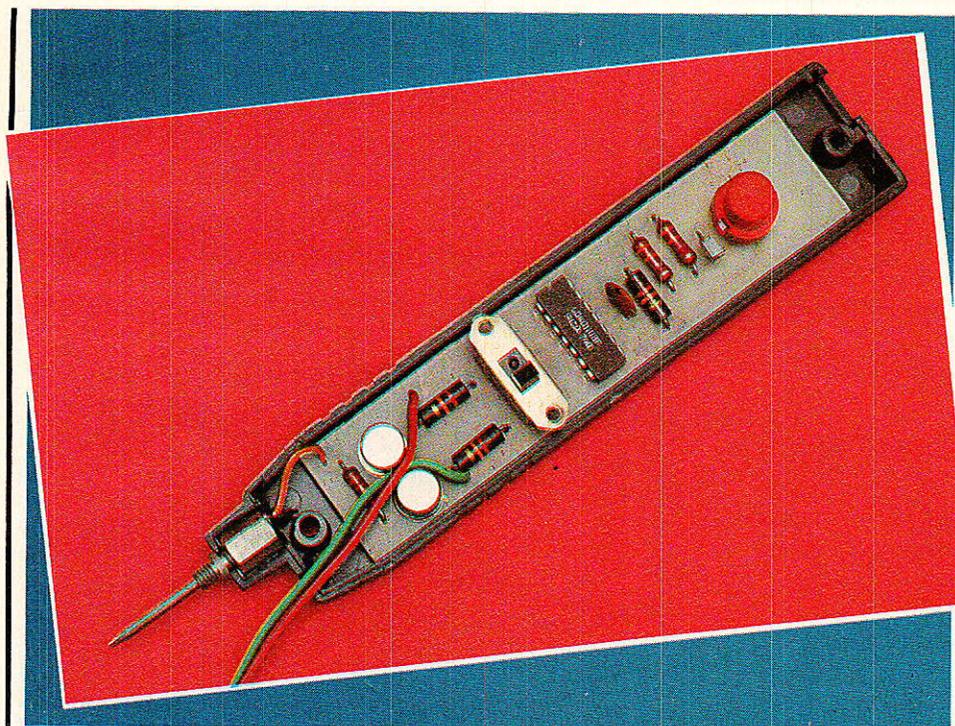
Quelques principes de test

Lorsqu'il s'agit de tester un composant logique, on songe souvent à le retirer du circuit qui en fait usage, afin de le vérifier séparément, ou tout simplement de le remplacer par un neuf.

En l'absence de support, l'opération est souvent longue et délicate : pas question de dessouder ainsi tous les circuits intégrés de l'appareil !

Par ailleurs, c'est bien souvent « en circuit » que le composant montre un fonctionnement défectueux : soit parce qu'il se trouve perturbé par d'autres parties du circuit, soit par suite de court-circuits ou de coupures dans le circuit imprimé.

Les fabricants professionnels ne s'y trompent d'ailleurs pas, et prati-



quent depuis fort longtemps le test « en circuit » ou « in-circuit ».

Pour tester un composant logique sans le retirer de son environnement, il faut obliger ses entrées à prendre des états librement choisis par l'opérateur, tout en vérifiant si ses sorties se comportent comme prévu.

On doit donc mettre en œuvre des techniques permettant d'obliger des entrées de boîtiers logiques, à prendre des états bien précis, en toute indépendance vis-à-vis de ceux normalement imposés par les autres circuits de l'appareil.

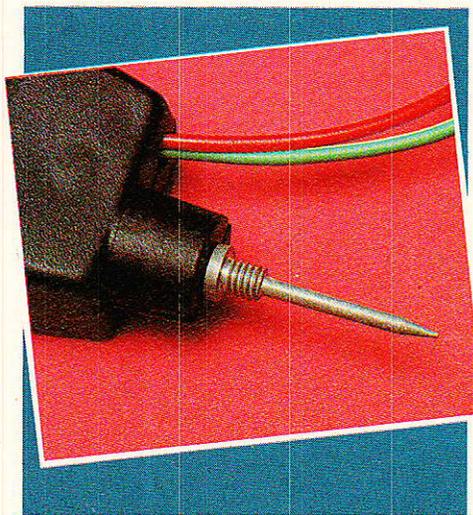
Établir brutalement des court-circuits qui se répercuteront directement sur les sorties des composants placés en amont, peut apparaître comme un procédé pour le moins barbare.

C'est pourtant exactement ainsi que l'on procède, puisque le « forçage » est l'unique alternative à l'interruption des connexions existantes : entre deux maux, il faut choisir le moindre !

Cependant, l'essai ne doit en aucun cas être destructif car le remède serait alors pire que le mal...

S'il est certain qu'un court-circuit permanent dans un circuit logique peut aisément détruire des composants, en revanche le problème est tout différent si le « forçage » ne dure qu'une fraction de milliseconde.

Tout l'art du dépanneur consiste alors à interpréter « au vol » les réactions du circuit à cette très brève sollicitation, qui peut bien évidemment être répétée si nécessaire.



La sonde logique à monostable qui a été décrite dans notre précédent article est précisément conçue dans ce but.

Le problème se réduit donc à mettre au point une sonde permettant le forçage logique de n'importe quel circuit.

Un schéma « minimum »

La technique du forçage est surtout utilisée sur de gros testeurs industriels coûtant des dizaines ou des centaines de milliers de francs.

Notre objectif sera pour sa part diamétralement opposé : développer une sonde aussi peu coûteuse que possible, sachant que plusieurs unités pourront être nécessaires pour procéder à des dépannages un tant soit peu complexes.

Le schéma de la figure 1 répond à cet impératif d'économie, tout en offrant des possibilités intéressantes : faisant appel à un circuit CMOS alimenté par prélèvement dans l'appareil testé, il convient à tous les types courants de circuits intégrés (TTL, CMOS, MOS, etc.) fonctionnant entre 5 et 15 volts.

Selon la position d'un inverseur, il peut forcer un niveau haut ou bas sur simple pression d'un poussoir, mais reste en état « haute impédance » par ailleurs : l'instrument est donc compatible avec les bus « trois états » ou « TRI-state » largement employés en micro-informatique.

Le circuit de sortie est capable de délivrer des impulsions d'au moins un ampère, mais qui dureront moins

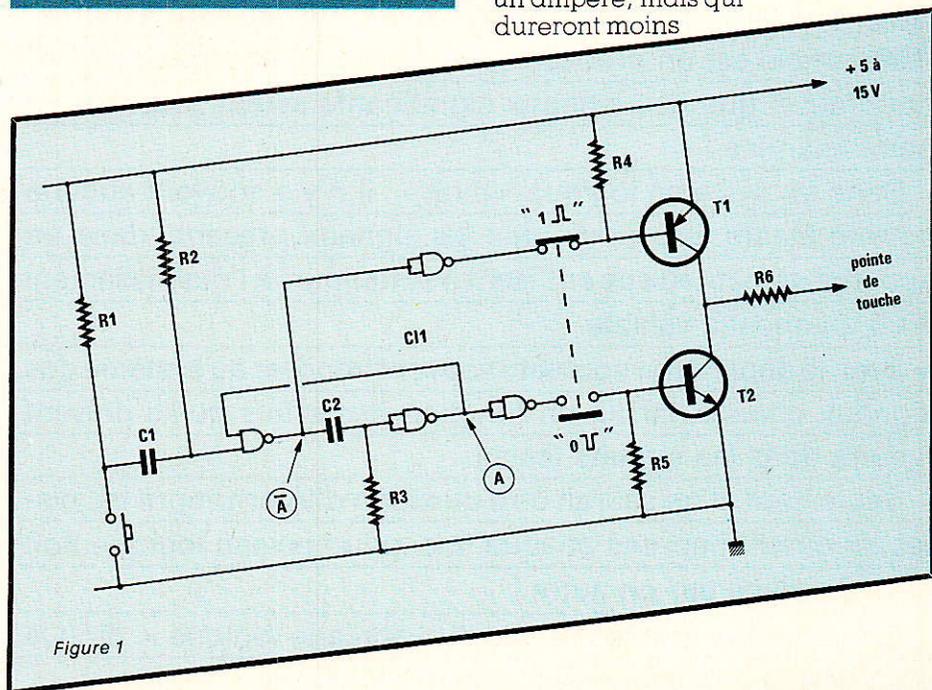
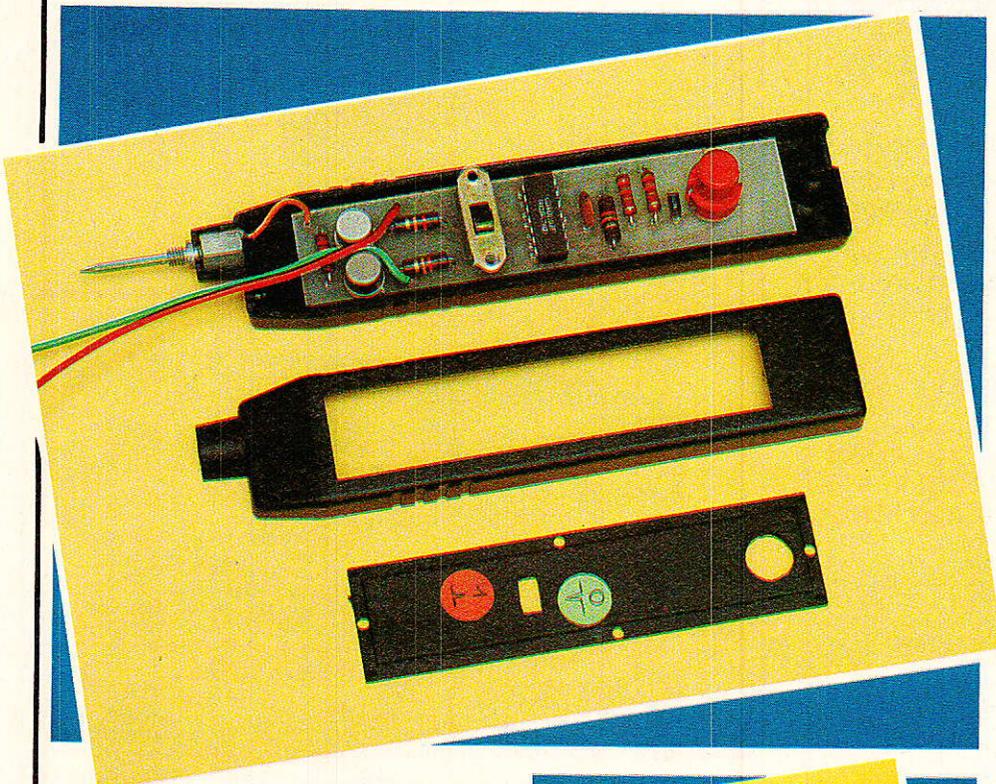


Figure 1



marque ISOSTAT : ce choix est lié aux dimensions du boîtier et aux caractéristiques de commutation de cet organe : contact très franc pratiquement exempt de rebonds, et sensation tactile très nette permettant à l'opérateur de concentrer toute son attention visuelle sur la sonde détectrice. Le double inverseur à glissière (JEANRENAUD) sera choisi de type miniature afin de tenir dans l'espace restreint qui lui est alloué. Le couvercle du boîtier TEKO comporte une plaque amovible qui sera découpée et percée à part, évitant tout risque de rayures aux pièces principales.

Un éventuel marquage (repères de position de l'inverseur) pourra être réalisé à cette occasion.

Premiers essais

N'allez pas essayer de contrôler le signal délivré par cette sonde à l'aide d'un oscilloscope, vous ne verriez pratiquement rien.

Ne reliez pas non plus directement les deux sondes que nous vous avons fait réaliser : songez que la sonde de forçage ne peut agir que sur un état inverse de celui que vous souhaitez introduire, tandis que la sonde détectrice est « rappelée » par une résistance à son état « de travail » ; forcer un état déjà existant n'induirait aucune réaction !

Câblez plutôt le petit montage de la figure 4, qui vous apportera la preuve que la sonde de forçage est

d'une milliseconde même si le poussoir de commande reste enfoncé.

Ce fonctionnement est obtenu grâce à un très simple monostable, isolé des étages de puissance par deux portes « tampon ».

Le cas échéant, ce schéma se prêterait fort simplement à la réalisation d'une sonde à plusieurs sorties synchronisées, logiquement égales ou complémentaires : il suffirait de procéder à une simple mise en parallèle de portes tampon au niveau des points A et \bar{A} du montage.

Le réglage du monostable tient compte des caractéristiques de notre sonde « détectrice » : pour un éventuel usage séparé, on pourra facilement le modifier par action sur le réseau RC fixant la constante de temps (C_2 et R_3).

Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la figure 2 a été spécialement dessiné pour prendre place dans un boîtier de sonde TEKO LP1.

Ceux de nos lecteurs qui auront construit notre précédente sonde disposeront ainsi d'un ensemble esthétiquement homogène, la différence de dimensions évitant cependant toute confusion.

Le câblage sera exécuté selon le plan de la figure 3, prévu pour l'implantation d'une touche poussoir de

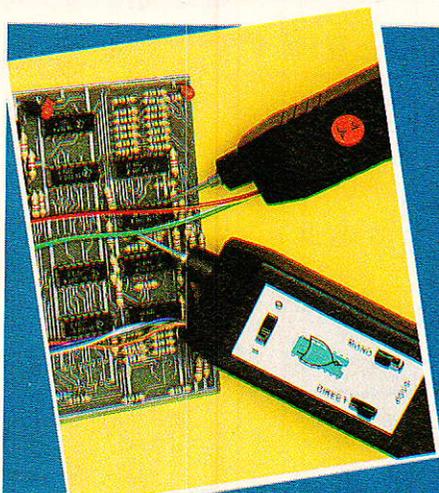


Figure 2

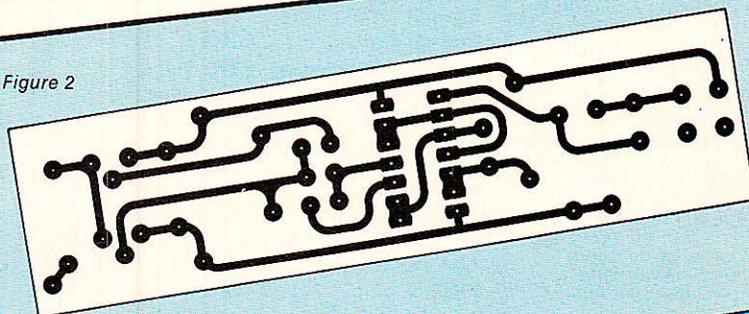
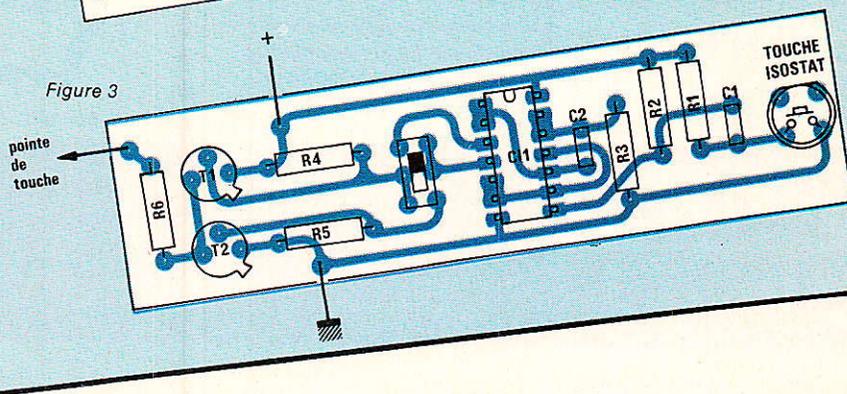


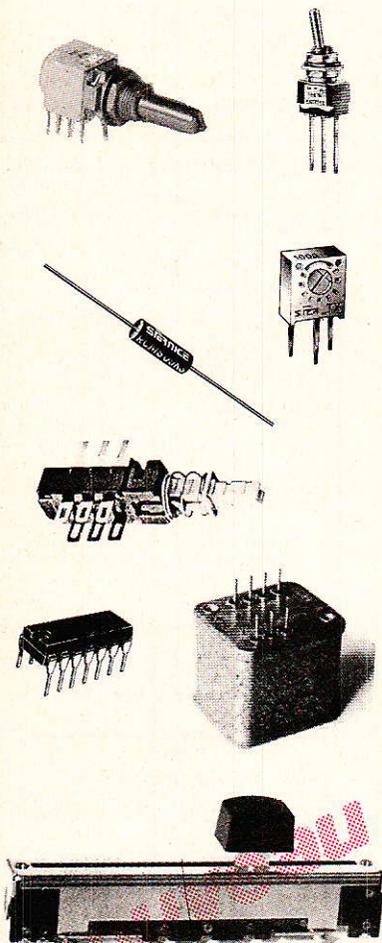
Figure 3



SONEREL

33, rue de la Colonie 75013 PARIS
45.80.10.21

**UN APPROVISIONNEMENT
SÉRIEUX
Pour votre console
"AC ODDY"**



LE club **Ac**

VOUS OUVRE SES PORTES

Il a pour but de faire le lien entre les amateurs, l'auteur et les fournisseurs engagés dans la "VERSION PRO".

Ouvert à tous gratuitement envoyez-nous votre adresse.

DEMANDE DE
DOCUMENTATION SPÉCIALE
AC ODDY

Nom :

Adresse :

Code postal :

Micro-Informatique

capable d'imposer sa volonté à une entrée déjà pilotée par une sortie TTL.

N'espérez cependant pas obtenir le forçage d'une entrée qui serait directement reliée à la masse ou à la ligne d'alimentation ! En manipulant, avec vos deux sondes, sur ce petit circuit, vous vous familiariserez très vite avec cette technique de test « en circuit ».

En bouclant la sortie sur les deux entrées de ce circuit, vous pourrez même obtenir une bascule qui, bien que ne possédant pas d'entrée, pourra changer d'état sur ordre de votre sonde de forçage.

A vous de jouer

En décrivant la réalisation de ces instruments simplifiés de test de circuits logiques en circuit, nous ne prétendons certes pas fournir une méthode miracle :

Pour dépanner un système logique complexe (par exemple un micro-ordinateur, mais ce n'est là qu'un exemple), il ne vous suffira pas de planter vos deux pointes de touche dans l'appareil, et de presser le bouton pour découvrir le défaut !

Tout dépannage sérieux exige l'application d'une méthode rigoureuse, qui dépend étroitement du problème à résoudre : nous ne vous fournissons ici que les instruments indispensables à la mise en œuvre d'une telle méthode.

Celle-ci sera différente selon que vous posséderez ou non le schéma de l'appareil, selon que la panne sera franche ou intermittente, selon qu'un microprocesseur sera en cause ou non, etc.

Les instruments de test ne remplacent pas la compétence, ils lui permettent de s'appliquer...

A vous de l'acquérir petit à petit !

