

RADIOPLANS

ELECTRONIQUE *Loisirs*

N° 442 Septembre 1984

Contrôle de volume et balance, correcteur de tonalité commandés par tension

13 f

Le AC-DISCO, préamplificateur pour discothèques et radios (fin)

SYSTELA, alimentation portable 0-40 V à découpage (affichage de tension digital)

Boîte de direct

Réseau local pour micro-ordinateurs

Un codeur PAL





**DISTRIBUTEUR
SIEMENS**
343.31.65 +

11 bis, rue Chaligny 75012 PARIS

Méto : Reuilly Diderot - RER Nation

**SPECIALISTE CIRCUITS INTEGRÉS
ET OPTOELECTRONIQUE SIEMENS**



**CIF - JELT - JBC - APPLICRAFT - GI - ESM - PANTEC
TOUT PRODUIT CLASSIQUE DISPONIBLE**

TARIFS QUANTITATIFS INDUSTRIES et PROFESSIONNELS

**EXTRAIT DE TARIF ET LISTE DE FICHES
TECHNIQUES SUR SIMPLE DEMANDE**

Accompagné
de 10,50 F
en timbre

FORFAIT EXPEDITION PTT : 20,00 F pour toute commande

CONDENSATEURS POLYESTER METALLISES MKH PLASTIPUCES

B 32560 250 V 3,3 nF . 1,30 15 nF . 1,40 68 nF . 1,70 220 nF 2,10 1 µF . 4,20
1 nF . 1,30 4,7 . 1,30 22 . 1,40 100 . 1,90 330 nF 2,70 B 32562
1,5 µF . 1,30 6,8 . 1,30 33 . 1,40 100 V 470 . 3,20 1,5 . 5,20
2,2 µ . 1,30 10 . 1,40 47 . 1,50 150 . 1,90 680 . 4,00 2,2 . 6,80

CONDENSATEURS CERAMIQUE PRO MULTICOUCHE X7R 5 mm 100 V

220 pF . 1,50 1 nF . 1,50 6,8 nF . 1,60 33 nF . 2,20 150 nF . 4,00
330 pF . 1,50 2,2 nF . 1,50 10 nF . 2,00 47 nF . 2,50 220 nF . 6,00
470 pF . 1,50 3,3 nF . 1,50 15 nF . 2,00 68 nF . 2,50
680 pF . 1,50 4,7 nF . 1,60 22 nF . 2,20 100 nF . 3,00 > 2,2 nF : 50 V

CERAMIQUE DISQUE TYPE II (1 pF à 4,7 nF. E 12) l'unité . 0,80

CERAMIQUE DECOUPLAGE MULTICOUCHE SIBATIT 63 V. 5 mm

10 nF . 1,00 22 nF . 1,10 33 nF . 1,20 47 nF . 1,30 68 nF . 1,40 100 nF . 1,50

CONDENSATEURS POLYPROPYLENE DE PRECISION 2,5 %

De 10 pF à 33 nF. E 6 l'unité 2,50

MICRO SELFS pour C.I. 10 %. Format résistance. B78

De 1 µH à 4,7 mH. E 6 l'unité 3,50

RESISTANCES 1/4 W : 0,30 F / 1/2 W : 0,30 F / 1 W : 0,70 F / 3 W : 8 F

MATERIEL UHF et TELEVISION

LM 311 13,00	SDA 2003 (promo) 100,00	TCA 4500 A 21,40
S 576 B/C 33,00	SDA 2010-A1 106,50	TDA 1046/47 28,40
SAB 0529 36,60	SDA 2112-2 55,90	TDA 1048 29,90
SAB 0600 33,70	SDA 2014 51,00	TDA 1195 B 25,00
SAB 3210 54,30	SO 41 P 15,50	TDA 4050 B 28,70
SAB 3211 25,50	SO 42 P 17,70	TDA 4290 33,50
SAB 3271 49,80	TBA 120S 12,00	TDA 4700 A 102,50
SAB 4209 75,00	TBA 231 14,00	TDA 4920 24,00
SAB 141 50,30	TCA 205 A 32,00	TDA 7000 40,00
SAS 231 W 52,20	TCA 345 A 18,00	TFA 1001 W 36,00
SAS 251 41,20	TCA 780 27,00	TUA 2000 40,40
SAS 5800 30,00	TCA 965 20,00	UAA 170/180 22,00

µ 741 CP 4,50 NE 555 CP 5,00 LM 324 N 12,00

REGUL. TO220. 7805 à 7824 11,00 7905/6/8/12/15/18/24 12,50

Nouveaux circuits télécommande infrarouge

Sorties directes 8 canaux SLB 3801 - Emetteur 40,00 F
SLB 3802 - Récepteur 55,00 F

OPTOELECTRONIQUE SIEMENS

Led Rectangulaire 2,70 Led 5 mm 1,70 Led 3 mm 1,70
Led Bicolore R.V. 8,00 Led 254 2,90 Led 1x1,5 mm 3,70
INFRAROUGE : LED LD 271 3,30 Led clignotante 10,00
PHOTOTRANSISTOR BP 103 B 5,00

AFFICHEUR A LED

	Pol Rouge Vert	13 mm	Pol Rouge Vert
7 mm		HD 1105 chiffre AC	13,50 15,50
HD 1075 chiffre AC	13,50 15,50	HD 1131 chiffre AC	12,00 14,00
HD 1076 signe AC	15,50 17,50	HD 1132 signe AC	14,50 16,50
HD 1077 chiffre KC	13,50 15,50	HD 1133 chiffre KC	12,00 14,00
HD 1078 chiffre KC	15,50 17,50	HD 1134 chiffre KC	14,50 16,50
		DL 3401 chiffre	AC 28,20
		DL 3403 chiffre	KC 28,20
		DL 3406 chiffre	AC + KC 29,20

CONDENSATEURS CHIMIQUES - TANTALES GOUTTE - TRANSISTORS - DIODES - PONTS - CONNECTIQUE - COFFRETS - CIRCUIT IMPRIME - VOYANTS - INTERRUPTEURS - SOUDURE - MESURE - ETC...

DEMANDEZ L'EXTRAIT DE TARIF 10,50 F en timbres

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE Loisirs

Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris.

Chef de publicité : **Mile A. DEVAUTOUR**
Assistante : **E. LAUVERGAT**
Service promotions : **S. GROS**
Direction des ventes : **J. PETAUTON**

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

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

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an 112 F - Étranger : 1 an 180 F (12 numéros).
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.



Ce numéro a été tiré Copyright ©1984
à 96600 exemplaires

Dépôt légal septembre 1984 - Editeur 1237 - Mensuel parais-
sant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.
Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-
sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

temps :



Moins de 2 h de câblage



Entre 2 h et 4 h de câblage



Entre 4 h et 8 h de câblage



Plus de 8h

difficulté :



Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière



Mise au point nécessitant un matériel de mesure minimum (alim., contrôleur)



Montage nécessitant des soins attentifs et un matériel de mesure minimum



Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire ainsi qu'un matériel de mesure évolué (scope, géné BF, contrôleur, etc.)

dépense :



Prix de revient inférieur à 200 F



Prix de revient compris entre 200 F et 400 F



Prix de revient compris entre 400 F et 800 F



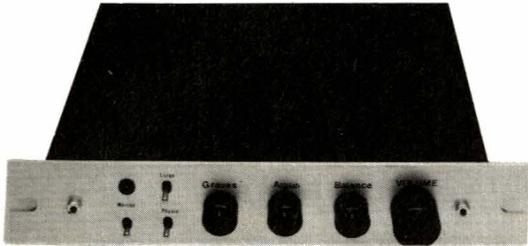
Prix de revient supérieur à 800 F

SOMMAIRE

N° 442 SEPTEMBRE 1984

Réalisation

29 | Correcteur de tonalité commandé par tension



43 | Carte de transmission de données par le secteur avec le LM 1893

51 | AC Disco : préamplificateur pour discothèques et radios locales (fin)

67 | Systela : Alimentation à découpage avec voltmètre numérique, portable

79 | BD 2 : boîte de direct pour sonorisation

84 | Modulateur UHF pour micro-ordinateurs

87 | Codeur PAL



Ce numéro comporte un encart UNIECO numéroté 59, 60, 61, 62

Technique

103 | DX TV par satellite : ECS 1 et WISI

Micro-Informatique

19 | Un «Réseau local» pour vos ordinateurs

37 | Programme de choix des HP pour enceintes acoustiques (ZX 81)

Divers

17 | Résultats de l'enquête de janvier 84

39 | Fiche de commande CI

49 | Infos

50 | Page circuits imprimés

100 | Détaillants qui êtes-vous ? : Le comptoir du Languedoc



Ont participé à ce numéro : J. Alary, M. Barthou, S. Bresnu, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, M.-A. de Jacquetot, C. de Maury, X. Montagutelli, S. Nueffer, M. Rateau, J. Sabourin, R. Scherer.

maintenant des remarques négatives ; celles-ci concernent principalement le choix des composants retenus pour certains montages, qui posent des difficultés d'approvisionnement. En effet, il semble que certains détaillants nous aient affublés du titre de « champions du monton à cinq pattes » ; à ce sujet **que les choses soient claires** : les temps sont révolus où l'électronique, dite amateur, ne se concevait qu'à travers l'utilisation de composants devenus ultra courants, citons les « célèbres » 2N 3055, 2N 2222, NE 555 et autres 4011...

Si ceux-ci restent de mise dans bien des cas, les solutions au niveau de la simplicité de mise en œuvre et de la fiabilité, apportées principalement par les circuits intégrés de nouvelle génération regroupant des fonctions multiples et complexes, nous poussent tout naturellement à

retenir ceux-ci pour l'élaboration de nouveaux montages que nous n'aurions probablement pas abordés auparavant.

Qu'en est-il de leur disponibilité sur le marché de détail ? Lorsqu'un composant fait l'objet d'une première utilisation dans nos colonnes, nous nous inquiétons en premier lieu de savoir si celui-ci est en stock chez les grossistes ou tout simplement n'est pas obsolète (situation hélas déjà vécue). Cette assurance prise et hormis les problèmes de pénurie - ouvrons une parenthèse pour signaler que celle-ci est le fait des actions conjuguées de la hausse du dollar et du destockage consécutif à la reprise. Cette deuxième cause est synonyme malgré tout de croissance, bien sûr la demande étant plus forte que l'offre, les prix augmentent et les premiers contents ne sont pas les détaillants - rien

ne fait obstruction à ce qu'on puisse trouver ces composants dans le commerce de détail. Alors ?...

Il est instructif d'analyser le marché actuel ou plus exactement son évolution. Ici aussi, les choses ont bien changé et l'amateur ne se contente plus de produits de second, voire troisième choix mais exige des composants de première qualité, ceux utilisés dans l'industrie, garants d'un fonctionnement correct de leurs montages.

Le secteur professionnel et les fabricants prennent d'ailleurs conscience de l'étendue du marché grand public, non pas en général pour le chiffre d'affaires qu'il représente, quoique moins négligeable qu'il y paraît, mais pour le potentiel humain que représente ces lecteurs, surtout les plus jeunes, actuellement étudiants et qui, pour une part, auront demain un pouvoir de décision dans l'industrie au niveau du choix des produits. De même, pour diverses raisons, le clivage existant entre activités professionnelles et amateur s'amenuise et on peut espérer une évolution vers un marché grand public à l'image du marché allemand ou encore anglais à la condition que les responsables de ce commerce de détail prennent conscience des risques qu'ils encourent à ne pas s'adapter. Dans la période difficile que traverse, il est vrai, ce commerce, nous ne pouvons qu'encourager ceux, trop peu nombreux, qui se sont engagés sur cette voie et souhaitons que l'avenir verra pour le bien de tous, se développer des initiatives.

Précisions concernant les chiffres publiés

Cette enquête a été effectuée à partir de 6051 réponses soit, d'après notre diffusion moyenne 1983, environ 9 % des lecteurs acheteurs.

La proportion de lecteurs abonnés sur ces 6051 réponses enregistrées est de 35 %.

On peut donc dire que l'échantillonnage est très représentatif. Le taux de rotation, rapport du lectorat total aux acheteurs est de 2,5 environ.

ACTIVITE PROFESSIONNELLE		5971 REPONSES			
ELECTRONICIEN		1131	19 %		
ELECTRICIEN		927	16 %		
INFORMATICIEN		114	2 %		
COMMERCANT - ARTISAN		175	3 %		
PROFESSION LIBERALE		111	2 %		
ENSEIGNANT		274	5 %		
ETUDIANT		1291	22 %		
AUTRE ACTIVITE		1682	28 %		
PAS D'ACTIVITE PROFESSIONNELLE		266	4 %		
AGE		6006 REPONSES			
15 A 24 ANS		2179	36 %		
25 A 34 ANS		1897	32 %		
35 A 49 ANS		1417	24 %		
50 A 64 ANS		459	8 %		
65 ANS ET PLUS		54	1 %		
INTERET DES RUBRIQUES		BCP	MOY	PAS	
REALISATIONS					
PHOTO		982	16 %	2190	39 %
RADIOCOMMANDE		1507	26 %	2732	48 %
BF, HIFI, SONO		3113	54 %	2123	37 %
HF (TRANSMISSION)		2186	38 %	2317	41 %
MICRO INFORMATIQUE		2962	52 %	1863	33 %
AUTOMATISME		2646	46 %	2260	40 %
ELECTRONIQUE DOMESTIQUE		3089	53 %	2322	40 %
VIDEO - TELEVISION		2310	40 %	2471	43 %
MESURE		3463	60 %	1940	33 %
TECHNIQUE GENERALE					
ESSAIS MATERIEL DE MESURE		2303	40 %	2602	45 %
THEORIE DES CIRCUITS		3513	61 %	1938	34 %
AIDE A LA MISE AU POINT		3437	60 %	1943	34 %
TECHNOLOGIE ELECTRONIQUE		3305	57 %	2160	37 %
FICHES TECHNIQUES		3954	69 %	1474	26 %
MICRO INFORMATIQUE					
LOGICIELS		2244	40 %	2105	37 %
NOUVEAUTES		2629	46 %	2388	42 %
DESCRIPTIONS D'APPAREILS		2498	43 %	2399	42 %
INFOS - NOUVEAUTES		2830	50 %	2512	44 %
EN ELECTRONIQUE		2497 REPONSES			
DEBUTANT				976	39 %
CAP				414	17 %
B.P.				397	16 %
BTS - DUT				535	21 %
DEST				36	1 %
MAITRISE - 3E CYCLE				54	2 %
INGENIEUR				35	3 %
EN ELECTRICITE		1681 REPONSES			
DEBUTANT				124	7 %
CAP				828	49 %
B.P.				400	24 %
BTS - DUT				217	13 %
DEST				17	1 %
MAITRISE - 3E CYCLE				38	2 %
INGENIEUR				57	3 %
DANS LES 2 DOMAINES SIMULTANEMENT		2819 REPONSES			
DEBUTANT				1096	39 %
CAP				472	17 %
B.P.				419	15 %
BTS - DUT				515	18 %
DEST				41	1 %
MAITRISE - 3E CYCLE				86	3 %
INGENIEUR				190	7 %

La mise en communication des machines est l'une des principales voies permettant d'accroître massivement les possibilités des ordinateurs, petits et grands.

Ces communications peuvent s'établir à grande distance, par l'intermédiaire du réseau téléphonique et de MODEMS (on parle alors de TÉLÉMATIQUE), mais il est également fort intéressant de relier « en local » différents « maillons » de la « chaîne informatique » que l'on rencontrera bientôt dans chaque foyer au même titre que la « chaîne HiFi ».

Point n'est besoin pour autant de disposer d'un impressionnant « parc » d'ordinateurs ! Des unités beaucoup plus simples peuvent profiter du « réseau local », par exemple des CARTES MICROPROCESSEUR analogues à celle décrite dans notre N° 427.