Patrick Gueulle

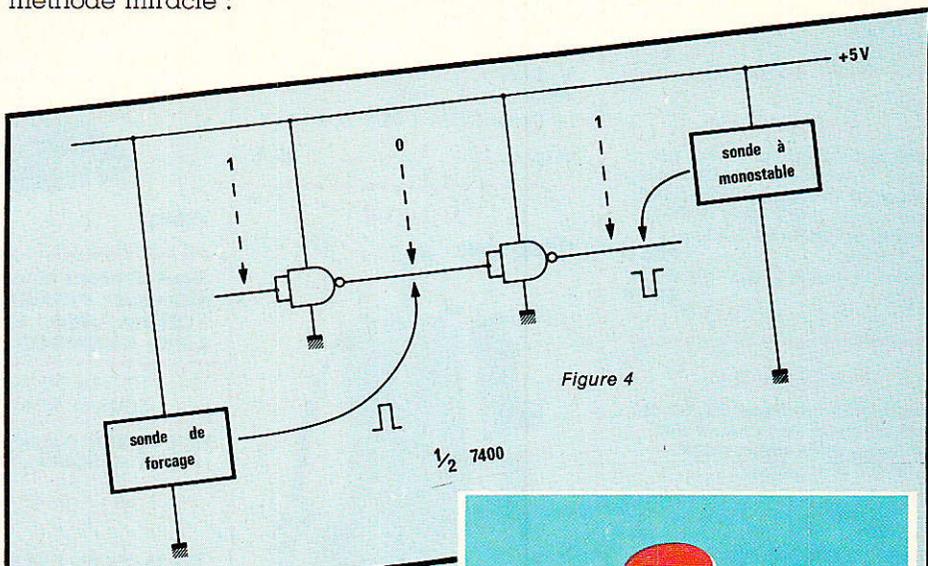


Figure 4

Nomenclature

Circuits intégrés

Ch: 4011

Condensateurs

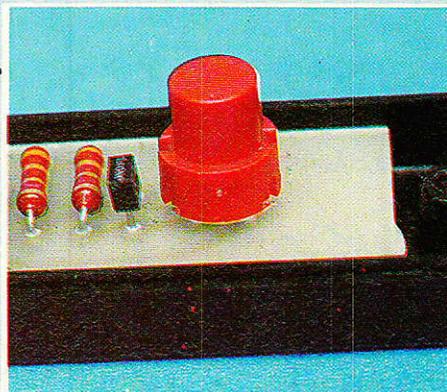
C₁: 1 nF
C₂: 10 nF

Transistors

T₁: 2N 2905
T₂: 2N 1711

Résistances 5 % 1/2 W

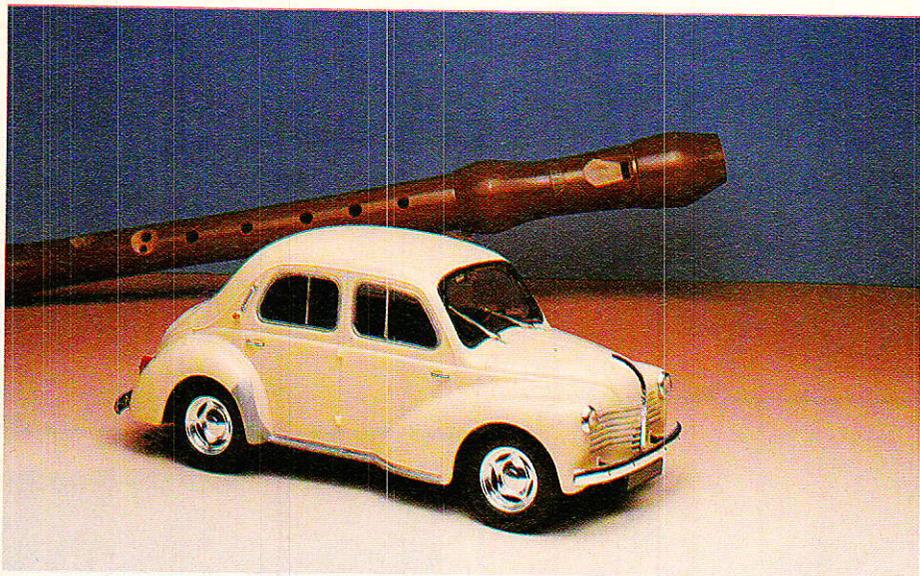
R₁: 330 Ω
R₂: 330 Ω R₅: 12 kΩ
R₃: 12 kΩ R₆: 4,7 Ω
R₄: 12 kΩ



Divers

Boîtier LP 1 TEKO
1 touche ISOSTAT
1 inverseur double à glissière miniature.

Voiture commandée par notes de musique



Au delà de la réalisation de cette voiture commandée par notes de musique, nous espérons que nos lecteurs seront intéressés et sauront exploiter les diverses techniques mises en œuvres (amplificateur pour micro électret, filtrage bf, commande de moteur et autres astuces) et les appliquer à leurs propres besoins.

Pour ceux qui désirent entreprendre la réalisation de cette maquette motorisée, ce qui nous pensons en vaut la peine car son réalisme est saisissant comme vous le montre les photographies, nous allons ce mois-ci détailler l'exécution pratique, tant au plan électronique que mécanique, cette dernière partie n'étant pas la moindre.

Réalisation

Après la théorie, la pratique. L'intérieur d'une voiture modèle réduit au 1/20^e n'offre pas trop de place. Nous avons voulu conserver les banquettes de notre 4 CV — Maquette IMAI d'origine nipponne — ce qui nous a obligé à découper l'électronique en modules qui, malheu-

reusement n'ont pas de dimensions communes, ce qui aurait simplifié la découpe des circuits. 4 circuits imprimés seront nécessaires : un pour le préamplificateur micro, un pour la direction, un pour la section commande de la propulsion et enfin un dernier pour la partie puissance. Nous avons dans un premier temps réuni la partie puissance et son circuit de commande, cela pose quel-

ques problèmes d'implantation et de proximité des transistors de puissance et du moteur..

Cette division complique un peu la réalisation, nous aurions préféré un circuit imprimé unique mais il était difficile à caser en laissant en place les sièges.

Au travail !

Ce travail commence par de la mécanique. Toute la direction est fournie, les axes de roues sont en métal, le parallélogramme en matière plastique. Initialement, la direction est prévue avec un système de verrouillage en position par crans. On supprime le système de crantages barre de couplage et chassis). La barre de fixation des supports de roues avant sera vissée et non collée de façon à ce que l'on puisse démonter les roues.

La fixation par vis unique, au centre de la barre, laisse assez de souplesse pour un démontage sans enlèvement de la vis.

Sur la barre de commande de direction, on colle un morceau de crémaillère (voir fournisseur dans la liste des composants), nous avons utilisé une colle fusible, on pourra adopter une colle cyanoacrylate. En effet, notre direction est à crémaillère, comme celle de l'original.

L'opération suivante est la mise en place du servo. Cet élément est un EK logictrol, on le débarasse du carénage arrière et du palonnier. On visse en sortie une tige filetée de 2 mm et on l'équipe d'un pignon de 15 dents du même module que celui de la crémaillère, c'est indispensable.

La tige filetée mesure 38 mm de long. Le pignon de laiton reçoit un écrou de même matière que l'on soude, un contre-écrou bloquera le pignon sur la tige filetée...

On met ensuite la cloison avant en place (ce n'est pas une pare-feu, le

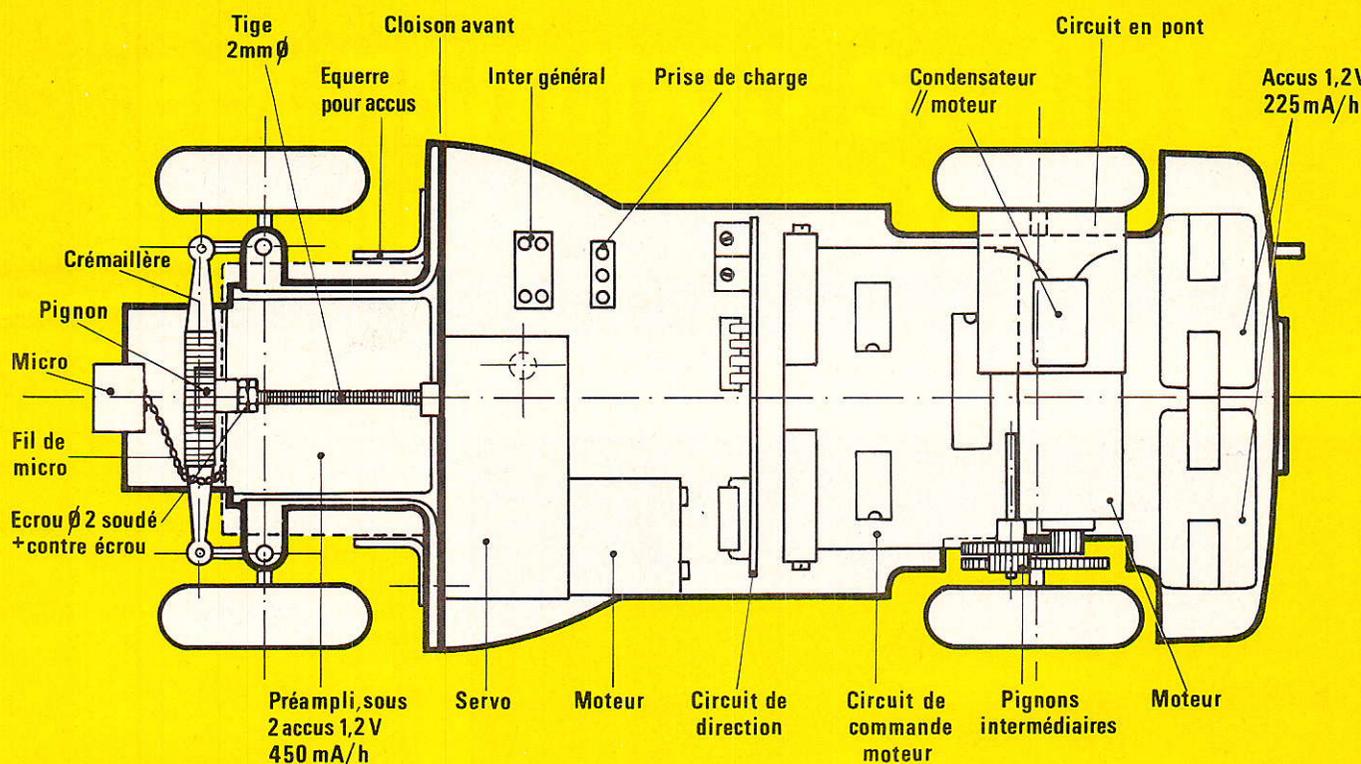


Figure 8

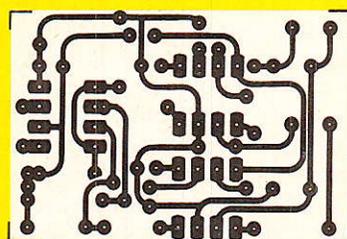


Figure 9

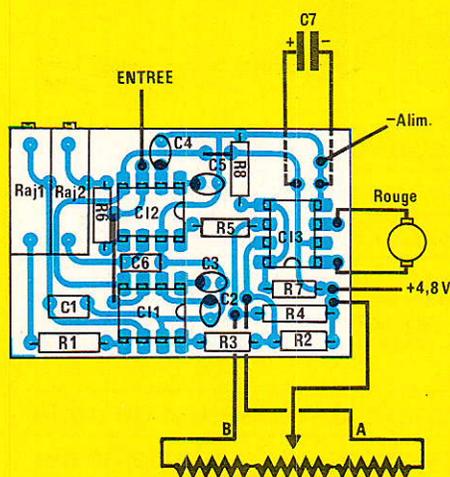


Figure 10

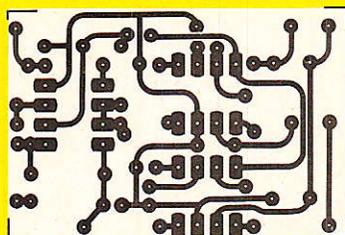


Figure 11

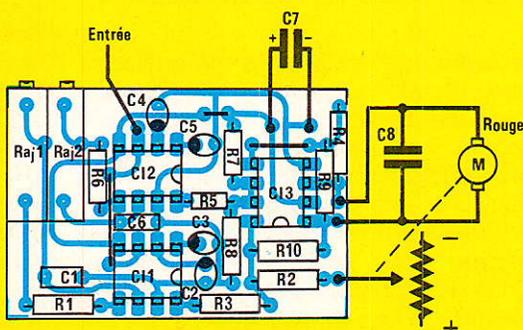
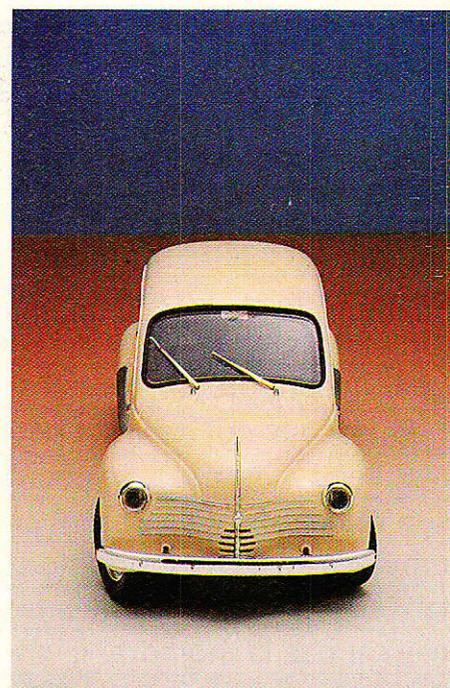


Figure 12



moteur étant à l'arrière !) et on fixe le servo.

L'une des vis d'origine du servo sert pour la fixation dans l'aile avant gauche, l'autre vis sera une vis pour métaux, on perçera pour elle le châssis et le servo en faisant attention à ne pas abîmer le potentiomètre.

On perce un trou pour le passage de la sortie du potentiomètre. Les

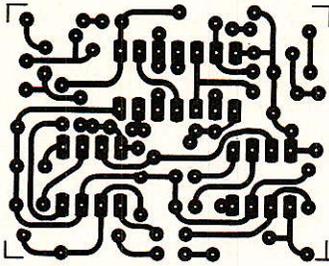


Figure 13

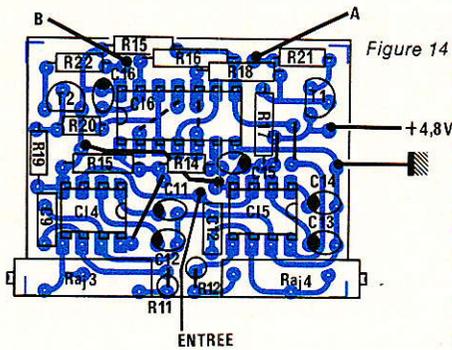


Figure 14

Figure 15

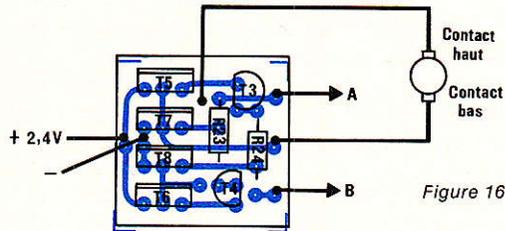
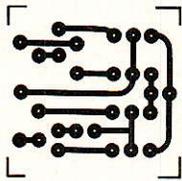


Figure 16

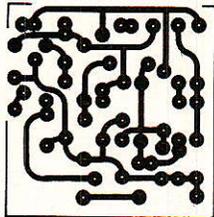


Figure 17

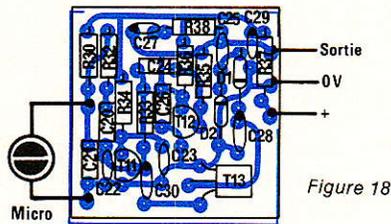


Figure 18

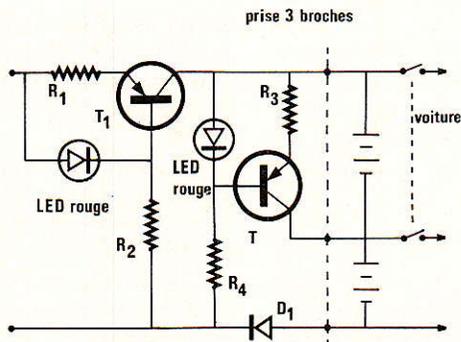
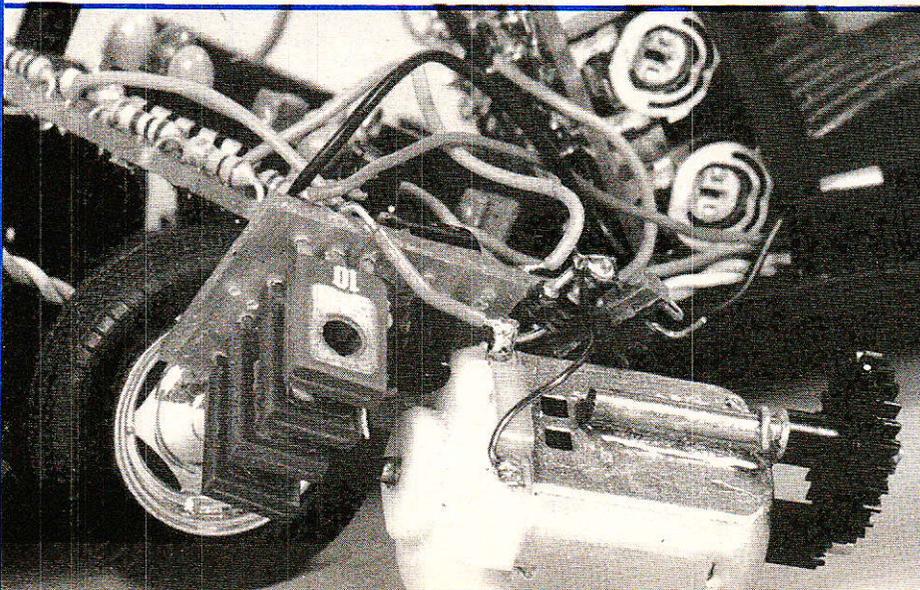


Figure 19



trous sont percés à la demande en présentant les pièces en place et en repérant l'endroit où le trou doit être percé. Nous avons procédé de la sorte avec succès. L'axe de sortie du servo coïncide avec celui de la voiture.

Tous les usinages terminés, on peut monter le servo et passer à la propulsion.

La voiture est prévue pour un entraînement par pile de 1,5 V, sans intermédiaire, sans accu ni électronique. La voiture est donc légère et la démultiplication d'origine lui permet d'atteindre une certaine vitesse, trop élevée compte tenu du système de commande. Nous avons donc prévu une démultiplication supplémentaire utilisant un pignon d'un réducteur Como. Le pignon d'origine du moteur se glisse plus loin que prévu par le constructeur, il se doit pas en effet engrener sur le pignon de l'axe des roues.

Pour fixer le pignon intermédiaire, nous prenons un axe de 2,5 mm de diamètre (corde à piano par exemple) collé sur le flanc du moteur qui sera orienté vers l'avant. L'axe du moteur est parallèle à celui de la tige et on ajuste la position de cette dernière de façon à ce que le pignon complémentaire engrène sur celui du moteur et que le petit pignon engrène sur celui de l'axe des roues. Une entretoise fixe la position axiale du double pignon.

Avant le collage, on peut souder sur le moteur (tant pis si la soudure n'est qu'un collage) un fil de cuivre qui assurera une position correcte à l'axe pendant le durcissement. La mise en place de l'axe se fait modèle reposant sur ses roues, le jeu est en effet assez important et il ne faut pas que ce soit le pignon intermédiaire qui supporte le poids de la voiture.

Voilà, c'est à peu près tout pour la mécanique, nous n'avons pas parlé des pièces de matière plastique gênantes comme le support de siège avant au niveau du servo ou des parties situées dans la base du siège arrière et qui perturbent la mise en place des platines électroniques.

Sous le siège avant droite, nous installons l'interrupteur double, nous avons utilisé ici un DIP double de SECME, le double inter est nécessaire pour couper le 4,8 V et le 2,4 V. On découpe un rectangle dans le chassis, juste assez grand pour que l'inter s'y glisse en forçant légèrement ; une fois l'inter en place, on met un peu de colle cyanoacrylate et on attend la prise. Le plus dur est l'usinage de la découpe.

Juste à côté de l'interrupteur, on colle un morceau de support de CI en bande et découpable, il servira à la recharge des accumulateurs sans avoir à démonter la carrosserie.

Vous pourrez alors équiper la carrosserie de ses vitres, feux, enjoliveurs, et peindre le tout ; nous avons laissé personnellement la carrosserie dans sa teinte beige d'origine ; nous avons peint l'intérieur en blanc puis en noir. La couche blanche permet de conserver la couleur naturelle de la matière plastique, le noir rend le tout parfaitement opaque. Une astuce pour éviter de peindre la carrosserie : la passer au Miror, c'est efficace ça brille et on se voit dedans ! (pub !)

La carrosserie de cette 4 CV se met en place par l'intermédiaire d'encoche et tenons, c'est pratique et permet une dépose facile. L'électronique demande un câblage le plus plat possible, notamment celui de l'amplificateur qui doit prendre place sous les batteries de 450 mAh. On aura intérêt à utiliser un stratifié de 0,8 mm d'épaisseur, à aplatiser les extrémités des câbles côté cuivre (c'est meilleur pour la tenue des composants mais attention aux erreurs). Les transistors et les condensateurs tantale seront enfoncés au maximum.

Une fois le circuit de l'amplificateur en place, on l'essaye pour vérifier que son niveau de sortie est bien réglé, on met le micro que l'on cable en utilisant du fil de cuivre de 0,4 mm émaillé torsadé et mis en forme de ressort, c'est ce ressort qui filtrera les vibrations de la voiture.

Pour la platine de direction comme pour celle de commande du

moteur, les exigences d'encombrement sont moins dures, même remarque pour le circuit de puissance, on dispose là d'un peu plus de place.