Qu'est-ce qu'un réseau local ?

Les utilisateurs professionnels de l'informatique sont aujourd'hui de gros consommateurs de « réseaux locaux » réunissant, au sein de l'entreprise, une multitude de « postes de travail intelligents ».

Cette configuration évite de façon élégante le recours permanent à un ordinateur central par trop « possessif » : chaque petit ordinateur relié au réseau fonctionne de façon tout-à-fait autonome, et ne fait appel à ses « collègues » que s'il a besoin d'informations ne figurant pas dans sa mémoire, ou s'il doit à son tour en fournir.

Également, plusieurs machines peuvent ainsi partager un même périphérique « lourd » tel qu'une grosse imprimante, dont un seul poste de travail ne pourrait assurer la rentabilité.

Quel réseau local pour l'amateur ?

Bien que fort différents, les besoins de l'amateur se révèlent structurés

Un « réseau local » pour vos ordinateurs



d'une façon analogue à ceux des professionnels ! Le particulier possède souvent un seul ordinateur, parfois deux, et exceptionnellement davantage.

Il rencontre cependant fréquemment d'autres possesseurs de machines similaires avec lesquels il souhaite échanger des informations (programmes, écrans, textes, etc...)

On rencontre aussi de plus en plus souvent au foyer, des fonctions gérées par ordinateur, du chauffage central au système d'alarme, en passant par le magnétoscope ou le lave-vaisselle.

Il n'est cependant généralement pas question d'immobiliser un ou plusieurs ordinateurs de façon quasi-permanente pour s'occuper de ces besognes de pure routine !

On met alors en œuvre de « l'intelligence décentralisée » sous la forme de CARTES MICROPROCESSEUR disposant de la même puissance de travail qu'un ordinateur, munies de circuits complets d'entrée-sortie, mais allégées de ces périphériques coûteux et encombrants que sont le clavier, l'écran TV, ou le magnétophone. Cette solution est à la fois beaucoup plus économique que l'utilisation d'un ordinateur, et

plus souple puisque l'architecture de la carte peut être exactement adaptée à la tâche à accomplir.

Cependant, il peut être souhaitable de transmettre des ordres à ces « avant-postes », ou de recevoir de leurs nouvelles...

L'ordinateur « central » pourra donc se mettre en rapport avec ses « subordonnés » SEULEMENT LORSQUE CELA SERA NÉCESSAIRE, et rester disponible tout le reste du temps pour toutes sortes d'autres usages (jeux, programmation, traitement de textes, calculs familiaux, etc...).

Pour ce faire, il faut bien sur un RÉSEAU LOCAL adapté à ces besoins particuliers, c'est-à-dire simple et peu coûteux. Il est tout aussi né-



cessaire de respecter une stricte STANDARDISATION, afin que des équipements aussi quelconques que possible puissent entrer en relation. Pas question donc d'utiliser les prises cassette des machines, comme nous l'avons fait par ailleurs !

Le choix qui semble s'imposer est donc la transmission EN SÉRIE d'octets conformes au CODE ASCII.

La liaison SÉRIE offre par rapport à la liaison PARALLÈLE l'avantage décisif d'autoriser une longueur notable du réseau, et de permettre l'usage de supports de transmission très variés simple « paire torsadée » de fils, installation électrique existante, rayons infrarouges, etc...

On réservera en fait les liaisons en parallèle au raccordement de périphériques très proches de l'ordinateur (un mètre environ), tels qu'une imprimante ou un module d'entrée-sortie.

Choix d'une solution pratique

Il est devenu traditionnel de réaliser les liaisons série à l'aide de circuits intégrés spécialisés, connus sous le nom d'UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter).

Ce choix présente certains avantages, dont le principal est de décharger le microprocesseur des tâches assez prenantes qu'implique toute transmission en série d'octets disponibles en parallèle à l'émission,

il suffit de charger l'octet à transmettre dans l'adresse correspondant à l'UART, et le circuit s'occupe de tout.

À la réception, l'UART surveille la ligne en permanence, et émet une interruption dès qu'un octet est arrivé.

L'inconvénient est que l'adaptation d'un circuit UART à un ordinateur est une intervention matérielle importante, et surtout très différente d'une machine à l'autre (plans de mémoire, fréquences d'horloge, et traitement des interruptions très variables).

Nous avons donc choisi une approche essentiellement LOGICIELLE, des programmes en LANGAGE MACHINE transformant en UART un port d'entrée-sortie de la machine.

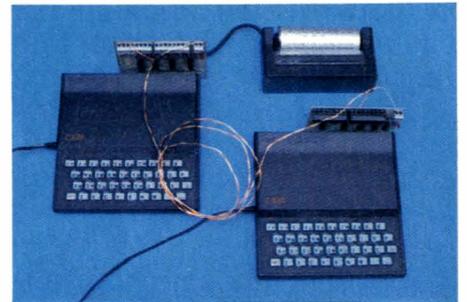
Ainsi, sur n'importe quel ordinateur, il suffira d'utiliser une CARTE D'ENTRÉE-SORTIE, accessoire des plus courants, alors que notre CARTE MICROPROCESSEUR possède d'ores et déjà tous les circuits nécessaires.

Nous limiterons notre étude au cas du microprocesseur Z80, dans le cadre du ZX81, du SPECTRUM, et de notre CARTE Z80. Il est cependant bien entendu que nos logiciels pourront très facilement être transposés sur tout ordinateur bâti autour d'un Z80, et que les mêmes principes pourront être repris pour programmer tout autre microprocesseur dans le langage machine qui lui est propre.

Ainsi, notre RÉSEAU LOCAL pourra mettre en communication des machines, PRATIQUEMENT SANS DISTINCTION DE TYPE !

Relions deux ZX 81

Nous allons commencer la description de nos méthodes par le cas simple de la mise en liaison de deux ZX81, l'un jouant le rôle d'émetteur, l'autre de récepteur.



Pourquoi ce choix ? Tout simplement parce que le ZX81 est l'ordinateur le plus facile à se procurer en double exemplaire, et parce que la carte d'interface 8ES nécessaire à son raccordement à notre « réseau local » est l'un des accessoires les plus répandus en France pour cette machine.

Avant toute manipulation pratique, il est indispensable de bien noter que différents modèles de cartes 8ES ont été mis sur le marché :

— Les anciens modèles, dont le brochage est donné à la figure 1, et dont l'ADRESSE EST 127.

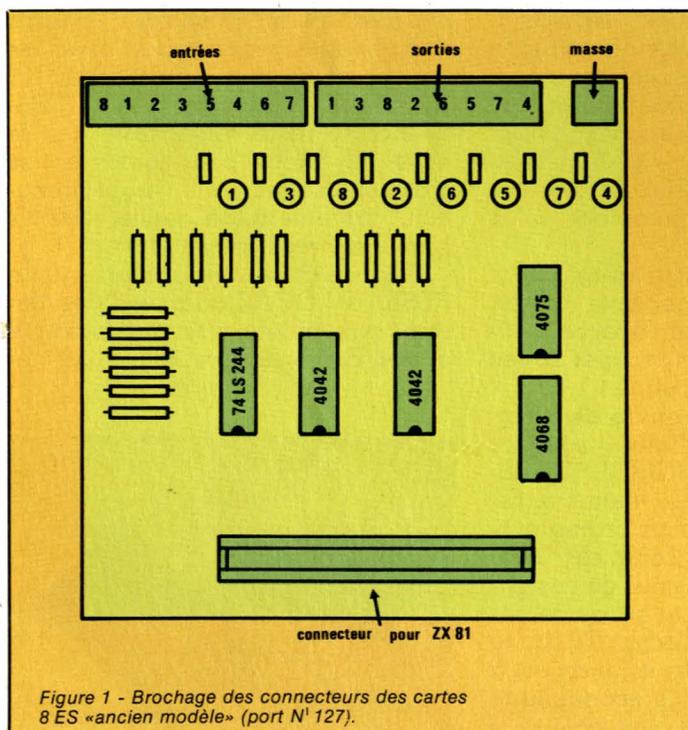


Figure 1 - Brochage des connecteurs des cartes 8 ES «ancien modèle» (port N° 127).

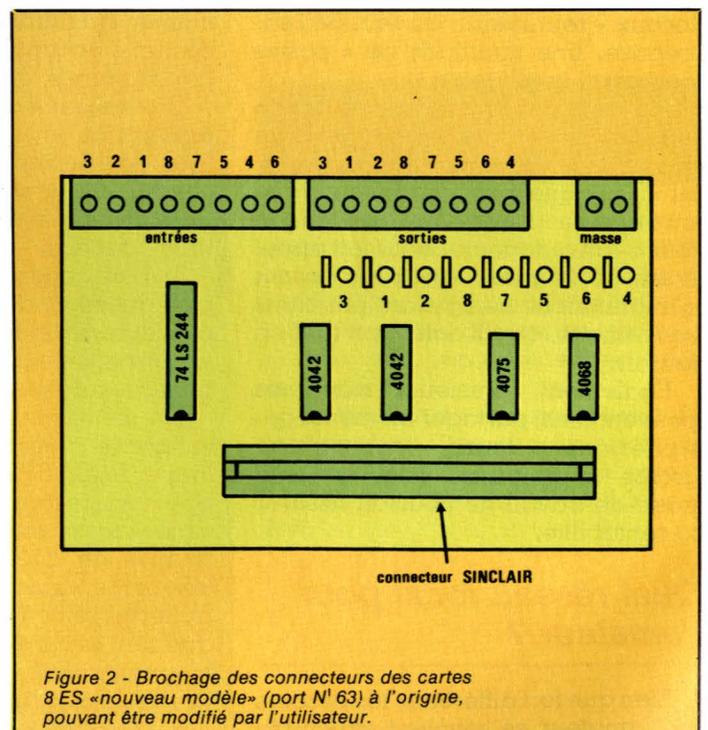


Figure 2 - Brochage des connecteurs des cartes 8 ES «nouveau modèle» (port N° 63) à l'origine, pouvant être modifié par l'utilisateur.

— Les nouveaux modèles, dont le brochage est donné à la figure 2, et dont l'ADRESSE EST 63, sauf modification opérée par l'utilisateur selon les directives de la notice.

Nous supposons tout au long de cette étude que la carte ÉMETTRICE est du NOUVEAU MODÈLE, mais que la carte RÉCEPTRICE est de l'ANCIEN MODÈLE, ce qui facilitera la transposition des programmes sur notre CARTE MICROPROCESSEUR, elle aussi munie d'un port « 127 ».

Dans toute autre situation (notamment si des cartes d'entrée-sortie d'une autre marque devaient être utilisées), il faudrait CHANGER LES NUMÉROS DE PORTS dans les logiciels concernés, ce qui ne pose pas le plus petit problème puisque nous fournissons leur désassemblage complet.

Le travail que devra accomplir la routine d'émission pour que la sortie N° 1 (de poids faible) de la 8ES délivre un message série, est symbolisé à la figure 3.

Le niveau de repos de la sortie étant le 1 logique (+ 5 V), tout message à transmettre débutera par un niveau logique 0 durant 13,3 ms, c'est-à-dire un BIT DE DÉPART, destiné à avertir le récepteur que huit bits « utiles » vont suivre, poids faible en tête. La transmission se termine sur un retour au niveau 1, qui dure au moins autant que deux bits valides, même si un autre message doit suivre aussitôt : on parle alors de deux BITS DE STOP, bien utiles pour séparer les octets transmis.

Certains « protocoles » de transmission n'utilisent qu'un bit de stop, éventuellement précédé d'un BIT DE PARITÉ, servant à divers CONTRÔLES DE VRAISEMBLANCE à la réception. Nous n'utiliserons pas de parité, afin de ne pas compliquer par trop les programmes proposés.

Il résulte des temps portes sur la figure, que 75 bits sont transmis chaque seconde on parle d'une vitesse de 75 BAUDS. Il s'agit là d'une vitesse TRÈS lente en l'état actuel de la technique à peine plus que le télex !

Ce choix est délibéré, car il se révèle très suffisant pour les applications envisagées, tout en garantissant la meilleure sécurité de transmission possible, même sur des supports très parasites, comme les fils du secteur.

Pour d'autres applications, la vitesse pourra être augmentée par simple « réglage » des paramètres de temporisation inclus dans nos routines. L'important est bien sûr de

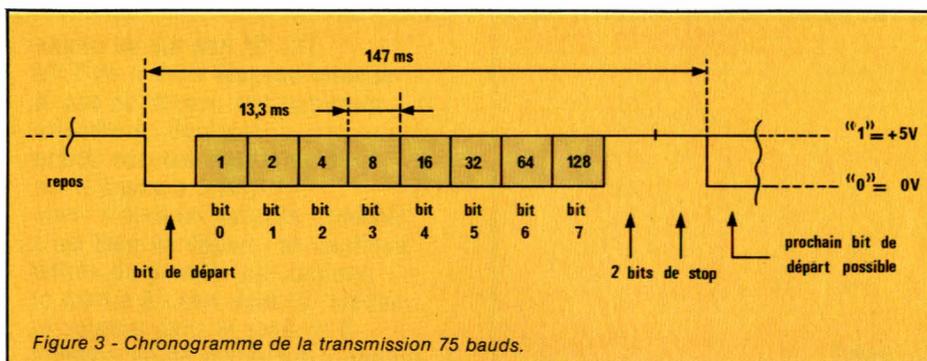


Figure 3 - Chronogramme de la transmission 75 bauds.

LD C, N	14	0	chargement en C octet à transmettre
AND A	167		drapeau de retenue à zéro (bit départ)
LD B, 11	6	11	11 bits à transmettre (1 + 8 + 2)
SET 0, A	203	199	mise à zéro bit à transmettre
JR NC	48	2	sauter si drapeau retenue à zéro
RES 0, A	203	135	mise à un bit à transmettre
OUT (63), A	211	63	sortie bit sur port N° 63
CALL BAUD	205	152 64	appel temporisation 75 bauds
SCF	55		mise à un drapeau retenue (bit stop)
RRC	203	25	bit suivant en position (retenue)
DJNZ	16	240	au suivant
RET	201		retour au BASIC
CALL TEMPO	205	155 64	appel temporisation moitié 75 bauds
LD A, 8	62	8	réglage vitesse 75 bauds/3,25 MHz
LD D, 160	22	160	
DEC D	21		
JR NZ	32	253	boucle de temporisation
DEC A	61		
JR NZ	32	248	retour à la routine principale
RET	201		

Figure 4 - Désassemblage de la routine d'émission série 75 bauds.

En permutant les instructions RES 0,A et SET 0,A, on inverse la polarité du signal de sortie. La version listée ici délivre un niveau de repos de + 5 V, ce qui convient à la liaison directe de deux ZX 81 équipés de cartes 8 ES.

Le port de sortie utilisé est le N° 63, ce qui correspond aux versions récentes des cartes 8 ES : pour d'autres adresses (par exemple 127 avec d'anciens modèles de 8 ES), on rectifiera en conséquence l'instruction OUT (63), A.

D'autres vitesses que 75 bauds peuvent éventuellement être programmées au niveau de l'instruction LD D, 160 : une valeur inférieure à 160 augmente la vitesse, une valeur supérieure la diminue.

Pour utiliser cette routine sur un SPECTRUM, il faut remplacer 160 par 133 (la fréquence d'horloge est différente), et renuméroter les CALL puisque l'implantation mémoire est différente. Ces modifications sont incluses dans les routines fournies sous la forme de lignes DATA.

N.B. Sur le ZX 81, le mode FAST est obligatoire, tandis que le SPECTRUM peut être utilisé directement dès sa mise sous tension. Les mêmes cartes 8 ES pour ZX 81 peuvent être raccordées au SPECTRUM : dans les deux cas, il faut utiliser la sortie N° 1 (dite de poids faible) de la carte, sans attacher d'importance aux états pris par les autres sorties.