Lors du choix des composants, on prendra la valeur de tension de service la plus basse possible : 6,3 V pour le 470 μ F et pour les autres ; pour le tantale, les condensateurs de 1 μ F les plus petits (et courants) sont vendus pour une tension de service de 35 V, qui peut le plus peut le moins...

Mise au point

Rien à faire bien sûr pour le générateur... Par contre, on devra régler la fréquence centrale des filtres. Un tournevis suffit, il n'y a qu'à jouer de l'instrument et à tourner le potentiomètre d'accord, jusqu'à ce que quelque chose se produise. Attention, suivant la puissance du souffle, la note changera, en soufflant fort dans la flûte, la note devient plus aigue...

Cette technique d'accordage demande de la patience mais aucun autre outillage qu'un tournevis.

Si maintenant vous disposez d'un amplificateur, vous pouvez brancher son entrée à haute impédance sur la borne 5 du 567 par l'intermédiaire d'une résistance de 1 Mégohms, vous pourrez entendre la tonalité du VCO et faire la comparaison entre cette tonalité et celle de la flûte.

Si vous possédez un oscilloscope double trace, même à faible bande passante, vous pourrez comparer la fréquence du signal de sortie de l'amplificateur à celle de l'oscillateur.

Avec un simple trace, on pourra affiner le réglage ; en effet, au moment du verrouillage de la boucle, l'oscillateur interne voit sa fréquence propre se synchroniser avec la fréquence du signal d'entrée.

Sur l'écran de l'oscilloscope, on visualise l'onde rectangulaire prise sur la borne 5 du circuit intégré. Au moment où le verrouillage se produit, c'est-à-dire lors de l'arrivée de la fréquence, on constate une augmentation ou une diminution de la période du signal. En agissant sur le potentiomètre, on s'arrange pour que la fréquence de l'oscillateur soit la même avec ou sans signal audio.

Cette technique s'avère très pratique à condition toutefois que la fréquence du signal reçu et celle de l'oscillateur soient proches. Sinon, un examen successif de l'onde en sortie d'amplificateur et de celle générée par l'oscillateur local du 567 permettra de se régler sur la bonne fréquence.

Après avoir réglé les quatre potentiomètres, on vérifie qu'une note donne un virage à gauche, une autre un virage à droite, une troisième commande la marche avant et la quatrième la marche arrière.

Vérifiez également que les ordres brefs commandent l'arrêt.

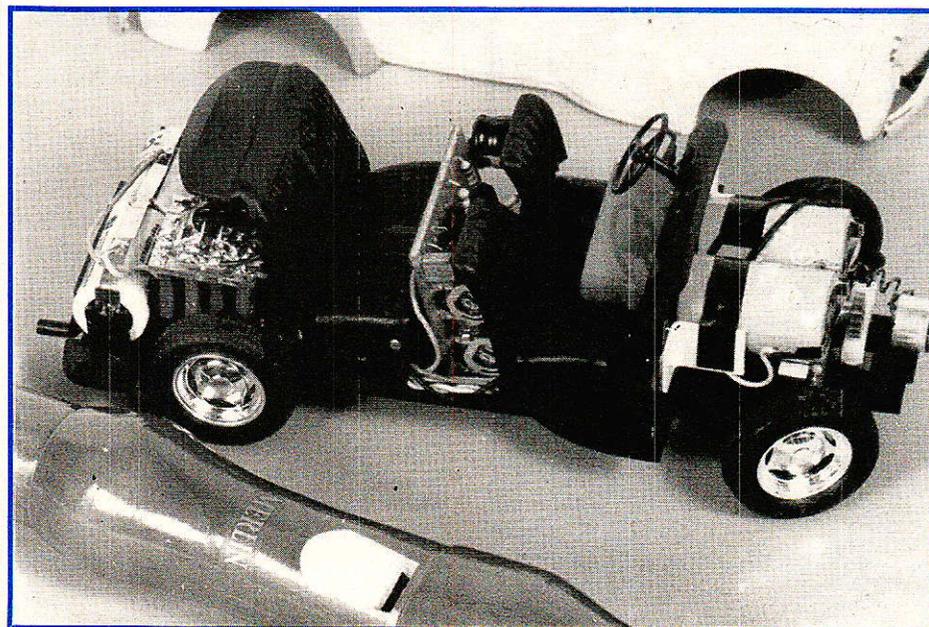
Test des servo mécanismes.

Pas besoin de tonalité pour les servo-mécanismes. Si vous suivez notre plan de câblage, vous devrez obtenir du premier coup le résultat désiré.

Un essai sans tonalité peut se pratiquer en mettant à la masse la sortie 8 de l'un des NE 567. Ces sorties à collecteur ouvert ne craignent point ce genre de manipulations. Cette mise à la masse entraîne la rotation du servo.

Le servo mécanisme comporte un moteur, une démultiplication qui entraîne un arbre de sortie et un potentiomètre solidaire de cet arbre. Comme le potentiomètre ne peut tourner sur 360°, nous avons une paire de butées limitant mécaniquement le débattement de l'arbre de sortie. On repèrera la position de ces butées, on mettra le servo au neutre (position intermédiaire entre les butées) et on centrera le potentiomètre sur le curseur (deux vis permettent le réglage de position du potentiomètre).

Pour le servo à retour au centre, on vérifiera qu'à la mise sous tension on se trouve effectivement au neutre



Réalisation

(entre les deux butées), on vérifiera également que la mécanique ne force pas en fin de course. Le servo à déplacement progressif dispose d'un potentiomètre à limitation de course, on devra donc réaliser des coupures dans la piste du potentiomètre, coupures usinées à l'aide d'une petite fraise (voir figure 4). On prévoiera une course d'environ $\pm 45^\circ$. Si au moment du câblage du servo on inverse les deux contacts de fin de course ou les fils du moteur, on utilisera les butées mécaniques au lieu des électriques. La course sera supérieure à $\pm 45^\circ$.

Pour le servo à retour au centre automatique, une inversion des fils du potentiomètre ou du moteur entraîne un départ en butée à la mise sous tension. En cas de problème, on inversera les fils.

Si maintenant vous montez un potentiomètre coupé à la place du potentiomètre continu, et que vous utilisez l'électronique à retour au centre automatique vous aurez un pompage du système ou un voyage en butée. Attention donc si vous avez envie de changer de version...

Charge des accus

Nous avons deux accumulateurs à charger, un de 2,4 V 225 mAh et un de 2,4 V 450 mAh. Ces deux accumulateurs sont montés en série, et comme leur capacité n'est pas identique, il faut user d'un artifice pour leur charge. Si vous voulez vous compliquer la vie, vous commencez par charger le tout avec un courant de 22 mA pendant 14 h, vous débranchez l'accu de 225 mA et vous poursuivez avec une charge de 22 mA pendant 14 heures ou 45 mA pendant 7 heures pour l'accu de 450 mAh. Vous pouvez aussi l'utiliser deux chargeurs, chacun réglé pour un courant différent.

Nous vous proposons une charge à courant constant associant deux générateurs. Le premier produit un courant d'environ 45 mA, il alimente les deux batteries placées en série. Le second est monté en parallèle sur l'accumulateur de 225 mA, il détourne à peu près la moitié du courant. Conclusion : l'accu de 225 mAh se charge en même temps que celui de 450 mA et dans de bonnes conditions, quelle que soit la tension de l'accumulateur (cette dernière varie au cours de la charge).

Le transistor du générateur de courant placé en parallèle sur l'accumulateur peut-être un modèle de

petite puissance (TO 92 plastique) ; par contre, si la source a une tension trop importante, le transistor ballast dissipera trop de puissance ; avec une chute de tension supérieure à 6 V, on choisira un BC 328, si elle est le plus de 10 V, on prendra un BD 136.

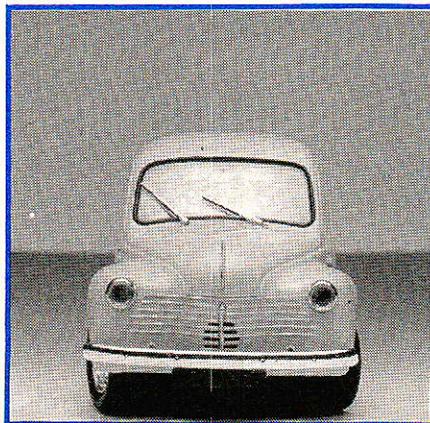
Les diodes LED seront des modèles de la première génération (cristal GaAlAs), diode à faible chute de tension. Les autres diodes, verte jaune et rouge GaP ont une chute de tension plus importante exigeant une modification des résistances d'émetteur. La charge complète s'effectue en 14 heures.

Conclusion

Voilà une réalisation pas trop délicate à mettre au point, l'émetteur est tout fabriqué, la voiture ne demande pas trop de mécanique. La technique des décodeurs de tonalité PLL assure une étonnante discrimination des fréquences, vous pourrez le constater vous-même. Les servomécanismes reprennent des techniques connues depuis fort longtemps mais avec des circuits intégrés récents et parfaitement adaptés à la miniaturisation de la réalisation. Toutes ces techniques abordées ici, vous pourrez bien sûr les adapter à d'autres situations, nous le souhaitons d'ailleurs. Pour rester dans le domaine de la maquette (que vous devriez si possible soigner !), vous pourrez remplacer le récepteur acoustique par un récepteur à super réaction (guère plus encombrant que l'acoustique), le souffle ne gênera pas les décodeurs de tonalité...

Amusez vous bien et pourquoi pas, tentez la « programmation » !

Etienne LEMERY



LOTS SUR MESURE :

- 1 000 Résistances 1/2 W, de 1 Ω à 1 M Ω . AU CHOIX.
10 pièces par valeur **165 F**
 - 500 Capa céramiques RTC de 1 pF à 820 pF. AU CHOIX.
10 pièces par valeur **320 F**
 - 250 Ajustables H ou V pas 2,54 de 100 Ω à 1 M Ω . AU CHOIX.
10 pièces par valeur **200 F**
 - 40 Trimmer, 15 tours type 89 P de 100 Ω à 1 M Ω . **225 F**
 - 160 Potentiomètres Axe \varnothing 6 de 470 Ω à 4,7 M Ω . AU CHOIX.
Préciser lin ou log. **440 F**
 - 350 Fusibles Rap. 5 x 20 de 250 mA à 5 A. AU CHOIX
10 pièces par valeur. **200 F**
- Pour toutes commandes d'au moins 3 lots. 1 lot gratuit de 40 potentiomètres.**

LAZE ELECTRONIQUE

70, avenue de Verdun
59300 VALENCIENNES
Tél. : 27.33.45.90

COMPOSANTS μ P

Promotion

2732	56 F	7910	342 F
2764	58 F	MEA 8000 ..	118 F
27128	76 F	6800	38 F
4116-20....	14 F	6802	37 F
6116-30....	44 F	68B02	65 F
4164-15....	20 F	6808	34 F
9340	58 F	6809	70 F
9341	68 F	68B09	120 F
9345	137 F	6810	20 F
9365	330 F	68B10	29 F
9366	330 F	6821	20 F
7510	275 F	6840	47 F
		68B40	60 F
		6850	20 F
		68B50	29 F
		68B52	40 F

Expéditions Tarif PTT R4
Franco à partir de 1 500 F

Je commande le listing composants
85/86
avec mises à jour gratuites.

Nom :
Prénom :
Adresse :

Ci joint 25 F (chèque ou mandat)

Nomenclature

Liste des composants du préamplificateur

Résistances 1/4 W 5 %

R₃₀: 8,2 kΩ R₃₄: 33 kΩ
 R₃₁: 10 kΩ R₃₅: 680 kΩ
 R₃₂: 33 kΩ R₃₆: 10 kΩ
 R₃₃: 2,2 MΩ R₃₇: 1 kΩ

Condensateurs

C₂₀: 22 nF céramique miniature
 C₂₁: 22 nF céramique miniature
 C₂₂: 2,2 nF céramique miniature
 C₂₃: 10 nF céramique miniature
 C₂₄: 22 nF céramique miniature
 C₂₅: 47 nF céramique miniature
 C₂₈: 1 μF tantale 3 à 35 V
 C₂₉: 22 μF tantale 6,3 V
 C₂₇: 0,1 μF tantale 35 V
 C₂₆: 22 nF céramique miniature
 C₃₀: 1 μF tantale 3 à 35 V

Semiconducteurs

D₁, D₂: AA 119, 1N 60 diodes germanium (ce que l'on peut trouver !)

T₁₁: BC 550 C NPN Silicium
 T₁₂: BC 238 NPN Silicium
 T₁₃: BC 550 C NPN Silicium

Divers

M₁: Micro à électret, 2 fils.

Commande de direction progressive

Résistances 1/4 W 5 %

R₁: 4,7 kΩ R₅: 3,9 kΩ
 R₂: 10 kΩ R₆: 4,7 kΩ
 R₃: 3,9 kΩ R₇: 10 kΩ
 R₄: 10 kΩ R₈: 10 kΩ

Condensateurs

C₁: 0,1 μF plastique MKH 5 mm
 C₂: 1 μF tantale 6,3 V *
 C₃: 4,7 μF tantale 6,3 V
 C₄: 1 μF tantale 6,3 V *
 C₅: 4,7 μF tantale 6,3 V
 C₆: 0,1 μF tantale MKH 5 mm
 C₇: 470 μF tantale 6,3 V le plus petit possible

Circuits intégrés

CI₁: NE 567 Signetics, Exar, NS
 CI₂: NE 567 Signetics, Exar, NS
 CI₃: L 272M SGS

* Variante : C₂ = C₄ = 0,68 μF
 C₂ = C₄ = 0,33 μF

Commande de direction, retour au neutre auto

Résistances 1/4 W 5 %

R₁: 4,7 kΩ R₆: 4,7 kΩ
 R₂: 10 kΩ R₇: 10 kΩ
 R₃: 15 kΩ R₈: 10 kΩ
 R₄: 220 kΩ R₉: 100 kΩ
 R₅: 5,6 kΩ R₁₀: 330 kΩ

Condensateurs

C₁: 0,1 μF, 5 mm MKH plastique
 C₂: 1 μF tantale 6,3 V *
 C₃: 4,7 μF 6,3 V tantale
 C₄: 1 μF 6,3 V tantale *
 C₅: 4,7 μF 6,3 V tantale
 C₆: 0,1 μF, 5 mm MKH plastique
 C₇: 470 μF 6,3 V chimique (le plus petit possible)
 C₈: 47 nF céramique

RaJ₁ et 2: Résistances ajustables multitours 10 kΩ Sfernice ou autre

Circuits intégrés

CI₁: Circuit NE 567 Signetics, Exar, National Semicond.
 CI₂: Circuit NE 567
 CI₃: Circuit L 272 M SGS

Servomécanisme: EK logictrol chez Motor Model avec potentiomètre.

* Variante : C₂ = C₄ = 0,33 μF
 C₂ = C₄ = 0,68 μF

Composants mécaniques et électromécaniques

Voiture IMAI, type 4 CV ou autre (selon disponibilité) prête pour motorisation ou à motoriser, avec moteur.
 Servomécanisme Logictrol miniature avec 1 piste de potentiomètre de rechange (conseil : coller le pignon à la colle cyanoacrylate, il est fragile)
 Crémaillère module 0,5
 Pignons laiton 15 dents
 Pignons doubles pour démultiplication moteur (origine Como)
 Axe 2,5 mm de diamètre

Commande du moteur

Résistances 1/4 W 5 %

R₁₁: 4,7 kΩ R₁₈: 4,7 kΩ
 R₁₂: 4,7 kΩ R₁₉: 4,7 kΩ
 R₁₃: 10 kΩ R₂₀: 4,7 kΩ
 R₁₄: 1 MΩ R₂₁: 150 Ω
 R₁₅: 10 kΩ R₂₂: 150 Ω
 R₁₆: 1 MΩ R₂₃: 18 Ω
 R₁₇: 4,7 kΩ R₂₄: 18 Ω

Condensateurs

C₉: 0,1 μF plastique MKH 5 mm
 C₁₀: 1 μF 6,3 V * tantale goutte
 C₁₁: 4,7 μF tantale 6,3 V goutte
 C₁₂: 0,1 μF plastique MKH 5 mm
 C₁₃: 1 μF * tantale goutte
 C₁₄: 4,7 μF tantale goutte
 C₁₅: 0,47 μF 6,3 V tantale goutte
 C₁₆: 0,47 μF tantale goutte
 C₁₇: 100 μF chimique

Circuits intégrés

CI₄: NE 567 Signetics, Exar, NS
 CI₅: NE 567 Signetics, Exar, NS
 CI₆: CD 4011 Divers

Transistors

T₁: PNP BC 308 Silicium
 T₂: PNP BC 308 Silicium
 T₃: NPN BC 338 Silicium
 T₄: NPN BC 338 Silicium
 T₅: PNP BD 238 Silicium
 T₆: PNP BD 238 Silicium
 T₇: NPN BD 237 Silicium
 T₈: NPN BD 237 Silicium

* Variante : C₁₀ = C₁₃ = 0,33 μF
 C₁₀ = C₁₃ = 0,68 μF

Accumulateurs

2 VARTA 225 RS (tubulaire 225 mAh)
 2 VARTA 452 RS (tubulaire 450 mAh)

Adresse : Voiture, servo logictrol, piste de rechange (il y en a tout un stock), crémaillère, pignons 15 dents, pignon double : Motor Model 95, rue Robespierre 93100 Montreuil
 Tél. : 48.51.51.15

Asservissements. linéaires

Le deuxième article de cette série consacrée à l'étude théorique des asservissements, nous a donné l'occasion d'exprimer les fonctions de transfert en boucle ouverte, et en boucle fermée. Nous avons, ensuite, défini les diagrammes de Bode, de Black, et de Nyquist, adaptés à l'étude en boucle ouverte, et à la prévision de la stabilité des systèmes : leur application à cette fin sera développée en première partie du présent article.

Dans la deuxième partie, où l'on traite des problèmes de précision, nous exploiterons les abaques tracés dans le plan de Black ou dans le plan de Nyquist (ils ont été publiés dans le numéro 458 de la revue), et qui permettent le passage de la fonction de transfert en boucle ouverte, à la fonction de transfert en boucle fermée.

Stabilité d'un système asservi

La prévision de la stabilité peut se déduire, comme nous le montrerons, des diagrammes représentatifs de la fonction $T(j\omega)$. Après avoir exprimé mathématiquement les conditions de cette stabilité, nous établirons des critères permettant de l'exploiter graphiquement dans les divers plans. Pour certains systèmes dits « à déphasage minimal », il existe un critère simplifié. Mais celui-ci n'étant pas applicable à l'ensemble des systèmes asservis, il nous faudra énoncer au moins un autre critère, d'utilisation plus générale.

Enfin, dans la pratique, il ne suffit pas, en général, de déterminer qu'un système est stable. On doit aussi savoir s'il est vraiment très stable, ou s'il s'approche de la limite : ceci conduit à définir un « degré de stabilité ».

Conditions de stabilité

Physiquement, il est facile de défi-

nir ce qu'on entend par système stable : c'est un système qui, lorsqu'on lui applique une perturbation de courte durée, tend à revenir à son état d'équilibre permanent. Dans le cas contraire, il est bien clair que n'importe quelle forme de sollicitation déclenche son entrée en oscillations.

Dans ces conditions, on peut choisir, pour l'étude de la stabilité, une excitation de forme arbitraire : on se limitera à déterminer la réponse transitoire à un échelon, qui est l'une des plus simples à traiter. Par ailleurs, on peut aussi se contenter d'examiner le cas des systèmes à retour unitaire, puisque nous avons montré, dans le précédent article, que tout autre système peut s'y ramener.

Appliquons donc à un tel système, un échelon unité, dont la transformée de Laplace est :

$$U(p) = \frac{1}{p}$$

Si $r_1, r_2 \dots$ sont les pôles de la fonction de transfert, la transformée de Laplace de la sortie, $S(p)$, prend la

3^e partie

forme :

$$S(p) = \frac{A_0}{p} + \frac{A_1}{p - r_1} + \frac{A_2}{p - r_2} + \dots$$

En fonction du temps t , le signal de sortie s'écrit donc :

$$s(t) = A_0 + A_1 e^{r_1 t} + A_2 e^{r_2 t} + \dots$$

On est amené à considérer différents cas, selon la nature des pôles r_1, r_2, \dots , qui peuvent être réels, on comporter une composante imaginaire.