Variante pour la carte microprocesseur :

IN A, (127)	219	127	lecture des huit entrées de la carte
LD C, A	79		transfert dans le registre C
AND A	inchangé
JR début	24	232	bouclage permanent au lieu de RET
LD D, 120	22	120	réglage vitesse 75 bauds/2,46 MHz

N.B. Les deux instructions CALL sont également adaptées.

```

1 REM .....
2 POKE 16510,0
3 FOR F=16514 TO 16549
4 SCROLL
5 PRINT F,
6 INPUT C,
7 POKE F,C
8 PRINT C
9 NEXT F
10 REM COPYRIGHT 1984
    
```

Figure 5

respecter les mêmes valeurs, tant à l'émission qu'à la réception, sous peine de vives surprises...

Le programme d'émission est détaillé à la **figure 4**, les commentaires qui accompagnent ce désassemblage suffisent pour en comprendre le fonctionnement, à condition de maîtriser correctement l'assembleur du Z80.

16514	4
16515	167
16516	0
16517	11
16518	10
16519	10
16520	10
16521	4
16522	0
16523	0
16524	1
16525	1
16526	0
16527	0
16528	0
16529	0
16530	0
16531	0
16532	0
16533	0
16534	0
16535	0
16536	0
16537	0
16538	0
16539	0
16540	0
16541	0
16542	0
16543	0
16544	0
16545	0
16546	0
16547	0
16548	0
16549	0

Figure 6

Si tel n'était pas le cas, le lecteur pourrait sauter cette étape et charger directement ce logiciel en machine, à condition qu'il n'éprouve pas le besoin de le modifier.

Il pourra paraître curieux que la routine de temporisation ait été séparée en deux moitiés : en fait, le logiciel de réception à besoin de cette « demi-routine » et, par souci d'homogénéité, nous avons utilisé exactement le même sous-programme des deux côtés de la liaison.

La figure mentionne des variantes destinées au SPECTRUM et à notre CARTE MICROPROCESSEUR, qui seront utilisées plus tard, il est inutile de s'y attarder pour le moment !

Ce logiciel n'est que la routine transformant le port 63 du Z80 en UART : il faut maintenant l'incorporer à un programme « principal », rédigé en BASIC.

Pour ce faire, il est commode d'utiliser une LIGNE REM, artifice habituel avec le ZX81.

On entrera donc en machine le programme CHARGEUR de la **figure 5**, en respectant bien le libellé de la ligne 1. Cela fait, on le lancera par RUN, et on frappera tour à tour les 36 octets situés dans la colonne de droite de la **figure 6** (cette figure doit se reconstituer sur l'écran au fur et à mesure de la frappe).

Lorsque la machine s'arrêtera après le dernier octet, on pressera NEWLINE pour lister le programme. La ligne 1 devra être devenue une ligne 0, ineffaçable, et son contenu sera voisin de celui représenté à la **figure 7**.

```

0 REM : STOP 0 "ACS SIN R ACE
1 PEEK ZLN ANDRACS : LIST TAN
2 LN ANDY - 4 CLEAR X4 SAVE TAN
3 .....
4 FAST
5 IF INKEY$ <> "" THEN GOTO 2
6 IF INKEY$ = "" THEN GOTO 3
7 POKE 16515, CODE INKEY$
8 RAND USR 16514
9 GOTO 2
10 REM COPYRIGHT 1984
    
```

Figure 7

On entrera alors les lignes 1 à 7 de cette figure, et les lignes 8 à 10, désormais inutiles, seront effacées.

Une fois lancé en présence d'une carte 8ES NOUVEAU MODELE, ce programme transmet en série l'octet correspondant au CODE SINCLAIR de la touche actionnée (même en mode SHIFT ou GRAPHIC). Il ne s'agit donc pas encore vraiment d'ASCII.

ATTENTION ! Ce programme doit absolument fonctionner en mode FAST, faute de quoi le chronogramme de la **figure 3** se trouverait complètement perturbé par la génération des images TV.

L'écran se trouve donc neutralisé, ce qui peut être gênant pour certains usages, nous verrons que l'utilisation d'un SPECTRUM corrige ce défaut, tout en permettant une véritable transmission en code ASCII 75 bauds.

Parlons maintenant réception !

La routine de la **figure 8** est plus complexe, car la machine de réception doit interroger sans relâche le port d'entrée, et vérifier si ce qu'elle interprète comme un bit de départ n'est pas, en fait, un vulgaire parasite.

Il faut, également, éviter le « plantage » en cas de transmission défectueuse.

Pour l'entrée en machine, on utilisera le chargeur de la **figure 9**, ET PAS LE PRÉCÉDENT, en association avec la liste d'octets de la **figure 10**.

Le Programme « utilisateur » de la **figure 11** présente un inconvénient : devant absolument fonctionner en mode FAST, il ne visualise le contenu de l'écran que lorsque l'ordinateur émetteur transmet un STOP (ou lorsque l'écran est plein). La variante de la **figure 12** permet donc une sortie SUR IMPRIMANTE de toute ligne terminée, à l'émission, par NEWLINE. On se trouve donc en présence d'un VÉRITABLE PETIT TÉLEX, dont les deux postes pourront être reliés par une ligne bifilaire allant de la sortie N° 1 de la carte 8ES émettrice, à l'entrée N° 8 (poids fort) de la carte 8ES émettrice.

Il faut évidemment RESPECTER LES POLARITÉS les masses étant reliées ensemble, et les signaux ensemble. A cette condition, la « ligne » pourra aussi bien se limiter à vingt centimètres de fil de câblage sur une table, que mesurer plusieurs kilomètres la vitesse de 75 bauds permet en effet des portées notables sans atténuation « télégraphique » excessive.

IN A, (127)	219	127	entrée bit sur port N° 127
RLA	23		bit 7 de A dans drapeau retenue
JRC	56	251	si pas bit départ, recommencer
CALL TEMPO	205	169 64	attendre un demi-bit
IN A, (127)	219	127	entrée seconde moitié du bit
RLA	23		est-il toujours à zéro ?
JRC	56	243	si non, c'était un parasite : revenir
LD B, 9	6	9	c'est bien un départ : on continue
IN A, (127)	219	127	entrée du premier bit confirmé
RLA	23		le mettre à l'abri dans la retenue
RRC	203	25	le pousser dans le registre C
CALL BAUD	205	166 64	attendre un bit entier (deux demis)
DJNZ	16	246	passer au bit suivant
INC B	4		tous les bits sont là, mais...
IN A, (127)	219	127	avons nous bien le bit de stop ?
RLA	23		vérifions !
JRNC	48	240	si non, corrigeons
LD A, C	121		octet reçu dans registre A (facult.)
LD B, 0	6	0	élimination poids forts de USR
LD C, A	79		confirmation registre C (facult.)
RET	201		retour au BASIC, avec C dans USR
CALL TEMPO	205	169 64	Appel temporisation moitié 75 bauds
LD A, 8	62	8	} réglage vitesse 75 bauds/3,25 MHz
LD D, 160	22	160	
DEC D	21		} boucle de temporisation
JR NZ	32	253	
DEC A	61		
JR NZ	32	248	
RET	201		retour à la routine principale

Figure 8 - Désassemblage de la routine de réception 75 bauds.

La routine publiée ici est destinée à fonctionner sur un ZX 81 (en mode FAST) équipé d'une carte 8 ES ancien modèle (adresse 127). Cette même adresse convient également si ce logiciel est implanté sur notre carte microprocesseur.

Dans ce cas, il faut modifier le réglage de la temporisation du générateur de bauds en fonction de la fréquence du quartz utilisé (120 au lieu de 160 pour un quartz de 2,45 MHz environ).

La variante proposée dispose par ailleurs d'une fonction de sortie en parallèle des octets reçus en série. L'utilisateur pourra bien sûr greffer ici toute routine personnelle d'exploitation des octets reçus.

ATTENTION : tant sur les cartes 8 ES que sur notre carte micro-processeur, il faut utiliser l'entrée N° 8 (dite de poids fort).

Variante pour la carte microprocesseur :

JRNC	inchangé	
LD A,C		
OUT (127), A	211	127	sortie parallèle de l'octet reçu
JR, DEBUT	24	220	attente de l'octet suivant
CALL TEMPO	inchangé	
LD A, 8		
LD D, 120	22	120	pour un quartz de 2,46 MHz environ
DEC D	inchangé	
JR DEBUT	24	220	bouclage permanent au lieu de RET

```

1 REM .....
2 POKE 16510,0
3 FOR F=16514 TO 16563
4   SCROLL
5   PRINT F,
6   INPUT C,
7   POKE F,C
8   PRINT C
9 NEXT F
10 REM COPYRIGHT 1984
    
```

Figure 9

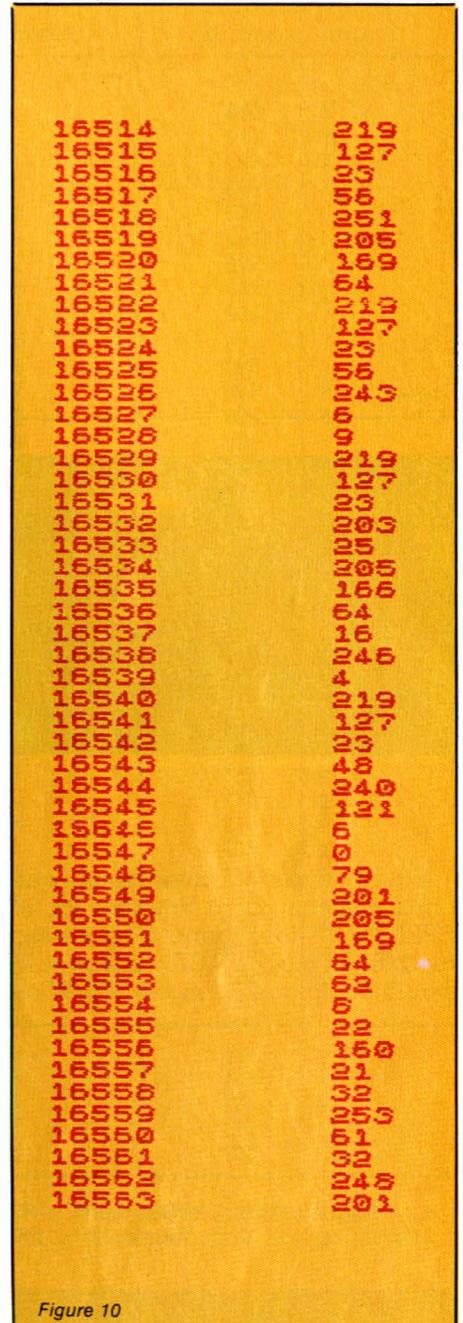


Figure 10

Il n'est par contre PAS QUESTION d'utiliser des lignes téléphoniques il faudrait intercaler des MODEMS. Les spécialistes diront que nous travaillons ici en BANDE DE BASE, ce qui est de très loin la solution la plus simple.

Un tel petit télex est fort divertissant à utiliser avec un minimum d'habitude, l'opérateur ne peut, en effet, suivre visuellement la frappe de son message, tandis que la machine « réceptrice » ne peut être arrêtée que par un STOP provenant de l'émetteur un BREAK local serait inopérant, sauf pendant l'impression d'un caractère, ce qui laisse fort peu de temps pour réagir !

Avec un SPECTRUM, cependant, les choses s'améliorent fort !

```

0 REM (<=&#S CLS LN @RND(<=&#S
NEXT &#(<=&#ACS ;LN @RND( PLOT &#
=&#K LIST ? ?TAN LN @RNDY=&#+4
CLEAR X4 SAVE TAN .....

1 FAST
2 LET C=USR 16514
3 IF C=227 THEN STOP
4 IF C=27 THEN LET C=0
5 IF C=118 THEN GOTO 8
6 PRINT CHR# C;
7 GOTO 2
8 PRINT
9 GOTO 2
10 REM COPYRIGHT 1984
    
```

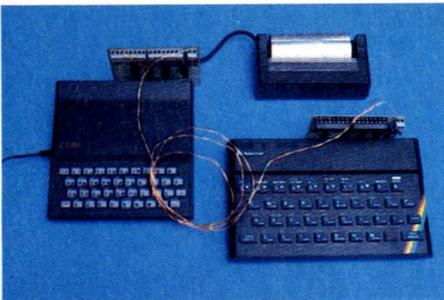
Figure 11

```

0 REM (<=&#S CLS LN @RND(<=&#S
NEXT &#(<=&#ACS ;LN @RND( PLOT &#
=&#K LIST ? ?TAN LN @RNDY=&#+4
CLEAR X4 SAVE TAN .....

1 FAST
2 LET C=USR 16514
3 IF C=227 THEN STOP
4 IF C=27 THEN LET C=0
5 IF C=118 THEN GOTO 8
6 LPRINT CHR# C;
7 GOTO 2
8 LPRINT
9 GOTO 2
10 REM COPYRIGHT 1984
    
```

Figure 12



Raccordons un SPECTRUM à un ZX 81

Parmi d'autres avantages que nous n'avons pas à détailler ici, le SPECTRUM fonctionne à la vitesse du ZX81 en mode FAST, mais avec la stabilité d'image du mode SLOW en

```

10 DATA 14,0,167,6,11,200,135,
40,0,200,199,211,63,205,110,107,
50,0,00,25,15,040,201,005,115,107,
,00,0,20,133,01,32,050,01,30,040
,001
20 FOR f=1 TO 36
30 READ d
40 POKE 32599+f,d
50 NEXT f
100 INPUT c
110 POKE 32601,c
120 RANDOMIZE USR 32600
130 GO TO 100
140 REM copyright © 1984
    
```

Figure 13

32	:	33	~	104	h	105	:	188	SGN	189	ABS
34	!	35	^	106	j	107	k	190	PEEK	191	IN
36	"	37	X	108	(109	@	192	USR	193	STR\$
38	#	39	.	110)	111	o	194	CHR\$	195	NOT
40	\$	41	v	112	p	113	o	196	BIN	197	OR
42	%	43	+	114	r	115	s	198	AND	199	=
44	&	45	!	116	t	117	u	200	>	201	+
46	'	47	~	118	v	119	*	202	LINE	203	THEN
48	(49	0	120	x	121	y	204	TO	205	STEP
50)	51	1	122	z	123	Y	206	DEF FN	207	CAT
52	*	53	2	124	:	125	Y	208	FORMAT	209	MOVE
54	+	55	3	126	;	127	@	210	ERASE	211	OPEN #
56	,	57	4	128	.	129	!	212	CLOSE #	213	MERGE
58	-	59	5	130	"	131	!	214	VERIFY	215	BEEP
60	=	61	6	132	"	133	!	216	CIRCLE	217	INK
62	>	63	7	134	"	135	!	218	PAPER	219	FLASH
64	<	65	8	136	"	137	!	220	BRIGHT	221	INVERSE
66	?	67	9	138	"	139	!			222	OVER
68	@	69	0	140	"	141	!	223	OUT	224	LPRINT
70	!	71	1	142	"	143	!	225	LLIST	226	STOP
72	!"	73	2					227	READ	228	DATA
74	!"	75	3	144	a	164	:	229	RESTORE		
76	!"	77	4		graphiques	definis		230	NEW	231	BORDER
78	!"	79	5					232	CONTINUE		
80	!"	81	6	165	RND	166	INKEY\$	233	DIM	234	REM
82	!"	83	7	167	PI	168	FN	235	FOR	236	GO TO
84	!"	85	8	169	POINT	170	SCREEN\$	237	GO SUB	238	INPUT
86	!"	87	9			171	ATTR	239	LOAD	240	LIST
88	!"	89	0	172	AT	173	TAB	241	LET	242	PAUSE
90	!"	91	1	174	VAL\$	175	CODE	243	NEXT	244	POKE
92	!"	93	2	176	VAL	177	LEN	245	PRINT	246	PLOT
94	!"	95	3	178	SIN	179	COS	247	RUN	248	SAVE
96	!"	97	4	180	TAN	181	ASN	249	RANDOMIZE		
98	!"	99	5	182	ACS	183	ATN	250	IF	251	CLS
100	!"	101	6	184	LN	185	EXP	252	DRAW	253	CLEAR
102	!"	103	7	186	INT	187	SQR	254	RETURN	255	COPY

Figure 14 - Le jeu de caractères du SPECTRUM (les codes en dessous de 32 sont des caractères de contrôle non imprimables, comme 13, qui correspond à la touche ENTER).

fait, le processus vidéo ne vient pas interrompre le Z80 dans l'exécution de ses tâches programmées, que ce soit en BASIC ou en langage machine. Ainsi, le programme de la figure 13 présente le même fonctionnement que son « ancêtre » de la figure 7, mais le texte transmis est présent en permanence à l'écran, tout au long de sa frappe. Autre avantage du SPECTRUM, l'existence des instructions READ et DATA le code machine peut être logé dans une ligne DATA faisant partie intégrante du programme BASIC.