- **pôle réel négatif** : $r_1 = -\sigma$, avec $\sigma > 0$. L'exponentielle $A_1 e^{r_1 t}$ est alors décroissante (figure 1 a), et le fonctionnement est stable.
- **pôle réel positif** : $r_1 = \sigma$, avec $\sigma > 0$. Comme le montre la figure 1 b, l'exponentielle devient croissante. S'il n'existait pas de limitations physiques, l'amplitude de la sortie augmenterait indéfiniment : le fonctionnement est instable.
- **pôles complexes à partie réelle négative** : on sait que, chaque fois qu'apparaissent des pôles complexes, ceux-ci sont deux à deux imaginaires conjugués.

On trouvera donc à la fois $r_1 = -\sigma + j\omega$ et $r_2 = -\sigma - j\omega$, avec $\sigma > 0$. La table des transformées de Laplace nous donne, pour ces couples, une réponse de la forme :

$$B e^{-\sigma t} \sin(\omega t + \varphi)$$

c'est-à-dire une fonction sinusoïdale d'amplitude décroissante, comme à la figure 1 c. Le système est alors stable.

- **pôles complexes à partie réelle positive** : là encore, ces pôles sont deux à deux conjugués, soit $r_1 = \sigma + j\omega$ et $r_2 = \sigma - j\omega$, avec $\sigma > 0$. La réponse, qui prend la forme :

$$B e^{\sigma t} \sin(\omega t + \varphi)$$

est une sinusoïde d'amplitude exponentiellement croissante (figure 1 c), correspondant évidemment à un fonctionnement instable.

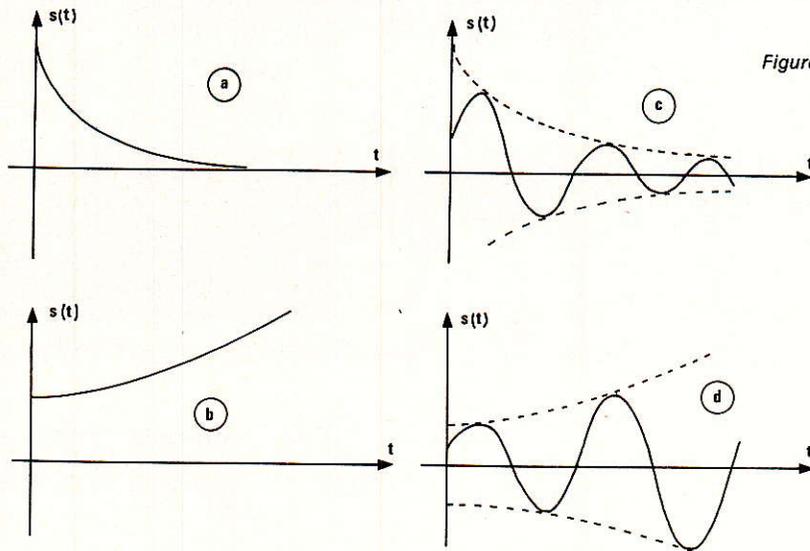


Figure 1

les divers plans déjà définis. Le critère du revers caractérise des systèmes stables même en boucle ouverte.

Critère du revers dans le plan de Nyquist

Le système est stable si l'équation caractéristique :

$$1 + T(j\omega) = 0$$

ne possède pas de zéro à partie réelle positive. On en déduit immédiatement le critère du revers, qu'illustre la figure 2.

Le système est stable si, en parcourant dans le sens des ω croissants le lieu de Nyquist en boucle ouverte, on laisse à gauche, le point $A = -1$. Il est instable si on laisse ce point à droite, et juste oscillant si le diagramme passe par A . A s'appelle le point critique.

Critère du revers dans le plan de Black

Dans le plan de Black, le point critique évoqué ci-dessus admet pour coordonnées $A = 0$ dB et $\varphi = -180^\circ$ (figure 3 b). On passe donc du critère du revers dans le plan de Nyquist, à son équivalent dans le plan de Black, en remarquant que pour le point B tel que :

$$|T(j\omega_0)| = 1$$

on vérifie la condition :

$$\text{Arg } T(j\omega_0) > -180^\circ$$

comme le montre la figure 3 a. Le critère du revers s'énonce alors :

Le système est stable si, en parcourant dans le sens des ω croissants le lieu de Black en boucle ouverte, on laisse à droite le point $A = -1$.

Critère du revers dans le plan de Bode

Il découle directement des conditions exprimées ci-dessus, pour le module et pour l'argument de $T(j\omega)$:

Le système est stable si, à la pulsation ω_0 pour laquelle $|T(j\omega)| = 0$ dB, le déphasage de la réponse en boucle ouverte est supérieur à -180° .

La figure 4, où apparaissent les variations de A et de φ en fonction de ω , illustre cette expression du critère du revers. On peut lui donner un énoncé équivalent :

Un système est stable si, à la pulsation pour laquelle $|T(j\omega)| = 0$ dB, la pente du diagramme d'amplitude est supérieure à -12 dB/octave.

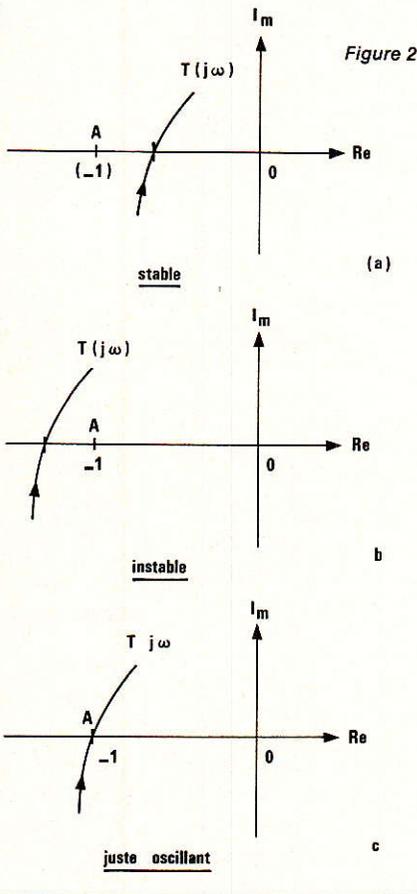


Figure 2

admettant pour racines les pôles de la fonction de transfert $F(p)$, dont on se rappelle qu'elle admet pour expression :

$$F(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{G(p)}{1 + H(p)G(p)}$$

où $G(p)$ désigne la fonction de transfert de la chaîne directe, et $H(p)$ celle de la chaîne de retour. Chacune de ces fonctions se présente sous la forme du rapport de deux polynômes :

$$G(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$$

$$H(p) = \frac{C(p)}{D(p)}$$

On en déduit l'équation caractéristique :

$$A(p)C(p) + B(p)D(p) = 1 + T(p) = 0$$

Finalement, et d'après les conclusions du paragraphe précédent, un système asservi est stable si son équation caractéristique ne possède aucun zéro à partir réelle positive.

Systèmes à déphasage minimal

Bode a démontré — mais cette démonstration ne saurait prendre place ici — qu'on peut déduire la réponse en phase d'un système linéaire, de sa réponse en amplitude, si sa fonction de transfert ne possède ni zéro ni pôle à partie réelle positive, ni retard pur.

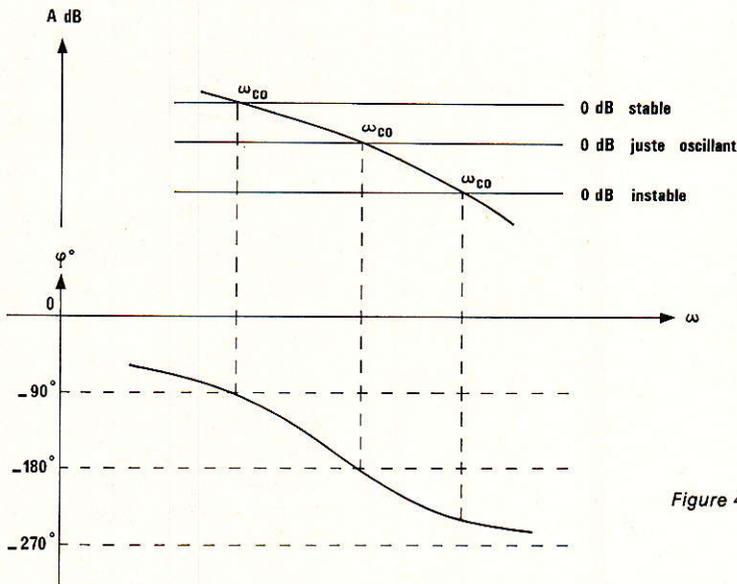
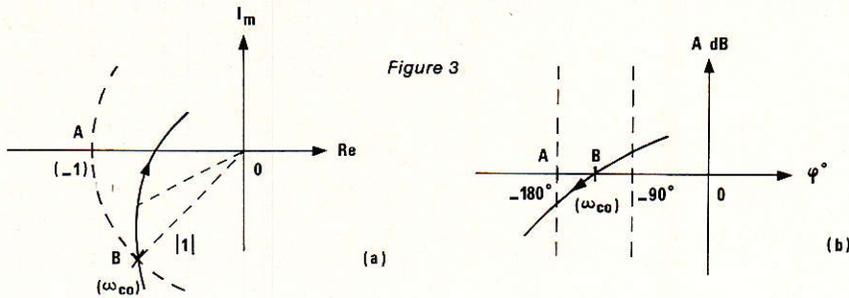
De tels systèmes sont dits à **déphasage minimal**. On peut leur appliquer, pour étudier leur stabilité par la méthode graphique, un critère simplifié appelé **critère du revers**. Nous allons exprimer celui-ci dans

En définitive, on voit qu'un système asservi est stable si, et seulement si, sa fonction de transfert $F(p)$ n'a que des pôles à parties réelles négatives.

Avant de traduire graphiquement cette condition, nous allons définir et exprimer l'équation caractéristique d'un système asservi.

Equation caractéristique d'un système asservi

C'est, par définition, l'équation



Le critère de Nyquist découle d'un théorème de Cauchy relatif au passage, dans le plan complexe (figure 5), du plan des p au plan des $A(p)$, A étant la transformation étudiée. Voici l'énoncé de ce théorème :

Soit, dans le plan complexe, un point M d'affixe p qui décrit, dans le sens indirect, un contour fermé (c) entourant P pôles et Z zéros d'une fonction $A(p)$. Le point M_1 , associé à M par la transformation conforme que définit $A(p)$, décrit une courbe (Γ) qui tourne N fois autour de l'origine, avec $N = P - Z$.

À chaque révolution autour de l'origine, correspond une variation 2π de l'argument de $A(p)$. Si $\Delta\Phi$ est la variation totale de cet argument, on a :

$$N = \frac{\Delta\Phi}{2\pi}$$

Ainsi, dans l'exemple de la figure 5 : $\Delta\Phi = -4\pi$, et $N = -2$.

Considérons maintenant un système asservi, de fonction de transfert $T(p)$ en boucle ouverte. Il est stable, nous l'avons montré, si l'équation caractéristique :

$$1 + T(p) = 0$$

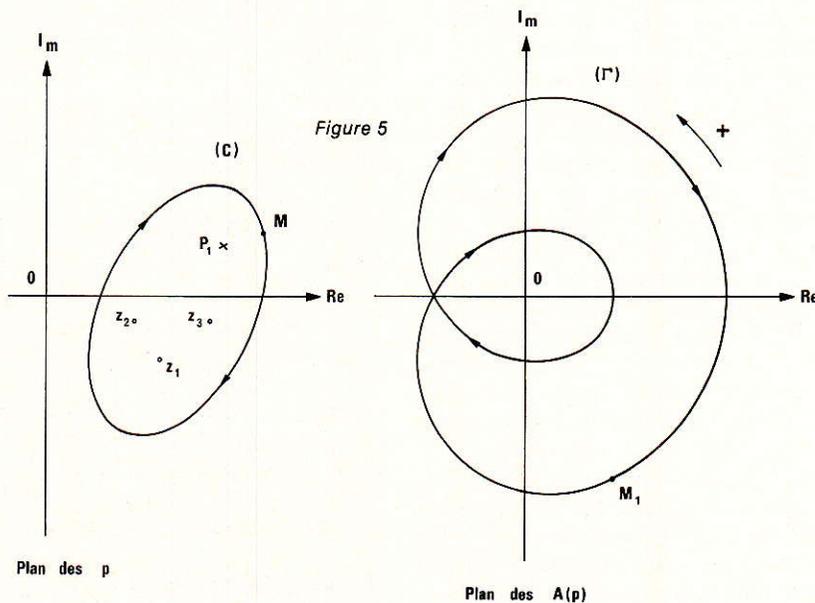
n'admet aucune racine à partie réelle positive. Dans le plan de la variable p , choisissons un contour (c) renfermant tous les complexes à partie réelle positive. Pour un système stable, le nombre de zéros à partie réelle positive de $1 + T(p)$ est nul. La courbe (Γ) , transformée de (c) , fait autour de l'origine un nombre de tours $N = P$. Pendant ce temps, le point d'affixe $T(p)$, obtenu par une translation -1 à partir du point d'affixe $1 + T(p)$, fait N révolutions autour de -1 .

Le problème se ramène donc à trouver, dans le plan de la variable p , le contour particulier qui enferme tous les nombres à partie réelle positive : on l'appelle « contour de Nyquist ». À l'évidence il est limité :

- par l'axe des imaginaires, à l'exclusion toutefois de l'origine (petit cercle 0^- , 0^+ de la figure 6).
- par le demi-cercle centré sur l'origine, et de rayon R infiniment grand ($+\infty$ et $-\infty$ dans la figure 6).

Cherchons alors la transformée (Γ) de (c) , par $T(p)$:

- la transformée du demi-axe 0^+ , $+\infty$ est le lieu de Nyquist de $T(j\omega)$ pour ω croissant de 0^+ à l'infini (figure 7).
- la transformée du demi-axe 0^- , $-\infty$ est le lieu de Nyquist de $T(-j\omega)$, symétrique du précédent.
- la transformée du cercle de rayon R infini, est l'origine du plan $T(p)$, puisque le gain est toujours nul pour ω infini.



Critère d'application générale

Pour les systèmes à déphasage non minimal, le critère du revers ne s'applique plus. On doit alors cher-

cher à traduire, de façon plus générale, les conditions de stabilité. Deux critères sont généralement retenus : celui de Routh, ou celui de Nyquist. Nous ne traiterons que du deuxième, qui s'emploie sous forme graphique.

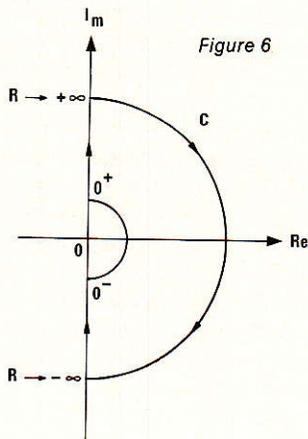


Figure 6

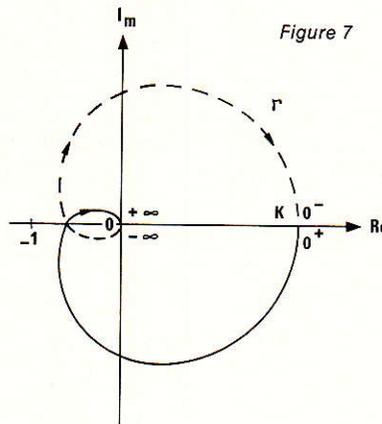


Figure 7

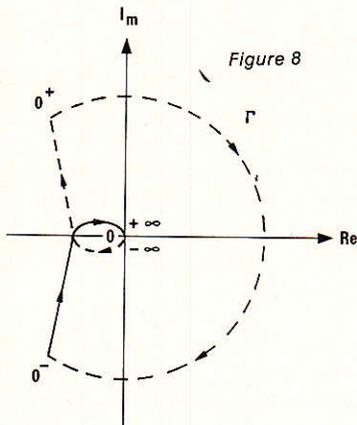


Figure 8

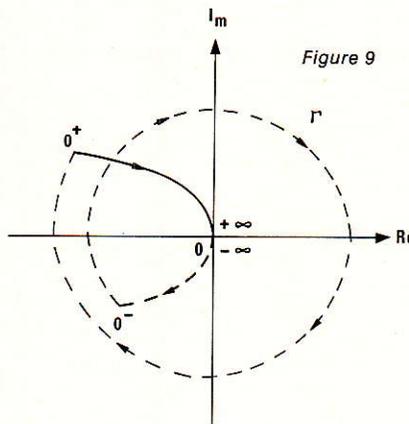


Figure 9

- si $T(p)$ n'admet aucun pôle à l'origine, $T(0)$ est le gain K , et la transformée du cercle infiniment petit 0^- , 0^+ , est le point K de l'axe des réels. Le contour (Γ) devient alors celui de la figure 7.

- si $T(p)$ admet à l'origine un pôle d'ordre α , on peut démontrer que la transformée de petit demi-cercle 0^- , 0^+ est constituée de α demi-cercles infiniment grands, dans le plan $T(p)$. Les figures 8 et 9 montrent l'allure de (Γ) pour $\alpha = 1$ et pour $\alpha = 2$.

La courbe (Γ) s'appelle le lieu de Nyquist de $T(j\omega)$, et le critère général de Nyquist peut s'énoncer :

Un système asservi est stable si, et seulement si, son lieu de Nyquist en boucle ouverte, parcouru dans le sens inverse, fait, autour du point critique, un nombre N de tours égal au nombre P des pôles à parties réelles positives de sa fonction de transfert en boucle ouverte.

Degré de stabilité d'un système asservi

Dans la pratique, un système théoriquement stable au vu des précédents critères peut se révéler trop

proche de l'instabilité pour être pratiquement exploitable. Une variation accidentelle d'un élément de la chaîne, par exemple une variation du gain d'un amplificateur, peut changer les dimensions (par homothétie), ou même la forme, du lieu de Nyquist. On est donc amené à préciser le degré de stabilité du système, en s'intéressant à la marge de gain et à la marge de phase.

- **marge de gain** : on la définit (figure 10) comme l'écart AM entre le point critique $A = -1$, et le point M du lieu de Nyquist situé sur l'axe des réels, point pour lequel l'argument de $T(j\omega)$ vaut 180° . Généralement, cette marge de gain s'exprime en dB.
- **marge de phase** : c'est l'angle orienté OA , ON que fait, avec OA , le rayon vecteur ON pour lequel $|T(j\omega)| = 1$ (figure 11), sur le lieu de Nyquist.

Pour les servo-mécanismes à déphasage minimal, la stabilité implique une marge de gain (exprimé en dB) négative, et une marge de phase positive. On considère généralement le degré de stabilité comme bon si la marge de gain dépasse 10 dB, et si la marge de phase est voisine de 45° .

Précision d'un système asservi

On ne peut définir la précision d'un système asservi que si celui-ci, d'abord, satisfait aux conditions de stabilité : c'est ce que nous supposons dans tout ce qui suit. Par ailleurs, nous ne tiendrons compte que de la variable imposée à l'entrée, et non des perturbations.

Soit alors un système bouclé, où la grandeur de sortie réellement disponible à l'instant t prend la valeur $s(t)$, alors que la grandeur de consigne souhaitée est $s_c(t)$. On peut définir l'erreur relative, en fonction du temps, comme le rapport :

$$\delta = \frac{s_c(t) - s(t)}{s_c(t)}$$

qu'il est facile d'évaluer en fonction de $G(p)$ et $H(p)$:

$$\delta = \frac{1}{1 + G(p)H(p)} = \frac{1}{1 + T(p)}$$

On peut donc étudier l'évolution de l'erreur δ , en fonction du temps, dès qu'on connaît la fonction de transfert en boucle ouverte $T(p)$, dont on sait qu'elle peut s'écrire sous la forme :

$$T(p) = \frac{K(1 + p\tau_\alpha)(1 + p\tau_b)\dots}{p^n(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)\dots}$$

Dans cette expression, n désigne le degré du servomécanisme, et conditionne l'allure des variations de l'erreur δ .

Nous ne développerons pas ici les calculs, et nous limiterons à indiquer quelques résultats.

Servomécanisme d'ordre zéro

Les figures 12 a et b montrent comment varient respectivement, en fonction de t , le signal de sortie $s(t)$, et l'erreur δ . Celle-ci ne s'annule jamais, même pour un temps infini : pour cette raison, on considère les servomécanismes d'ordre zéro plutôt comme de simples régulateurs.