Plus besoin de programme chargeur ni de liste d'octets !

Il existe cependant une différence tout aussi importante, quoique moins visible, le SPECTRUM travaille en code ASCII un peu « maltraité » (voir figures 14 et 15) alors que le ZX81 possédait un code bien à lui figure 16.

Le programme de réception de la figure 11 ne peut donc plus servir il ne délivrerait que des textes incompréhensibles ! La figure 17 fournit les modifications à apporter à sa partie BASIC (la ligne REM restant inchangée).

Les transcodages effectués ne sont pas complets, mais suffisent pour la simple transmission de textes alphanumériques.

Pour des applications particulières, on pourrait se servir des figures 14 et 16 pour affiner la correspondance.

On perdrait cependant l'un des avantages majeurs des programmes proposés ici pour le ZX81 : la possibilité de se contenter d'1 K de RAM (pas d'extension mémoire nécessaire). Les possesseurs de ZX 81 ayant évolué vers le SPECTRUM sans pour cela se débarrasser de leur première machine, trouveront là une occasion d'utiliser ensemble leurs deux SINCLAIR. Profitons de cette opportunité pour leur faire remarquer que les cartes 8ES du ZX81 fonctionnent très bien sur le SPECTRUM.

Et notre carte microprocesseur ?

La carte microprocesseur à Z80 que nous avons décrite dans notre N° 427 possède une architecture entièrement compatible avec le ZX81 équipé d'une carte 8ES ancien modèle. C'est dire que tout programme machine « tournant » sur un ZX81 pourra être « brûlé » dans une EPROM 2716 destinée à cette carte.

décimal	caract.	décimal	caract.	décimal	caract.
000	NUL	043	+	086	V
001	SOH	044	,	087	W
002	STX	045	—	088	X
003	ETX	046	.	089	Y
004	EOT	047	/	090	Z
005	ENQ	048	0	091	[
006	ACK	049	1	092	√
007	BEL	050	2	093]
008	BS	051	3	094	Λ
009	HT	052	4	095	←
010	LF	053	5	096	
011	VT	054	6	097	a
012	FF	055	7	098	b
013	CR	056	8	099	c
014	SO	057	9	100	d
015	SI	058	:	101	e
016	DLE	059	;	102	f
017	DC1	060	<	103	g
018	DC2	061	=	104	h
019	DC3	062	>	105	i
020	DC4	063	?	106	j
021	NAK	064	@	107	k
022	SYN	065	A	108	l
023	ETB	066	B	109	m
024	CAN	067	C	110	n
025	EM	068	D	111	o
026	SUB	069	E	112	p
027	ESCAPE	070	F	113	q
028	FS	071	G	114	r
029	GS	072	H	115	s
030	RS	073	I	116	t
031	US	074	J	117	u
032	SPACE	075	K	118	v
033	!	076	L	119	w
034	"	077	M	120	x
035	#	078	N	121	y
036	\$	079	O	122	z
037	%	080	P	123	{
038	&	081	Q	124	/
039	'	082	R	125	}
040	(083	S	126	□
041)	084	T	127	DEL
042	•	085	U		

LF = interligne (line feed)
FF = présentation de feuille (form feed)

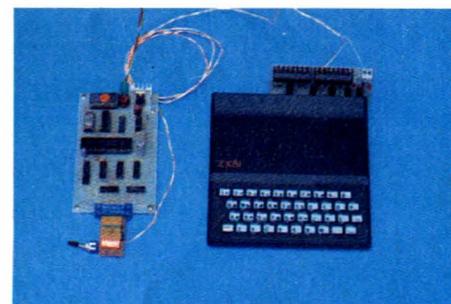
CR = retour chariot (carriage return)
DEL = effacement sur le télétype (delete)

Figure 15 : Le code ASCII normalisé à 7 bits.

Bien sûr, des adaptations seront à prévoir si les adresses d'implantation sont différentes, et si les fréquences d'horloge ne sont pas les mêmes.

La figure 18 fournit un programme pouvant être implanté indifféremment à partir de l'adresse 0 (sur la carte) ou 8192 (sur le ZX 81 lors de ses essais).

Il reprend les mêmes routines de base détaillées à la figure 8, mais incorpore en plus une partie destinée à SORTIR EN PARALLÈLE l'octet reçu en série. En effet, il n'est pas question d'afficher un caractère, puisqu'il n'y a pas d'écran ! Cette exploitation de l'octet reçu est la plus simple possible (nos lecteurs en imagineront certainement bien



8ES, seulement munie de transistors en « collecteur ouvert ».

Le SPECTRUM aussi peu bien sûr se charge du pilotage de la carte Z80, grâce au logiciel de la figure 20. Ce programme n'anime pas les sorties, mais demande à l'opérateur de

lui indiquer l'octet à transmettre (nombre compris entre 0 et 255). Le programme de la figure 21, pour sa part, ne diffère du précédent que par sa ligne DATA, abritant une routine machine destinée à une carte équipée de 74LS244 au lieu de 74LS 240, ou à un ZX81 muni d'une carte 8ES.

0	0190	0010
1	0193	0013
2	0194	0014
3	0195	0015
4	0196	0016
5	0197	0017
6	0198	0018
7	0199	0019
8	0200	0020
9	0201	0021
10	0202	0022
11	0203	0023
12	0204	0024
13	0205	0025
14	0206	0026
15	0207	0027
16	0208	0028
17	0209	0029
18	0210	0030
19	0211	0031
20	0212	0032
21	0213	0033
22	0214	0034
23	0215	0035
24	0216	0036
25	0217	0037
26	0218	0038
27	0219	0039
28	0220	0040
29	0221	0041
30	0222	0042
31	0223	0043
32	0224	0044
33	0225	0045
34	0226	0046
35	0227	0047
36	0228	0048
37	0229	0049
38	0230	0050
39	0231	0051
40	0232	0052
41	0233	0053
42	0234	0054
43	0235	0055
44	0236	0056
45	0237	0057
46	0238	0058
47	0239	0059
48	0240	0060
49	0241	0061

Figure 18 - Le programme de réception pour la carte microprocesseur : la colonne de gauche indique les adresses d'implantation dans l'EPROM des octets de la colonne de droite, alors que la colonne centrale donne les adresses pouvant être utilisées pour vérifier le programme sur un ZX 81 muni d'une carte 8 ES dont l'adresse doit être 127. La valeur 120 à l'adresse 42 suppose une fréquence d'horloge de 2,47 MHz environ. Avec une horloge de fréquence différente, il faudrait ajuster ce paramètre.

```

REM : AC5 K AC5 SIN PEE
K ZLN RANDRACS ; ( LIST TAN LN
NDY - +4 CLEAR X4 SAVE TAN .....
1 FAST
2 DIM S(8)
3 FOR G=1 TO 8
4 LET S(G)=1
5 GOSUB 10
6 LET S(G)=0
7 GOSUB 10
8 NEXT G
9 GOTO 3
10 LET T=0
11 FOR F=1 TO 8
12 LET T=T+S(F)*2** (F-1)
13 NEXT F
14 POKE 16515,T
15 RAND USR 16514
16 RETURN
17 REM COPYRIGHT 1984
    
```