Servomécanisme d'ordre 1

Il s'agit du type le plus répandu. En effet, de nombreux servomécanismes comportent en sortie un moteur à courant continu, dont la fonction de transfert est proportionnelle à $1/p$. S'il s'agit d'un système à retour unitaire, on peut écrire la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$T(p) = \frac{K}{p} \times \frac{1}{1 + \tau p}$$

à laquelle correspond la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(p) = \frac{1}{1 + 2 \zeta p / \omega_n + p^2 / \omega_n^2}$$

avec :

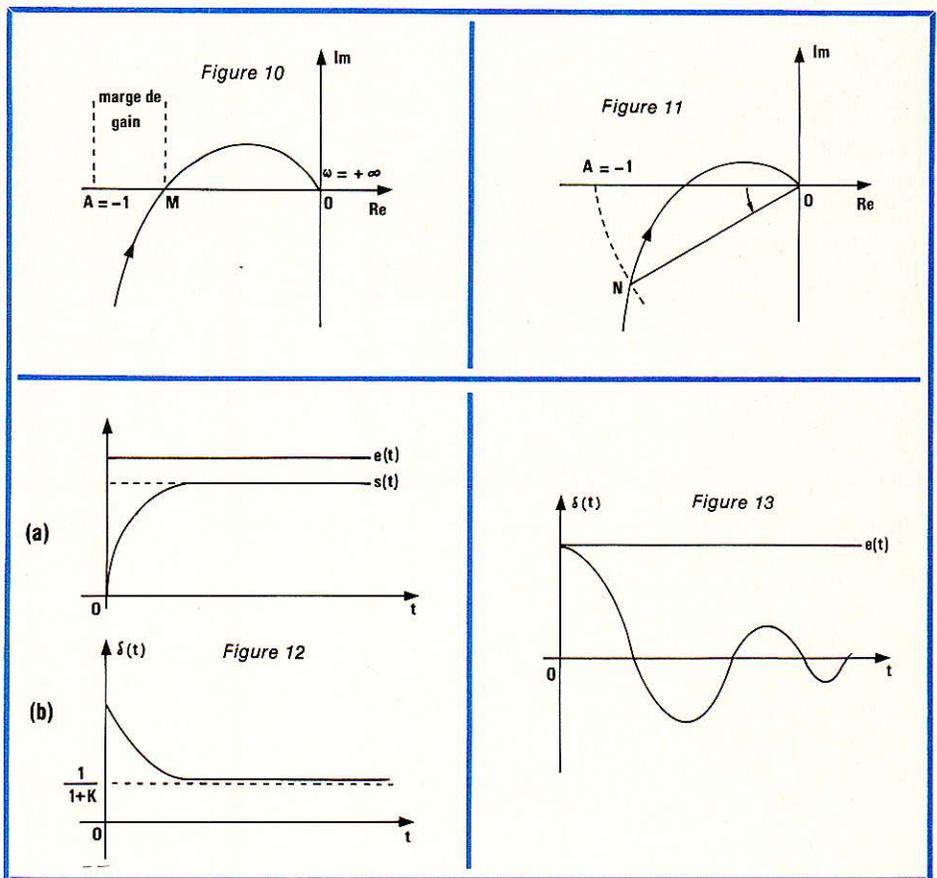
$$\omega_n = \sqrt{K/\tau} \text{ et } \zeta = \frac{1}{2\sqrt{K\tau}}$$

Lorsqu'on applique, à un tel système, un échelon unité, l'allure de la réponse dépend du paramètre ζ .

- si $\zeta < 1$: la réponse comporte des oscillations amorties, comme le montre la figure 13, qui représente les variations de l'erreur δ en fonction du temps. L'amplitude des oscillations décroît d'autant plus vite que le facteur d'amortissement ζ est plus voisin de 1.

- si $\zeta > 1$: la réponse est exempte d'oscillations, comme dans un système d'ordre zéro, mais cette fois l'erreur tend vers zéro lorsque t augmente indéfiniment.

A suivre
R. RATEAU



ASPIR'JELT

Voici un appareil qui intéresse un très large public. « Aspir'Jelt » comme l'a nommé la société JELT qui en assure la distribution exclusive est un petit aspirateur à main fonctionnant sur piles.

Il est léger et maniable, l'utilisateur appréciera sa facilité d'emploi. Avec ses divers embouts adaptables, brosse ou pinceau, il trouve son utilité tant dans le domaine professionnel que domestique.

Son principe de fonctionnement est simple, les embouts décollent les poussières qui sont immédiatement aspirées par le moteur et concentrées sur un filtre. Très puissant, il peut également permettre la récupération de petites pièces mécaniques (rondelles, clavettes...).

Utilisé en bureautique ou en informatique, il assure le nettoyage des claviers, écrans de moniteurs, imprimantes, photocopieurs, machines à écrire, calculatrices, lecteurs divers...

En électronique, il facilite le dé-poussiérage de circuits imprimés lors des opérations de maintenance.

À la maison c'est un auxiliaire précieux pour ôter la poussière des appareils HiFi ou vidéo : Platines, tuners, amplis, magnétoscopes ou bien nettoyer le clavier de l'ordinateur familial.

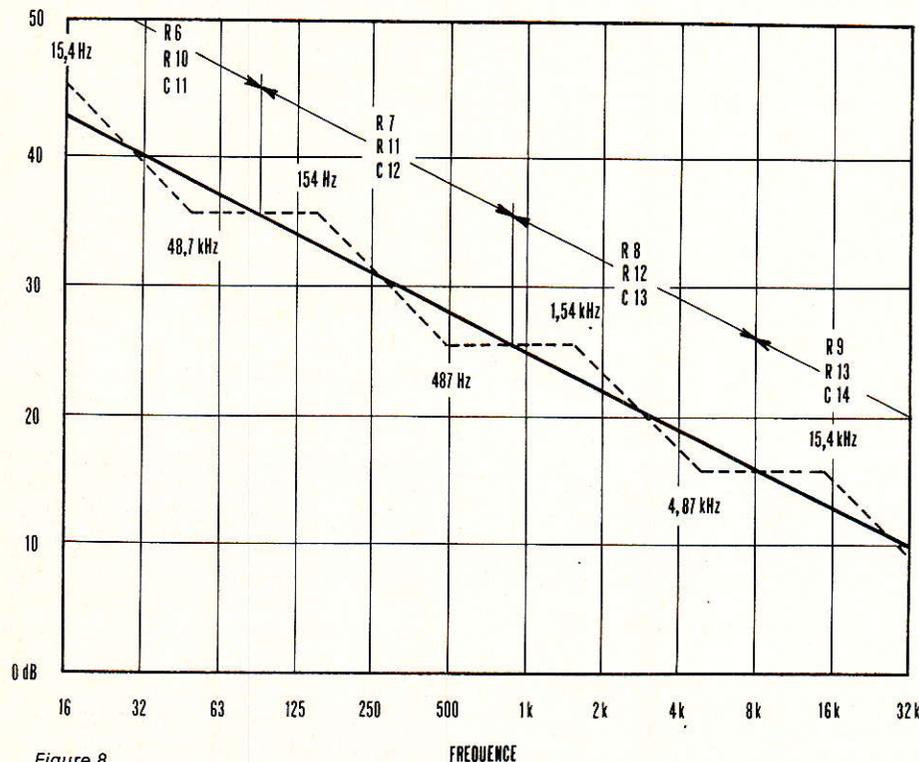
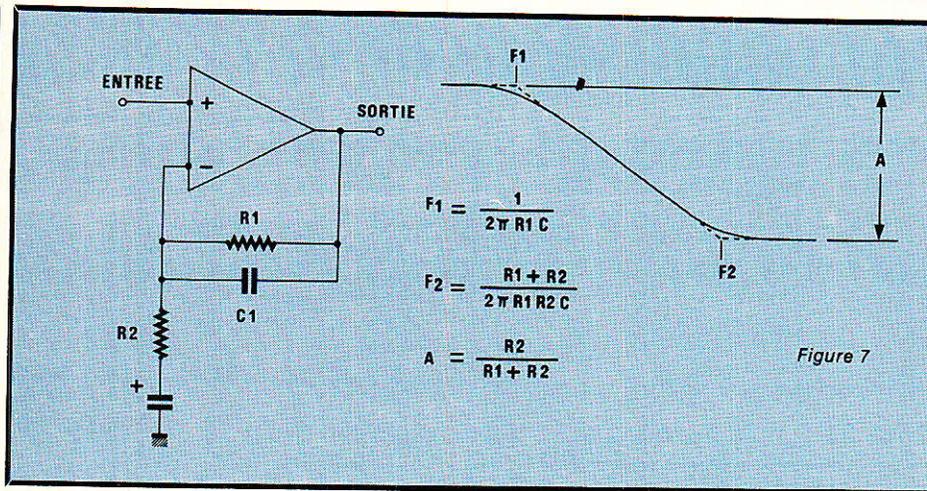
Bien d'autres applications sont envisageables là où jusqu'à présent seul le pinceau pouvait être utilisé, citons par exemple le nettoyage des optiques de caméras ou d'appareils photo.

Indiquons pour terminer que son alimentation par deux piles type R14 lui assure une autonomie de deux heures minimum.

Aspir'Jelt est un outil qui va faire évoluer les méthodes de maintenance en supprimant les longs et coûteux démontages et autres nettoyages au pinceau ou coton tige. Aspir'Jelt bénéficie des garanties de qualité qu'assure JELT sur ses diverses lignes de produits.



JELT Informatique
157, rue de Verdun - 92150 Suresnes
Tél. : 47.28.71.70



Le circuit est alimenté à partir du secteur par TR₁, l'alimentation est régulée par C₁ et C₂. Une diode zener D₂ de 10 volts alimente le MM5837 C₃ à partir du + 15 volts.

La réalisation

Montage de l'analyseur

L'analyseur comporte deux circuits imprimés simple face superposés.

Le circuit supérieur supporte la matrice de 100 LED, le driver LM3915, l'amplificateur d'entrée, les commutateurs S₄, S₅ et S₆, le CD 4028 et ses dix transistors buffer ainsi que le symétriseur d'alimentation.

Le circuit inférieur supporte les dix filtres d'octave et les redresseurs, les multiplexeurs et l'horloge ainsi que le potentiomètre de calibration dont le curseur est accessible de l'extérieur du coffret.

Sur le schéma de principe de la figure 2, les composants de chacun des deux circuits imprimés sont circonscrits à l'intérieur de deux cadres en pointillé. Ces deux circuits imprimés seront installés dans un coffret en plastique de chez PAC-TEC type HP Batt. 9 V.

La face avant est percée selon le plan de la figure 9. On pourra se servir d'une plaquette Veroboard comme gabarit lors du perçage des 100 trous de 3 mm destinés à la matrice de LED.

Le calibrage de l'appareil s'effectuant de l'extérieur par ajustage de

R₂₀, il est nécessaire de percer un trou de diamètre 3 mm dans le fond du coffret. Employer le circuit imprimé inférieur, avant soudage des composants, pour repérer la position du trou à percer. Il en sera de même pour le perçage prévu pour S₃.

Deux autres perçages de diamètre 6 mm sont à effectuer sur le côté gauche pour les jacks de l'entrée ligne et de l'alimentation extérieure.

Le circuit supérieur et le montage des LED

Pour éviter la difficulté que représente la réalisation d'un circuit imprimé double face, les fils de cathode des LED sont soudés ensemble par un fil étamé, rangée par rangée, selon la figure 10.

Cette opération demande une certaine attention, veiller à ce qu'il n'y ait pas de court-circuit entre les rangées reliées au LM 3915 et les colonnes reliées aux transistors buffers.

Le montage de la matrice de LED sera grandement facilité si l'on emploie la face avant comme gabarit.

Il sera peut-être nécessaire de couper les pattes de fixation des commutateurs qui sont soudés sur ce circuit imprimé.

Le tracé des pistes du circuit supérieur est donné à la figure 11 et son implantation à la figure 12. Il y a cinq straps à souder sur le circuit supérieur.

Le microphone est placé dans un petit tube métallique rempli de coton, collé au coffret et raccordé à la masse de l'ampli d'entrée, car cette partie du circuit est très sensible au ronflement.

Le condensateur C₁ de 1000 µF prend place sur le côté droit du logement de la pile, il est raccordé aux points A et B du circuit imprimé.

Le circuit inférieur

Le côté pistes et l'implantation des composants du circuit inférieur sont donnés aux figures 13 et 14. Il y a également cinq straps à souder sur ce circuit.

Les résistances employées sont des 5 % ainsi que les condensateurs MKH. C'est un point important pour que les filtres soient bien centrés et égaux en gain.

Dans la nomenclature, la valeur exacte des résistances des filtres est indiquée entre parenthèses. Il est souhaitable de s'en rapprocher le plus possible. Si on a la chance de

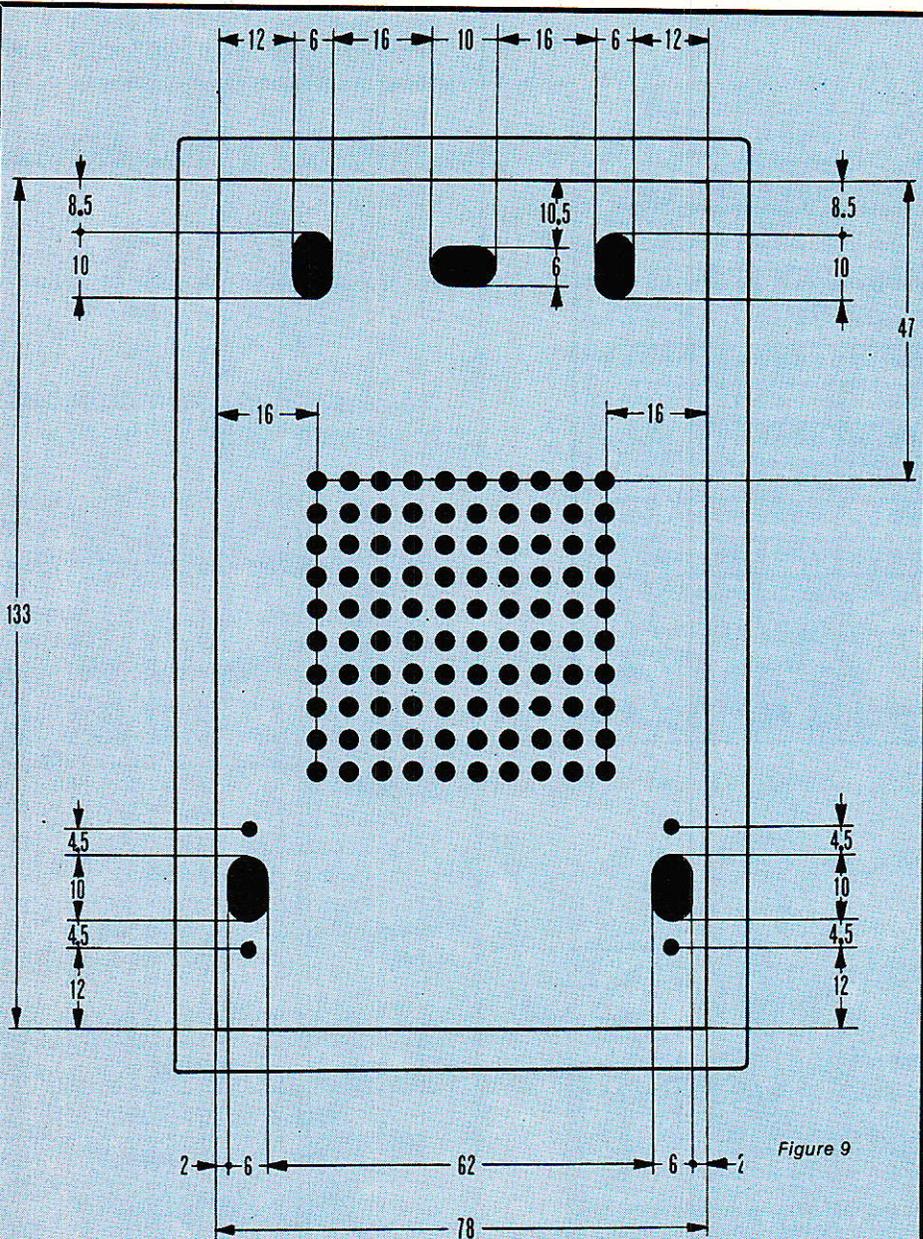


Figure 9

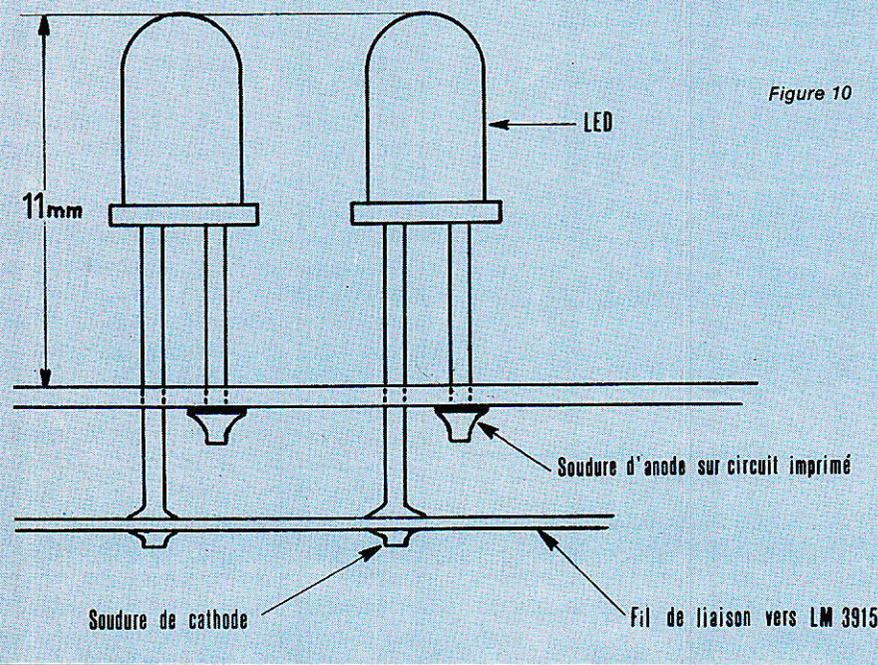


Figure 10

disposer d'un ohmmètre et d'un capacimètre digital, il sera possible d'effectuer un tri des composants dans le but d'obtenir la précision maximale de ces filtres..

Le manque de place sur le circuit imprimé nous contraint à fixer verticalement la plupart des résistances et des diodes.

S'il est possible de remplacer les TL 064 par des LM 324 un peu moins chers, ce n'est cependant pas conseillé, surtout pour les octaves 8 et 16 kHz, car leur taux de balayage trop faible entraîne des erreurs de mesure.

Veiller à respecter l'orientation des circuits intégrés, des transistors et des diodes.

Assemblage des deux circuits

Les deux circuits imprimés sont raccordés par 13 fils de liaison, puis assemblés par quatre entretoises plastique de 10 mm de longueur.

Veiller à ce que les résistances verticales ne touchent pas les pistes du circuit supérieur. On peut glisser une feuille de mylar entre les deux circuits pour plus de sureté.

Les deux circuits sont fixés dans le coffret par trois vis parker, deux longues de 20 mm en haut des circuits et une de 10 sous la matrice de LED. Ils sont maintenus ensemble par deux vis de 3, longues de 20 mm en bas des circuits.

Les fils de liaison vers S₁ et S₂ ont 90 mm de longueur.

L'assemblage final se terminera par la pose d'une face avant confectionnée à l'aide du Scotchcal d'après la figure 15.

Essai et réglage de l'analyseur

L'analyseur ne nécessite qu'un seul réglage de sensibilité à l'aide de R₂₀.

Ce calibrage peut s'effectuer en position microphone. Il faut alors disposer d'une source sonore dont on connaît le niveau ou d'un sonomètre qui servira de référence. Remarquons que la sensibilité des microphones varie beaucoup selon les modèles.

Pour l'entrée ligne, injecter un signal de 0 dBm soit 0,775 volt efficaces et ajuster R₂₀ de manière à obtenir le niveau maximal en position 100 dB, ce qui équivaut grosso modo à la sensibilité d'un micro à électrets ordinaire de 10 mm de diamètre.

Figure 11

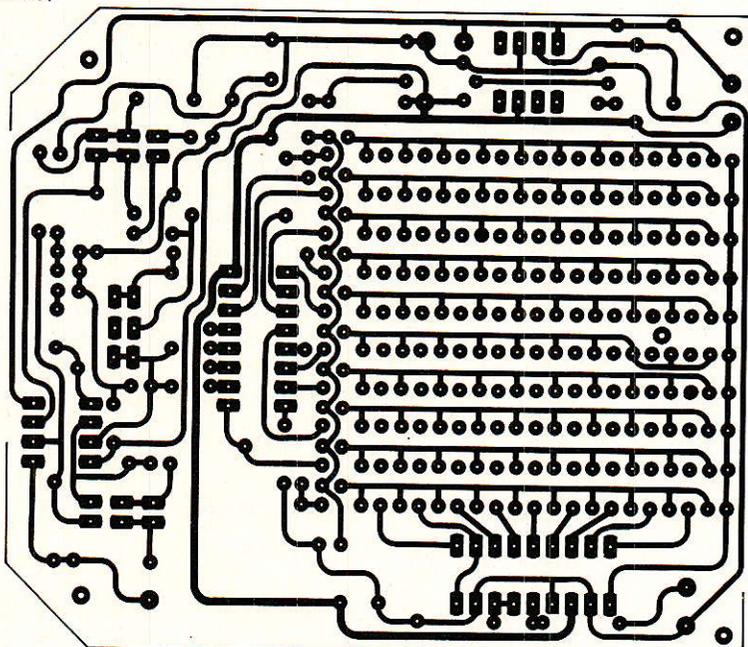
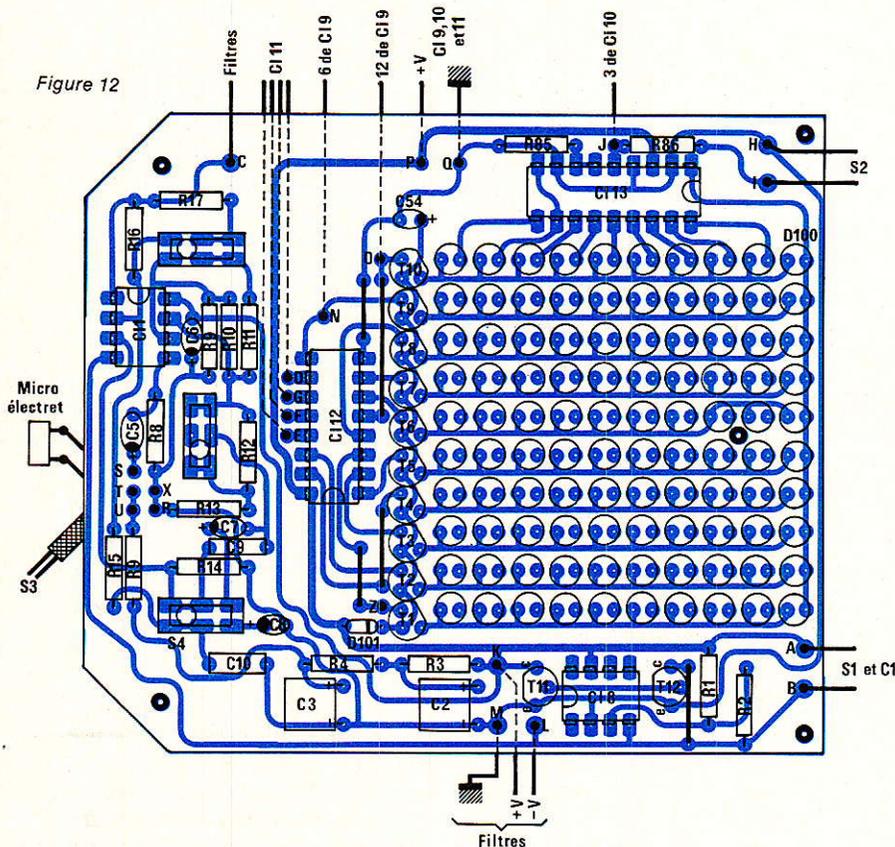


Figure 12



L'impédance de l'entrée ligne est de 100 kohms.

La consommation varie de 18 à 40 mA. Une pile alcaline peut donner plusieurs heures d'utilisation. Nous déconseillons l'emploi d'un

accu cadmium-nickel car sa tension nominale n'est que de 7,2 volts.

Sur les figures 2 et 11 sont repérés les points Y et Z, ils sont destinés au branchement éventuel d'un oscilloscope dans le but de visualiser les dix

bandes d'octave. On bénéficie d'un affichage uniforme de l'amplitude alors qu'elle est découpée en dix niveaux sur la matrice de LED. Toutefois, la caractéristique est linéaire et sans échelle au lieu d'être logarithmique.

Le point Y est à raccorder à l'entrée verticale de l'oscilloscope et le point Z à l'entrée synchro, ce qui implique la pose d'une connexion supplémentaire.

Réalisation du générateur de bruit rose

Le tracé des pistes du circuit imprimé du générateur est donné à la figure 16 et son implantation à la figure 17.

Le montage ne présente aucune difficulté. Le circuit est installé dans un coffret ESM de référence EM 14/05. L'interrupteur secteur S_1 , le témoin secteur D_1 et le potentiomètre de niveau R_{14} sont montés en façade.

Sur la face arrière, nous trouverons la prise cinch de sortie.

Le brochage des circuits intégrés employés dans l'analyseur et le générateur est donné à la figure 18.

Emploi du générateur de bruit rose et de l'analyseur

Deux types de mesures sont possibles, acoustiques avec le microphone et électriques par l'entrée ligne.

En commutant alternativement S_3 avec l'entrée ligne raccordée à l'une des sorties du préampli d'une chaîne Hi-Fi et le microphone de l'analyseur, on fera facilement la différence entre le signal original et le son reproduit dans le local. Ce qui devrait causer bien des surprises, les 20 à 20 000 Hz à ± 1 dB risquent bien de se transformer en 63 à 8000 ± 10 dB !

L'analyseur permet l'ajustage des égaliseurs graphiques des installations autoradio. A défaut de pouvoir brancher directement le générateur, enregistrer une cassette de bruit rose à domicile à partir du générateur, avec ou sans Dolby selon le cas. Passer ensuite cette cassette sur le lecteur auto-radio et procéder à l'ajustage correct de l'égaliseur.

Figure 13

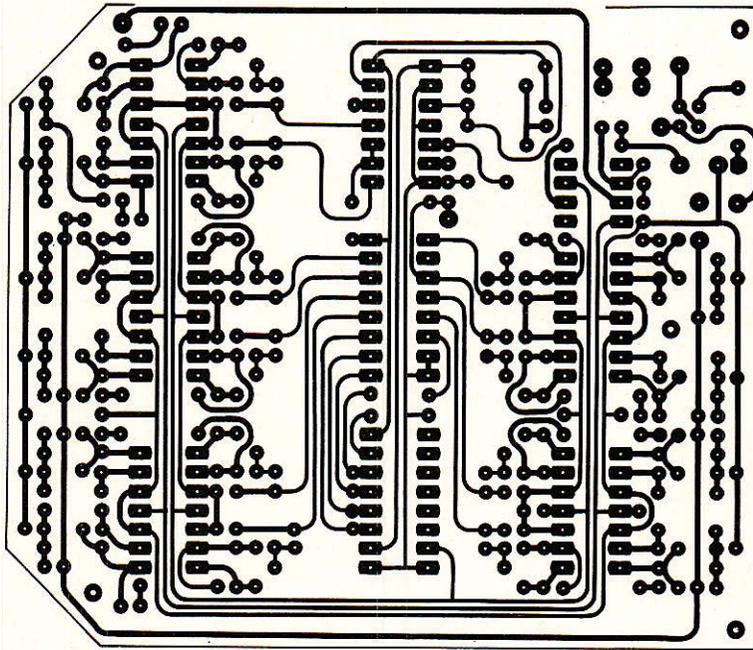
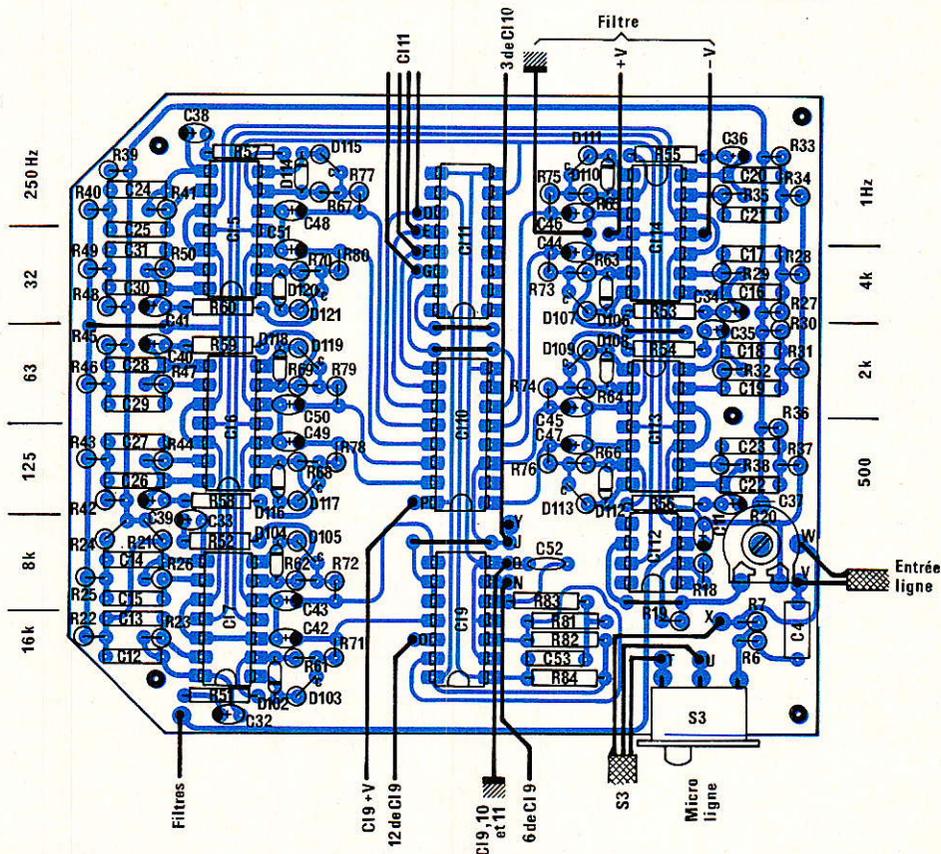


Figure 14



L'utilisation conjointe de l'analyseur et du générateur permet d'apprécier l'isolation phonique du local où est installé une chaîne Hi-Fi. Les enceintes reproduisant le bruit rose, l'évaluation de l'isolation phonique des portes et cloisons sera une chose aisée et d'autant plus valable que l'on disposera de dix bandes d'octave pour étudier les résultats.

Ces mesures démontreront l'aptitude des matériaux légers tels que la laine de verre et autres cartons à

œufs à améliorer l'isolation phonique d'un local. Ils n'influent que sur le temps de réverbération.

Une onde acoustique est atténuée lorsqu'elle cède de l'énergie dans un matériau le plus dense possible, en gros l'isolement acoustique est proportionnel au produit de la masse par la fréquence. C'est ce que l'on appelle la loi de masse. A cet égard, la lecture de « L'acoustique des bâtiments » de René Lehmann, dans la collection « Que sais-je ? » est très

instructive.

Les mesures électriques s'appliquent, par exemple, à la mise au point des magnétophones, avec réglage de l'azimut des têtes, contrôle de l'efficacité des réducteurs de bruit Dolby et autres.

L'analyseur se prête bien à la mesure et au dépannage des circuits B.F. Nous l'avons calibré de manière à ce que la diode LED la plus élevée en niveau sur l'échelle 100 dB corresponde à 0,775 volt sur l'entrée li-

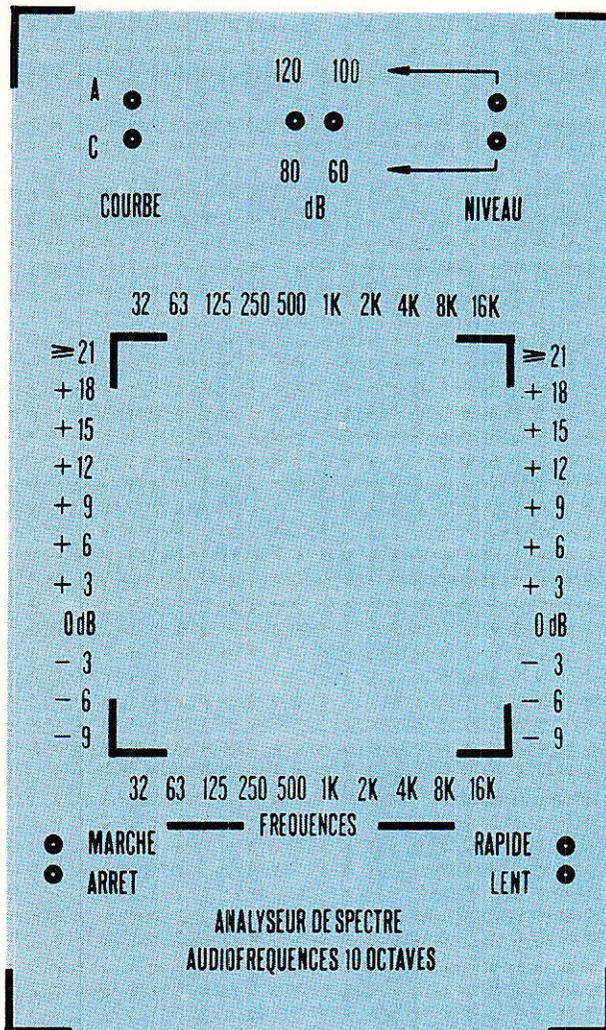


Figure 15

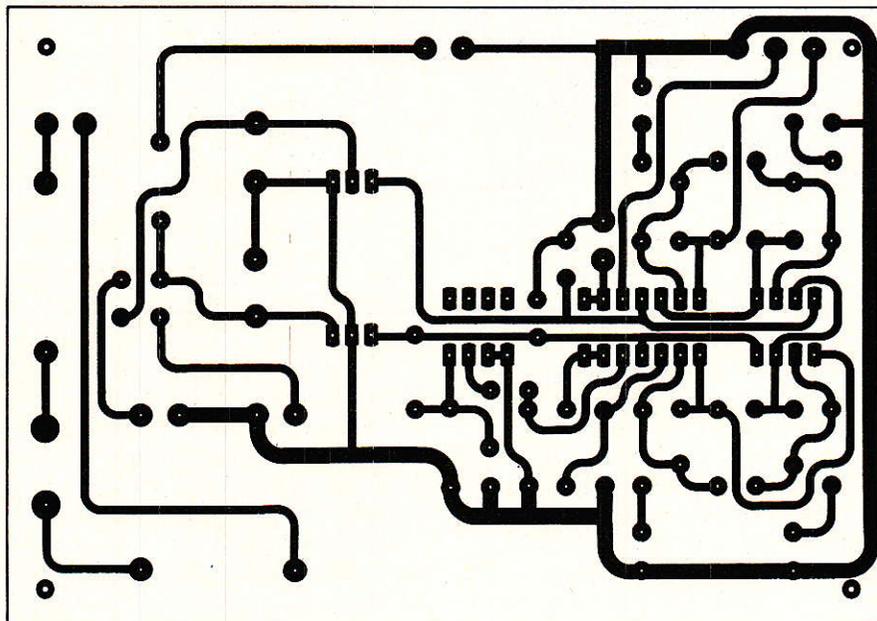


Figure 16

gne, ce qui donne - 27 dBm soit 35 mV pour la diode la plus basse.

Nous n'avons abordé que quelques aspects des applications possibles de cet analyseur par octave. Son usage démontrera qu'il ne s'agit pas d'un simple gadget ou d'un accessoire Hi-Fi, mais d'un outil particulièrement utile.

Philippe HIRAGA

Nomenclature

Résistances (5 %, 1/4 W)

R ₁ , R ₂ : 47 kΩ	R ₁₂ : 27 kΩ	} 1 %
R ₃ , R ₄ , R ₅ : 1 kΩ	R ₁₃ : 3 kΩ	
R ₆ : 91 kΩ	R ₁₄ : 47 kΩ	} 1 %
R ₇ : 13 kΩ	R ₁₅ : 3,6 kΩ	
R ₈ : 47 kΩ	R ₁₆ : 47 kΩ	} 1 %
R ₉ : 3,6 kΩ	R ₁₇ : 1,5 kΩ	
R ₁₀ : 47 kΩ	R ₁₈ , R ₁₉ : 47 kΩ	
R ₁₁ : 1,5 kΩ		
R ₂₀ : 10 kΩ ajustable, pas de 2,54 mm		
R ₂₁ , R ₂₂ : 4,7 kΩ (4,68 kΩ)		
R ₂₃ : 18 kΩ (18,76 kΩ)		
R ₂₄ , R ₂₅ : 12 kΩ (11,72 kΩ)		
R ₂₆ : 47 kΩ (46,89 kΩ)		
R ₂₇ , R ₂₈ : 5,1 kΩ (5,02 kΩ)		
R ₂₉ : 20 kΩ (20,46 kΩ)		
R ₃₀ , R ₃₁ : 6,8 kΩ (6,86 kΩ)		
R ₃₂ : 27 kΩ (27,44 kΩ)		
R ₃₃ , R ₃₄ : 7,5 kΩ (7,50 kΩ)		
R ₃₅ : 30 kΩ (30,01 kΩ)		
R ₃₆ , R ₃₇ : 10 kΩ (10,23 kΩ)		
R ₃₈ : 39 kΩ (40,92 kΩ)		
R ₃₉ , R ₄₀ : 20 kΩ (20,46 kΩ)		
R ₄₁ : 82 kΩ (81,84 kΩ)		
R ₄₂ , R ₄₃ : 27 kΩ (27,28 kΩ)		
R ₄₄ : 110 kΩ (109,1 kΩ)		
R ₄₅ , R ₄₆ : 39 kΩ (38,31 kΩ)		
R ₄₇ : 150 kΩ (153,2 kΩ)		
R ₄₈ , R ₄₉ : 43 kΩ (43,92 kΩ)		
R ₅₀ : 180 kΩ (175,6 kΩ)		
R ₅₁ : 180 kΩ		
R ₅₂ : 200 kΩ		
R ₅₃ à R ₆₀ : 240 kΩ		
R ₆₁ à R ₇₀ : 470 kΩ		
R ₇₁ à R ₈₀ : 2,2 kΩ		
R ₈₁ : 100 kΩ		
R ₈₂ : 22 kΩ		
R ₈₃ : 470 kΩ		
R ₈₄ : 22 kΩ		
R ₈₅ : 510 Ω		
R ₈₆ : 10 kΩ		

Condensateurs

C ₁ : 1000 μF / 16 volts électrochimique
C ₂ , C ₃ : 220 μF / 16 volts électrochimique
C ₄ : 0,47 μF MKH
C ₅ : 10 μF / 16 volts tantale
C ₆ : 22 μF / 16 volts tantale
C ₇ : 2,2 μF / 16 volts tantale

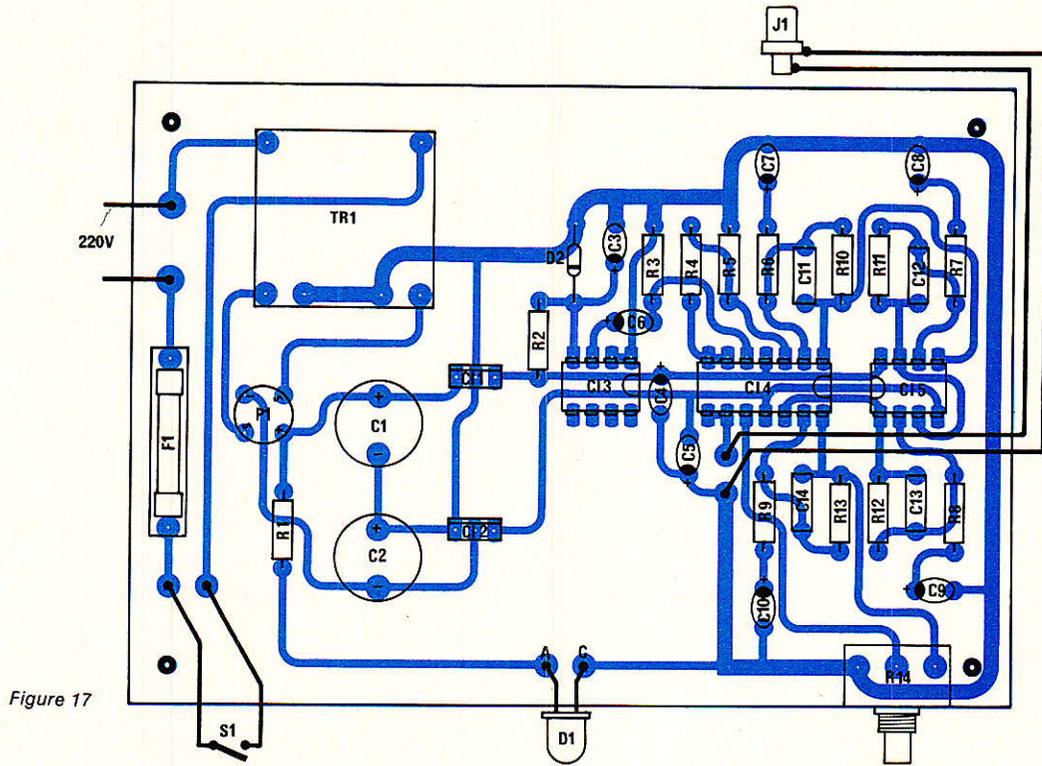


Figure 17

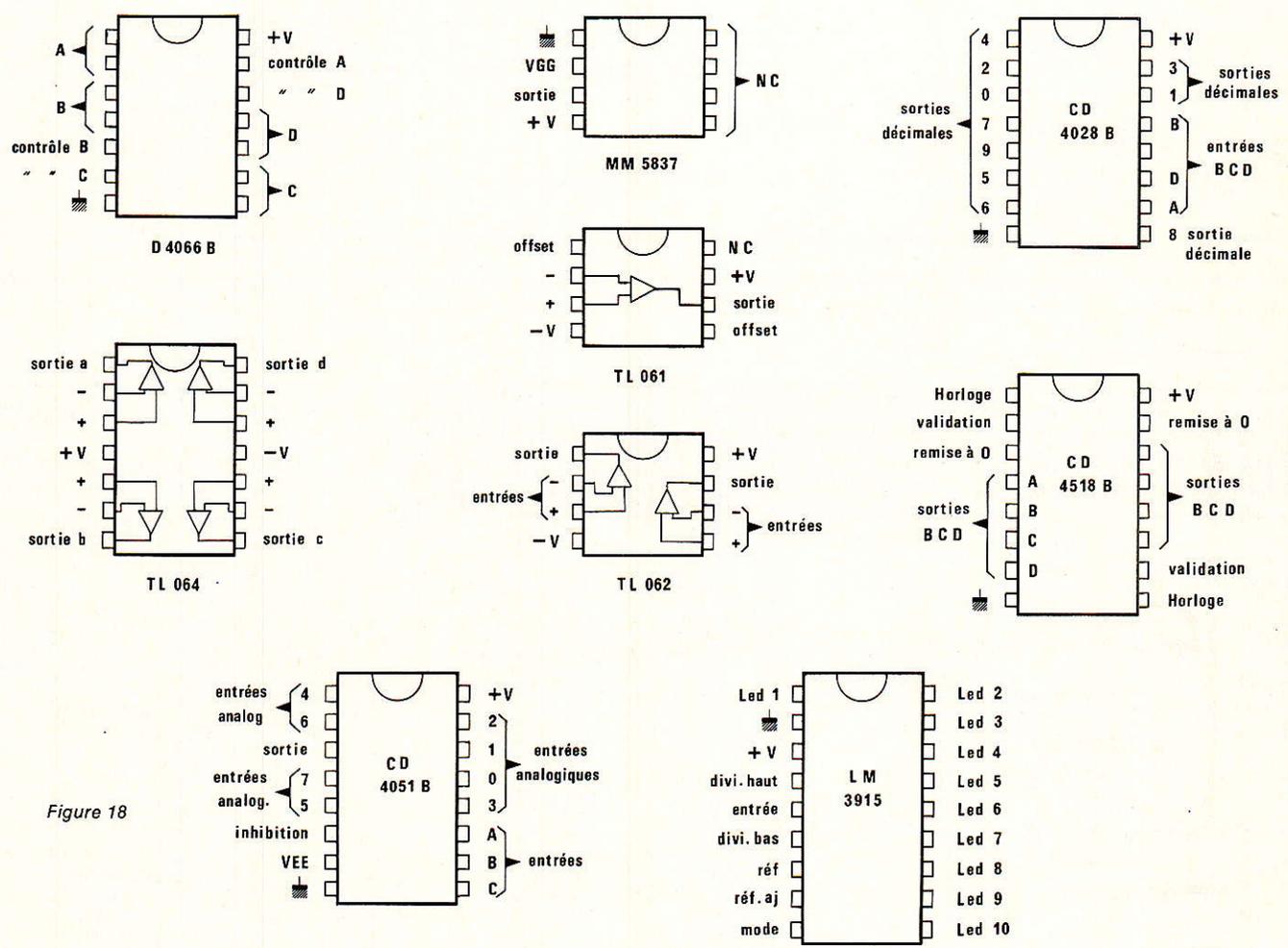


Figure 18

Réalisation

C₈: 22 µF/16 volts tantale
 C₉: 10 nF MKH
 C₁₀: 100 nF MH
 C₁₁: 22 µF/16 volts tantale
 C₁₂, C₁₃: 1,5 nF MKH
 C₁₄, C₁₅: 1,2 nF MKH
 C₁₆, C₁₇: 5,6 nF MKH
 C₁₈, C₁₉: 8,2 nF MKH
 C₂₀, C₂₁: 15 nF MKH
 C₂₂, C₂₃: 22 nF MKH
 C₂₄, C₂₅: 22 nF MKH
 C₂₆, C₂₇: 33 nF MKH
 C₂₈, C₂₉: 47 nF MKH
 C₃₀, C₃₁: 82 nF MKH
 C₃₂ à C₄₁: 0,47 µF/16 volts tantale
 C₄₂, à C₅₁: 3,3 µF/16 volts tantale
 C₅₂: 100 pF céramique
 C₅₃: 2,7 nF MKH
 C₅₄: 22 nF/16 volts tantale

Circuits intégrés

CI₁: TL 062 CN
 CI₂: TL 061 CP
 CI₃ à CI₇: TL 064 CN
 CI₈: TL 061 CP
 CI₉: CD 4066 B
 CI₁₀: CD 4051 B
 CI₁₁: CD 4518 B
 CI₁₂: CD 4028 B
 CI₁₃: LM 3915 N

Transistors

T₁ à T₁₀: BC 168 A ou équivalent
 T₁₁: B 237A ou équivalent
 T₁₂: BC 307A ou équivalent

Diodes

D₁ à D₁₀₀: LED Ø 3 mm
 D₁₀₁ à D₁₂₁: 1N 4148

Analyseur

Divers

2 circuits imprimés
 Coffret PAC-TEC référence HP Batt 9V
 Face avant Scotchcal
 Micro électrets (voir texte)
 2 jacks femelle Ø 3,5 mm
 S₁ à S₆: commutateurs à glissière
 Connecteur pour pile 9 volts
 Fil blindé 1 conducteur 5 cm
 Fil blindé 2 conducteurs 20 cm
 2 vis Parker 20 mm
 1 vis Parker 10 mm
 2 vis et écrous 3 × 20 mm
 4 entretoises 10 mm plastique

Générateur de bruit rose

Diodes

P₁: Pont de diodes 1,5 A/50 volts
 D₁: LED 3 mm
 D₂: Diode zener 10 volts/400 mW

Condensateurs

C₁, C₂: 1000 µF/25 volts électrochimique

C₃ à C₅: 22 µF/25 volts électrochimique
 C₆: 1 µF/16 volts tantale
 C₇ à C₁₀: 22 nF/25 volts électrochimique
 C₁₁: 470 nF MKH
 C₁₂: 47 nF MKH
 C₁₃: 4,7 nF MKH
 C₁₄: 470 pF céramique

Résistances (5 %, 1/4 W)

R₁, R₂: 1,2 kΩ
 R₃: 1 MΩ
 R₄: 56 kΩ
 R₅ à R₉: 10 kΩ
 R₁₀ à R₁₃: 22 kΩ
 R₁₄: potentiomètre 10 kΩ log

Semi-conducteurs Circuits intégrés

CI₁: 7815 régulateur
 CI₂: 7915 régulateur
 CI₃: MM 5837
 CI₄: TL 084 CN
 CI₅: TL 082 CN

Divers

Circuit imprimé
 Transfo 2 × 15 volts 3 VA
 Porte fusible et fusible 25 mm 0,5 A
 Inverseur 1 circuit 2 positions
 Coffret ESM référence EM 14/05
 Bouton pour potentiomètre Ø 6 mm
 Fil blindé 1 conducteur 10 cm
 Embase cinch femelle

PRODUITS PROFESSIONNELS
 RTC, INTERSIL, NEC, MOTOROLA
 ROCKWEL, G. ELECTRIC, G. INSTRUM.
 Un aperçu de nos tarifs... Comparez

D R T M
 66 rue Dedieu - 69100 VILLEURBANNE
 Tél. : 78.52.26.64

VENTE PAR CORRESPONDANCE
 Forfait port : 35 F
REGLEMENT A LA COMMANDE
 CONDITIONS SPECIALES PAR QUANTITE

ROCKWEL	RTC	TTL-74 LS (RTC)	74 LS	QUARTZ	C.MOS 4000	C. MOS 4500
6502 P 55 F	LM 317 14 F	00, 01, 02 2 F	155/56/57 5 F	1.8432 Mhz 40 F	00, 01, 02 2,30 F	01, 02 4,80 F
65C02 P 75 F	LM 339 12 F	05, 08, 09 2 F	162/63/64 5 F	2.000 Mhz 35 F	07 2,30 F	03 6,00 F
6520 P 65 F	MEA 8000 75 F	10, 11 3 F	165, 166 11 F	2.4576 Mhz 25 F	11, 12, 13 2,70 F	11, 12 4,80 F
6522 P 55 F	NE 567 15 F	20, 21 3 F	168, 169 8 F	3.2768 Mhz 18 F	14, 15 5,00 F	20, 28 5,00 F
6532 P 80 F	NE 570/71 49 F	22, 28 5 F	173/74/75 5 F	3.5795 Mhz 18 F	17, 18, 19 5,00 F	32 5,30 F
6545 P 80 F	TCA 660b 30 F	26, 27, 30 3 F	190, 191 10 F	4, 5, 6 Mhz 18 F	20, 21, 22 6,00 F	38, 41 6,20 F
6551 P 60 F	TDA 1034 29 F	32, 33, 37 3 F	192, 193 7 F	8.000 Mhz 18 F	23 2,70 F	43, 55 5,30 F
6765 = 8272 = UPD765 110 F	TDA 2593 24 F	47, 48, 49 11 F	194, 195 7 F	8.8672 Mhz 23 F	24, 27, 28 4,90 F	55, 56 5,30 F
VERSION A + 15 %	TDA 2595 35 F	51, 54 3 F	196/97, 221 10 F	11, 12 Mhz 18 F	30 3,50 F	84, 85 9,00 F
MOTOROLA	TDA 3565 60 F	73, 74, 75 4 F	240/41/42 8 F	15, 16 Mhz 18 F	35 5,00 F	TRANSISTORS
6802 P 35 F	TDA 4580 35 F	78, 83, 85 6 F	243/44/45 8 F	RÉSISTANCES	40, 41, 42 6,00 F	BC 237b 2 F
6809 P 65 F	TDA 7000 23 F	86, 90 4 F	247/48/49 12 F	Multi-Tours 8 F	43, 44, 46 5,50 F	BC 307b 2 F
6821 P 20 F	C.I DIVERS	91 9 F	251, 259 8 F	1 W 1 F	47, 49, 50 4,50 F	BC 337 2 F
6840 P 40 F	TL071/72 11 F	92, 93 4 F	253/57/58 5 F	Réseau 1 x 8 5 F	51, 52, 53 5,40 F	BC 548b 2 F
6844 P 120 F	TL074/82 15 F	95, 96 6 F	260, 266 4 F	1/4 W 0,15 F	60 5,50 F	BC 549b 2 F
6845 P 85 F	ULN 2803 24 F	107, 109 4 F	273, 279 8 F	1/2 W 0,30 F	66 3,40 F	BC 558b 2 F
6860 P 160 F	MEM. NEC	112, 113 3 F	283/90/93 8 F	SUPPORTS C.I (TULIPE)	68 3,00 F	2N 3904 3 F
6875 L 140 F	2716 42 F	114 9 F	295, 98 8 F	Le point 0,25 F	69, 71, 72 3,00 F	2N 3906 3 F
68705 P 250 F	2764 65 F	122, 123 9 F	322, 323 33 F	8 b 2,00 F	73, 75 2,50 F	CONNECTEURS
1488/89 11 F	27C64 100 F	125, 126 4 F	352, 353 9 F	14 b 3,50 F	77, 78 2,90 F	PERITEL 17 F
1496 15 F	27128 56 F	132, 133 6 F	363, 364 11 F	18 b 4,50 F	81, 82, 85 3,00 F	CENTRONICS
G.I	4164/15 18 F	136 4 F	365/66/67 4 F	20 b 5,00 F	93 3,00 F	Soude métal 45 F
AY3 1015 80 F	41256 55 F	138, 139 5 F	368, 375 5 F	28 b 7,00 F	99 9,50 F	Serti plast. 55 F
AY3 1350 90 F	6116 55 F	151, 153 5 F	373, 374 8 F	40 b 10,00 F	106 3,00 F	CANON X9 10 F
		154 8 F	378 8 F		160, 174 6,30 F	X25 21 F
			379 13 F		192, 193 6,50 F	

Réponse d'un haut-parleur à l'échelon de tension

RADIO-PLANS a déjà publié un certain nombre de programmes sur ZX 81 concernant le haut-parleur. Il manque à cette liste la courbe de réponse courant à un échelon de tension. En effet, pour tracer une telle courbe, il faut pouvoir obtenir une ligne continue en haute définition.

Le SPECTRUM se prête particulièrement bien à cette tâche. Par ailleurs, cette courbe d'intensité fonction du temps est la plus complexe de la série.

L'article contient un cliché qui est celui d'un haut-parleur réel, ce qui permet une comparaison qualitative. Cliché ou tracé, la réponse comporte trois zones différenciées de régimes transitoires, liées aux phénomènes électriques et à ceux de déplacement du diaphragme.

L'étude qui suit comporte la mise en équation du système, l'examen du programme Basic sur SPECTRUM et l'analyse des résultats.

Rappels

Il est de règle, dans l'étude mathématique des systèmes électromécaniques, d'en faire une représentation équivalente à partir de laquelle les calculs sont immédiats et simplifiés. Le modèle choisi (il en est d'autres) utilise les analogies suivantes :

- frottements mécaniques = résistances électriques
- éléments élastiques, ressorts = inductances
- masses ou inerties = condensateurs électriques

Cette dernière analogie s'explique par le fait qu'un condensateur chargé ou une masse en mouvement conservent leur énergie, même en étant isolé de tout système. Les éléments de nature électrique, résistances ou inductances, gardent

leurs symboles. Compte-tenu de ces observations, le schéma représentant le système électromécanique associé au haut-parleur est donné en figure 1.

Ce schéma est caractérisé par deux circuits :

a) 3 éléments en parallèle R_M , L_M , C_M qui simulent les paramètres mécaniques.

b) 2 éléments en série R_{SCC} , L_{BM} qui sont la résistance et l'inductance de la bobine. (Voir aussi « Le Haut-Parleur » N° 1702)

N.B. : Nous réservons l pour longueur dans B_l et L pour le coefficient d'auto-induction.

Entre paramètres mécaniques et valeurs électriques, nous appliquons les relations suivantes :

$$R_M = (B_l)^2 / R_{MS}$$

$$C_M = M_{MD} / (B_l)^2$$

$$L_M = (B_l)^2 / C_{MS}$$

B_l , R_{MS} , M_{MD} , C_{MS} sont des données du constructeur ou des valeurs mesurées. Dans le programme, un paragraphe est consacré aux paramètres à introduire. (voir figure 2).

L'étude des réponses des systèmes ayant comme sollicitation un signal en forme d'échelon est facilitée par le calcul opérationnel où « p » sert d'opérateur. Dans ce contexte, on a :
Résistances : R
Réactances de capacité : $1 / C_p$
Réactances inductives : L_p

Mise en équation de la réponse

Elle correspond aux calculs à effectuer sur un circuit tel que représenté figure 1.

Par ailleurs, on introduit les deux constantes suivantes :

Constante pulsatoire mécanique :

$$\tau_o = M_{MD} \times C_{MS}$$

Constante de temps bobine :

$$\tau_m = L_{BM} / R_{SCC}$$

et le coefficient d'amortissement :

$$\zeta = \frac{R_{MS}}{2} \times \frac{C_{MS}}{M_{MD}}$$

L'équation du courant sous forme opérationnelle est alors :

$I(p) = A \times B(p)$ avec

$$A = \frac{U}{R_{SCC}} \quad \text{et}$$

$$B(p) = \frac{\tau_o^2 p^2 + 2 \zeta \tau_o p + 1}{\tau_m \tau_o p^3 + \left(2 \zeta \frac{\tau_m}{\tau_o} + 1\right) \tau_o p^2 + \left(2 \zeta \tau_o + \frac{(B_l)^2}{R_{SCC}} C_{MS} + \tau_m\right) p + 1}$$


```

1110 LET Q=4*M*M*M+27*N^2
1120 IF Q=0 THEN GO TO 8100
1130 IF PEEK 23983<>72 THEN GO TO 8100
1140 LET FI=ACS(-(3/ABS M)+1.5
)^(N/2))
1150 LET U1=(2/SQR 3)*(SQR ABS M
)
1160 LET X1=-(U1*(COS (FI/3))-(a
1/3))*1000
1170 LET X2=-(U1*(COS (FI/3+(2*P
I/3)))-(a1/3))*1000
1180 LET X3=-(U1*(COS (FI/3+(4*P
I/3)))-(a1/3))*1000
1190 IF X1<X2 AND X1<X3 THEN GO
TO 1220
1200 IF X2<X1 AND X2<X3 THEN GO
TO 3230
1210 IF X3<X1 AND X3<X2 THEN GO
TO 8230
1220 LET a1=(2*AM*TZ-1/X1-TZ^2*X
1)/(1/X3+1/X2-X1/(X2*X3)-1/X1)
1240 LET b1=(TZ^2-a1/(X2*X3))*X1
1260 LET c1=1-a1
1290 CLS
1300 FOR X=1 TO 255
1310 LET t=X/2550
1320 GO SUB 8300
1330 LET I=I0*1000
1335 IF I>165 THEN GO TO 8400
1340 PLOT X,I+9
1350 NEXT X
1360 PRINT AT 20,0;"

```

```

1450 LET t=X/127500
1460 GO SUB 8300
1470 LET I=I0*1000
1480 PLOT X,I+9
1490 NEXT X
1495 PRINT AT 22-(INT (I+10)/8),
26;"A"
1500 PRINT AT 1,7;"Echelon TENSI
ON",AT 2,12;"U=";U
1520 PRINT AT 0,8;A#
1530 FOR X=0 TO 126 STEP 3
1540 PLOT X,92
1550 NEXT X
1560 FOR Y=10 TO 92 STEP 3
1570 PLOT 126,Y
1580 NEXT Y
7990 STOP
8000 PRINT AT 6,20;"",AT 9,20;
",AT 12,20;"",AT 15,20;"";
AT 18,20;"",AT 21,20;"";
8010 RETURN
8100 PRINT AT 10,10;"IMPOSSIBLE"
8105 PAUSE 10
8110 CLS
8120 GO TO 8100
8200 LET Y1=X1 AND Y2=X2
8210 LET X1=Y2 AND X2=Y1
8220 GO TO 1220
8230 LET X3=Y3 AND X1=Y1
8240 LET X1=Y3 AND X3=Y1
8250 GO TO 1220
8300 LET I0=U/R*(a1*(1-EXP -(t*X
1))+b1*((EXP -(t*X2))-(EXP -(t*X
3)))/(1/X2-1/X3)+c1*(1+((1/X3)*
EXP -(t*X3))-(1/X2)*(EXP -(t*X2)
))/(1/X2-1/X3))
8310 RETURN
8400 CLS
8410 PRINT AT 10,8;"ECHELON TROP
GRAND"
8420 PAUSE 250
8430 LET U=.8*U
8440 GO TO 1250
9030 REM "NO COPYRIGHT R.S."

```

```

1370 PRINT AT 19,14;"1mS"
1380 FOR Y=0 TO 175
1390 PLOT 0,Y
1400 NEXT Y
1410 PRINT AT 21,0;"0",AT 21,15;
"50",AT 21,29;"100"
1420 PRINT AT 19,30;"mS"
1430 PRINT AT 15,0;"50",AT 0,1;
"I(MA)",AT 5,0;"150"
1440 FOR X=1 TO 220

```

Application d'un échelon de tension

Tous les haut-parleurs ne travaillant pas dans des systèmes bouclés n'ont que leur tension bobine pour fonctionner, aucune correction n'intervient sur le diffuseur proprement dit. L'application d'un échelon de tension laissera prévoir l'évolution du courant même à des gradients de tension plus lents. L'échelon présente le gradient maximal existant.

Les boucles de contre-réaction de tension ont un effet interne sur l'amplificateur mais n'apportent rien aux haut-parleurs. Nous verrons ultérieurement qu'une boucle courant à action spécifique, c'est-à-dire tenant compte des paramètres du système électromécanique réel, corrige des défauts inhérents au dispositif : résonance, variations d'impédance.

Le calcul des boucles asservies est grandement simplifié par l'ordinateur. Ce programme, qui est cette fois-ci le dernier sur les réponses de haut-parleurs, n'est pas forcément le dernier en matière de boucle.

Programme Basic de la réponse à l'échelon de tension

Le programme a été vérifié avant et après copie sur imprimante. Donc l'introduction tel quel du listing conduit au résultat cherché.

La figure 2, contenue dans le programme, donne la liste des paramètres à connaître. Ces quantités sont données par les constructeurs, elles n'ont rien de secret. Elles peu-

vent aussi se mesurer. Ici, nous donnons, comme à l'accoutumée, des valeurs de haut-parleurs « AU-DAX ».

Le programme contient in situ les valeurs initiales du modèles HIF 30 dont la fiche est jointe en figure 6. Pour ce modèle, introduire les données littérales : M_m, C, RM,... ou les nouvelles données en chiffres dans les autres cas.

Quelle est la valeur de l'échelon de tension ? A priori, elle est quelconque, mais il faut que l'épure reste

DONNEES A INTRODUIRE :

```

MASSE MOBILE : Mm en Kg
=====
COMPLIANCE : C en M/M
=====
FROTTEMENT MECAN. : RM en Kg/S
=====
FACTEUR de FORCE : Bl en N/A
=====
RESIST. en CONTINU : R en OHMS
=====
INDUCTANCE BOBINE : L en HENRY
=====

```

Figure 2

```

Introduire : Mm=.0252
Introduire : C=.0019
Introduire : RM=0.98
Introduire : B(=9.51
Introduire : R=5.3
Introduire : L=.00087
Valeur de l'Echelon:
(1 Volt environ) U=1
Modele H.P.: AUDAX HIF 30
    
```

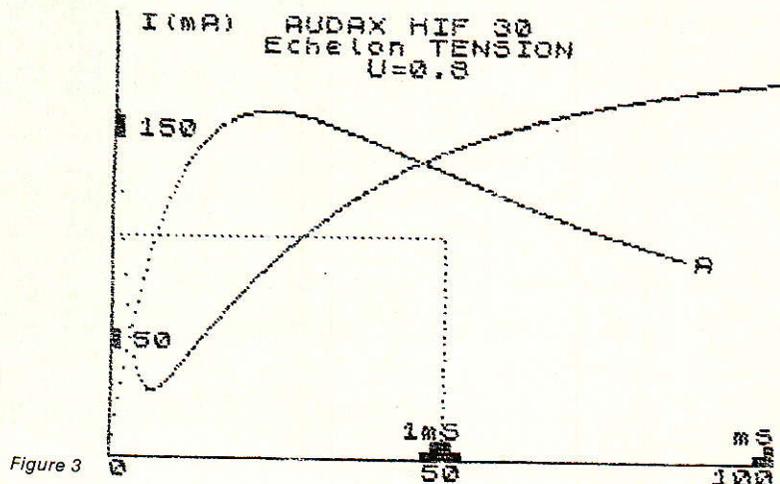


Figure 3

sur l'écran. Cette valeur est de 1 volt au départ. Au cas où cette quantité est trop forte (sortie d'épure), le tracé de la courbe repart avec une quantité réduite de 0,8. Sur le graphique apparaîtra la dernière valeur retenue, éventuellement différente de celle introduite.

La ligne « modèle H.P. » appelle une chaîne de caractères qui sera reproduite sur le diagramme calculé.

De façon à placer l'échelle sous l'axe horizontal, les ordonnées sont translattées de 9 divisions : ligne 1340 et 1480.

Cette échelle dispose de deux graduations. En effet, le début de la courbe comporte un régime subtransitoire très rapide, qui est repris dans un deuxième temps avec une graduation différente. Le résultat des calculs conduit à deux courbes, la courbe pointée A correspond à la graduation de 1 milliseconde. Le pointillé est la référence 100 mA et 1 ou 50 ms.

Le sous-programme de calcul des valeurs du tracé se trouve à la ligne

8300. Des modifications d'échelle peuvent être introduites en ligne 1310. Pour un étalement sur 20 ms, remplacer 2550 par 12750 et 50 par 10, 100 par 20 dans la ligne 1410. La figure 4, qui concerne un haut-parleur à réponse plus rapide, justifie le changement d'abscisses, effectué figure 5.

Les figures 6 et 7 donnent des tableaux dans lesquels nous avons pris les paramètres qui ont servi d'exemples. Ces fiches très complètes sont fournies par AUDAX.

Examen des courbes obtenues

Le déplacement du diaphragme est un effet tertiaire de l'application d'une tension sur l'enroulement de la bobine mobile d'un haut-parleur. L'émission d'un son est seulement la quatrième étape, nous ne l'aborderons pas ici.

Le premier phénomène produit à

l'application de l'échelon de tension est une montée subtransitoire du courant de forme exponentielle, ayant une constante de temps sensiblement égale à la constante de temps de la bobine mobile : partie ascendante de la courbe A; c'est dans cette zone qu'existe une primo-évolution différente lorsque le noyau intérieur est chapeauté par une pièce de cuivre.

Pendant cette montée, la bobine est immobile. Les temps mesurés ici varient de 0,37 ms (figure 3) à 0,24 ms (figure 4). Les signaux appliqués au haut-parleur dont la rapidité d'évolution est supérieure à ces temps ne sont pas reproduits.

La constante de temps électrique s'obtient en appelant X3. Elle est à rapprocher de la constante de temps bobine τ_m soit T_m du programme.

L'étape suivante, première inflexion de la courbe, est la mise en mouvement instantanée du diaphragme sous l'action du surcourant précédent, courant qui a crû jusqu'au décollage de l'équipage mobile et qui se met à diminuer en

```

Introduire : Mm=.01756
Introduire : C=.0017
Introduire : RM=1.92
Introduire : B(=7.02
Introduire : R=6.5
Introduire : L=.000695
Valeur de l'Echelon:
(1 Volt environ) U=0.8
Modele H.P.: AUDAX HIF17H5
    
```

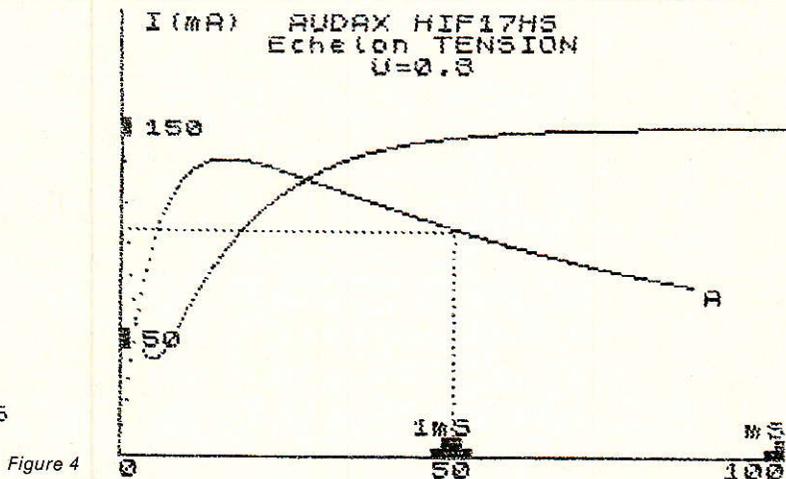


Figure 4

raison de l'apparition d'une f.c.e.m.. La force motrice agissant sur la bobine : $(B) \times I$ passe par un minimum.

La constante de temps qui fait principalement sentir son action dans cette partie est obtenue en appelant X_2 .

On considère ici que la constante de temps bobine est complètement annihilée. Dans le cas par exemple de la figure 3, il s'est écoulé un temps égal 66 fois la constante de temps bobine : la courbe commence à évoluer sur son dernier régime transitoire.

L'action retardatrice de la bobine (d'origine électrique), dans le cas concerné, est tout à fait minime. Elle le sera moins dans le cas des tweeters, la masse inertielle étant beaucoup plus faible.

La dernière partie de la courbe, avant le régime établi, est une montée sensiblement exponentielle où l'action de la constante de temps de primo-déplacement s'efface progressivement. La constante de temps de cette partie de courbe est essentiellement d'origine mécanique : inertie de la partie mobile et élasticité de la suspension. Pour connaître la valeur de cette grosse constante de temps, appeler X_1 .

En comparant les courbes des figures 3 et 4, on notera l'importante différence de vitesse de montée du courant et la différence des masses mobiles en présence. La valeur finale du courant dans l'enroulement, qui vérifie que le calcul est correct, doit être égale à :

$$I_{\text{final}} = U_{\text{échelon}} / R_{\text{SCC}}$$

Sur le plan électrique, les signaux, dont la dérivée par rapport au temps présente une pente supérieure à celle de l'origine de l'exponentielle finale, apportent une atténuation de courant.

En définitive, le courant qui parcourt la bobine et qui est à l'origine directe de la force motrice agissant sur le diaphragme, ainsi que la tension qui est appliquée aux bornes d'un haut-parleur électrodynamique n'ont qu'un rapport assez lointain et en tout cas complexe.

En utilisant un système bouclé en courant, on procède déjà à l'élimination de l'étape intermédiaire tension \rightarrow courant. De plus, une telle boucle bien calculée pallie d'autres imperfections inhérentes à la conception ad hoc du haut-parleur.

René SCHERER

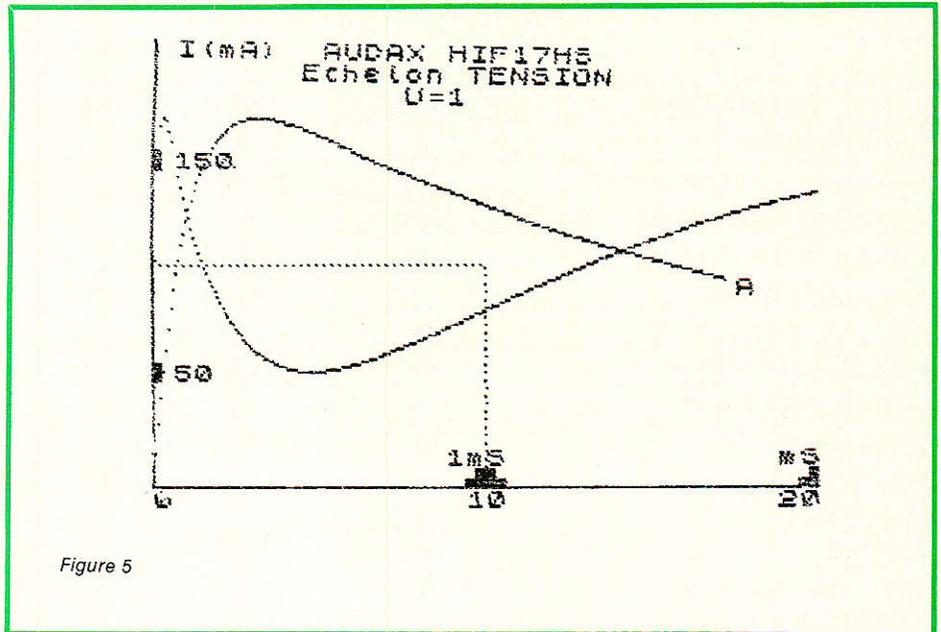


Figure 5

Figure 6

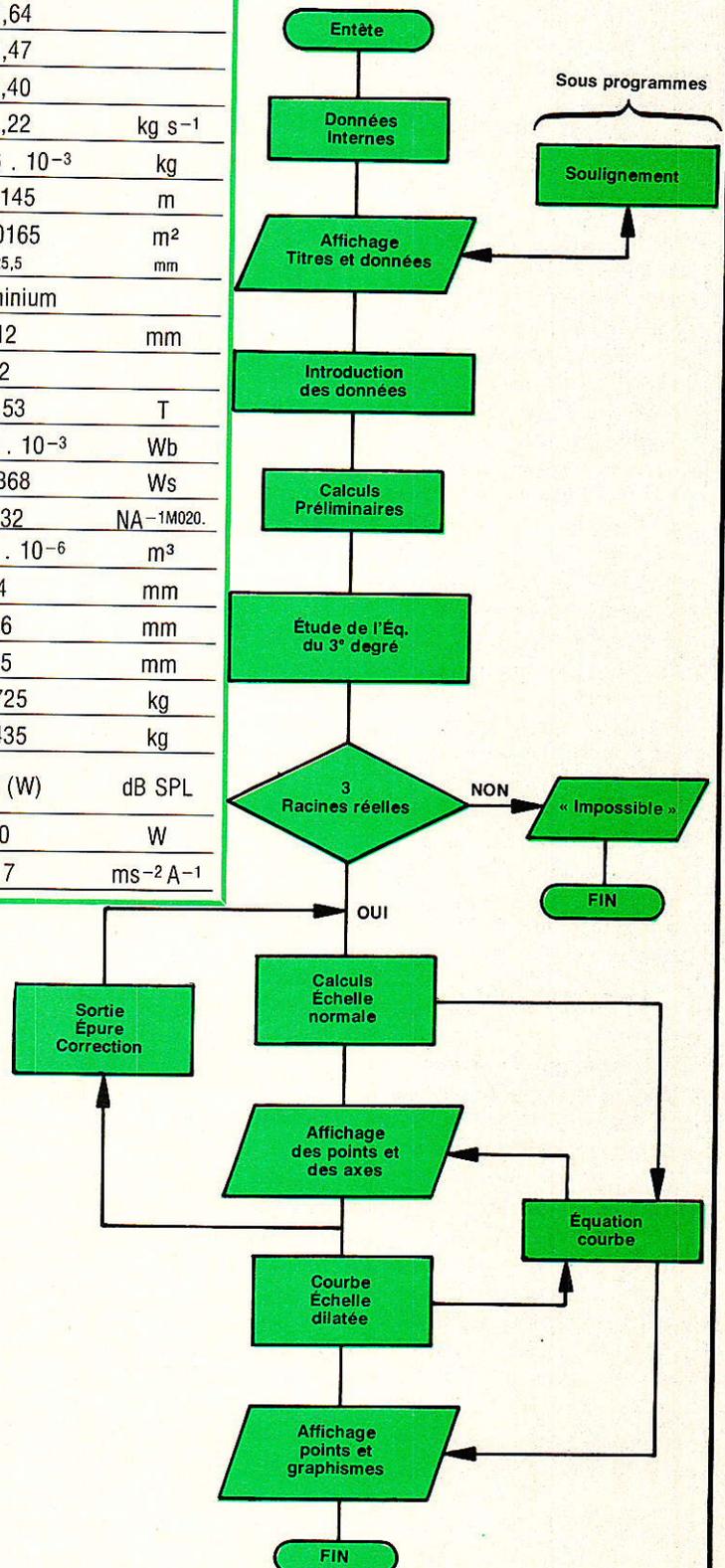
HIF 30 HSM C 2 CA 14 30 cm - 12"

SPÉCIFICATIONS	SYMBOLE	VALEUR	UNITÉ
Impédance nominale	Z	8	Ω
Module minimal de l'impédance	Z_{min}	6,3 @ 200 Hz	Ω
Résistance au courant continu	R_{SCC}	5,3	Ω
Inductance de la bobine mobile	$L_{\text{BM 870}}$	μH	
Fréquence de résonance	f_s	19 ± 3	Hz
Compliance de la suspension	C_{MS}	$1,9 \cdot 10^{-3}$	mN^{-1}
Facteur de qualité mécanique	Q_{MS}	4,43	
Facteur de qualité électrique	Q_{ES}	0,29	
Facteur de qualité total	Q_{TS}	0,27	
Résistance mécanique	R_{MS}	0,98	kg s^{-1}
Masse mobile	M_{MD}	$36,2 \cdot 10^{-3}$	kg
Diamètre émissif de la membrane	D	0,26	m
Surface émissive de la membrane	S_D	0,0530	m^2
Diamètre de la bobine mobile	d	34,6	mm
Nature du support de la bobine		Aluminium	
Hauteur du bobinage	h	14	mm
Nombre de couche du bobinage	n	2	
Induction dans l'entrefer	B	1,27	T
Flux dans l'entrefer	Φ	$0,828 \cdot 10^{-3}$	Wb
Énergie magnétique du moteur	W	0,489	Ws
Facteur de force du moteur	BL	9,61	NA^{-1}
Volume de l'entrefer	V_E	$0,762 \cdot 10^{-6}$	m^3
Hauteur de l'entrefer	H_E	6	mm
Diamètre de l'aimant ferrite	$\varnothing A$	96	mm
Hauteur de l'aimant	B	25	mm
Masse de l'aimant		0,725	kg
Masse du haut-parleur		2,2	kg
Niveau d'efficacité caractéristique 1 W Bruit rose pondéré	η	95 (W)	dB SPL
Puissance nominale		60	W
Facteur d'accélération	Γ	265	$\text{ms}^{-2} \text{A}^{-1}$

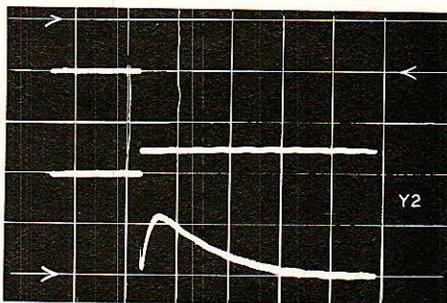
HIF 17 HS 17 cm- 6 1/2"

SPÉCIFICATIONS	SYMBOLE	VALEUR	UNITÉ
Impédance nominale	Z	8	Ω
Module minimal de l'impédance	Z _{min}	8 @ 200 Hz	Ω
Résistance au courant continu	R _{scc}	6,5	Ω
Inductance de la bobine mobile	L _{BM}	62	μH
Fréquence de résonance	f _s	29 \pm 5	Hz
Compliance de la suspension	C _{MS}	1,7 . 10 ⁻³	mN ⁻¹
Facteur de qualité mécanique	Q _{MS}	2,64	
Facteur de qualité électrique	Q _{ES}	0,47	
Facteur de qualité total	Q _{TS}	0,40	
Résistance mécanique	R _{MS}	1,22	kg s ⁻¹
Masse mobile	M _{MD}	17,56 . 10 ⁻³	kg
Diamètre émissif de la membrane	D	0,145	m
Surface émissive de la membrane	S _D	0,0165	m ²
¹¹ Diamètre de la bobine mobile	d	25,5	mm
Nature du support de la bobine		Aluminium	
Hauteur du bobinage	h	12	mm
Nombre de couche du bobinage	n	2	
Induction dans l'entrefer	B	1,53	T
Flux dans l'entrefer	ϕ	0,490 . 10 ⁻³	Wb
Énergie magnétique du moteur	W	0,368	Ws
Facteur de force du moteur	BL	7,32	NA ⁻¹ M020.
Volume de l'entrefer	V _E	0,395 . 10 ⁻⁶	m ³
Hauteur de l'entrefer	H _E	4	mm
Diamètre de l'aimant ferrite	ϕ A	96	mm
Hauteur de l'aimant	B	25	mm
Masse de l'aimant		0,725	kg
Masse du haut-parleur		1,435	kg
Niveau d'efficacité caractéristique 1 W Bruit rose pondéré	η	87,6 (W)	dB SPL
Puissance nominale		30	W
Facteur d'accélération	Γ	417	ms ⁻² A ⁻¹

Organigramme



Cliché correspondant



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 ennuie, supprimez-la avec pdfXchange viewer pro, menu : Document...