Figure 19

```

10 DATA 14,0,167,6,11,203,109,
40,20,203,105,211,69,205,110,107,
50,203,25,16,240,201,205,110,107,
,00,0,22,100,21,00,250,61,02,240
,201
20 FOR f=1 TO 36
30 READ d
40 POKE 32599+f,d
50 NEXT f
100 IF INKEY$("<")="" THEN GO TO 10
110 IF INKEY$="" THEN GO TO 110
115 LET a$=INKEY$
120 POKE 32601,CODE a$
125 PRINT a$;
130 RANDOMIZE USR 32600
140 GO TO 100
150 REM copyright © 1984
    
```

Figure 20

```

10 DATA 14,0,167,6,11,203,109,
40,20,203,105,211,69,205,110,107,
50,203,25,16,240,201,205,110,107,
,00,0,22,100,21,00,250,61,02,240
,201
20 FOR f=1 TO 36
30 READ d
40 POKE 32599+f,d
50 NEXT f
100 INPUT c
110 POKE 32601,c
120 RANDOMIZE USR 32600
130 GO TO 100
140 REM copyright © 1984
    
```

Figure 21

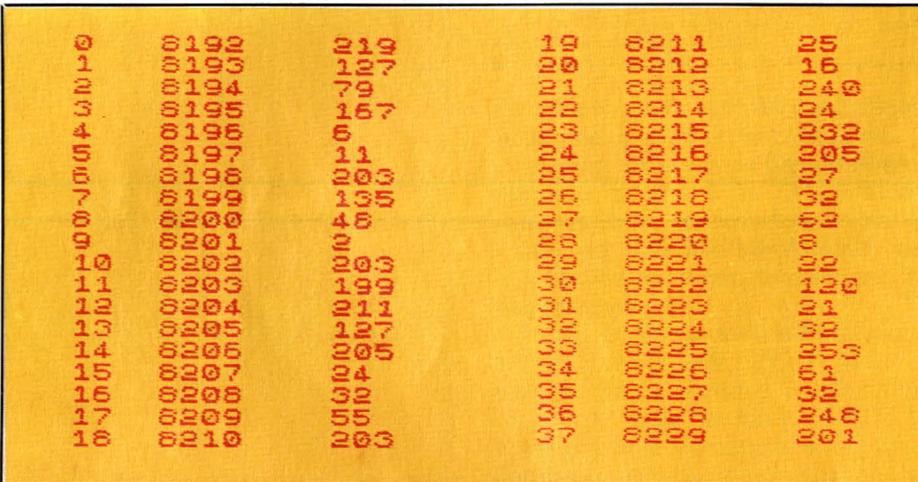
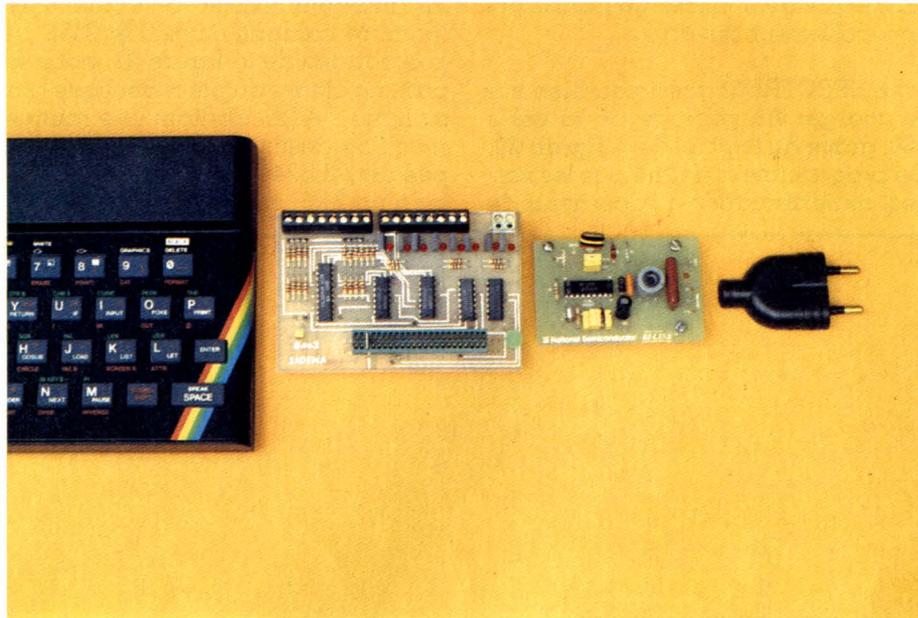
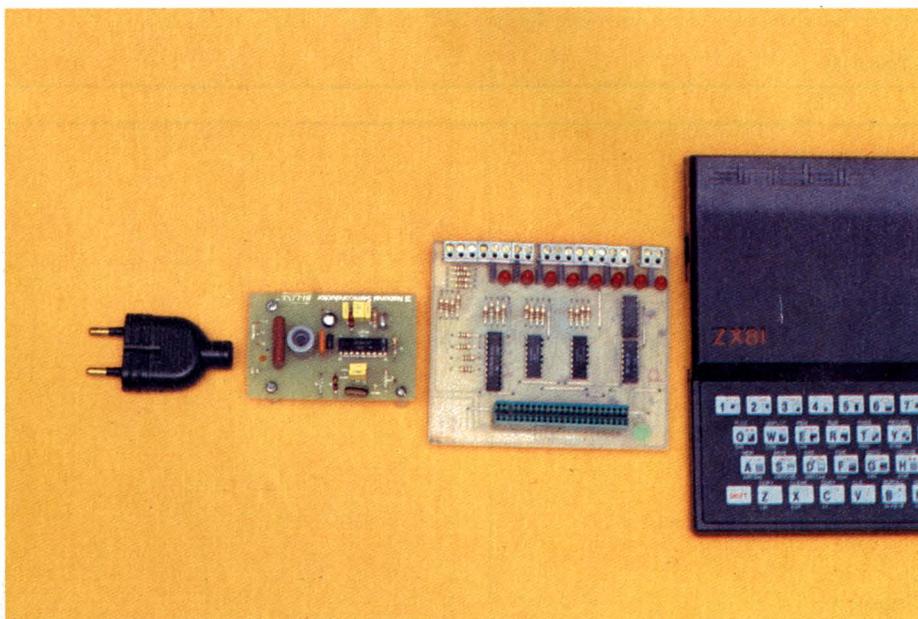


Figure 22 - Le programme d'émission permanente pour la carte microprocesseur. Les états des 8 entrées sont émis en série sans relâche. La réception peut se faire sur une seconde carte, ou sur un ZX 81 en mode FAST, à condition d'adapter numéro de port et réglage de vitesse.



Renversons les rôles pour finir ! chargé sur la carte Z80, le programme machine de la **figure 22** transmet en permanence l'état des huit entrées sous forme série.

Une seconde carte identique, et munie du logiciel de la **figure 18**, peut se charger de la réception on disposera ainsi d'une liaison série présentant des accès parallèles tant en entrée qu'en sortie presque deux UART...

A condition d'adapter la vitesse et le numéro de port, la réception pourrait aussi s'effectuer sur un ZX81 (en mode FAST) ou un SPECTRUM, exécutant un programme qui pourrait s'enquérir de temps à autre de l'état des entrées de la carte, quitte à décider en conséquence des ordres à lui retourner.

En effet, le « réseau local » peut fort bien être du type « 4 fils », c'est-à-dire BIDIRECTIONNEL, chaque machine pouvant émettre ou recevoir des informations. Mais alors, les choses se compliquent...

Conclusion

Voici donc un choix de programmes et d'idées permettant à nos lecteurs de faire communiquer leurs ordinateurs et microprocesseurs entre eux.

Bien que nous ayons fourni divers exemples d'applications pratiques, nous considérons surtout cette étude comme un recueil d'OUTILS mis à la disposition de nos lecteurs pour résoudre leurs problèmes particuliers.

Les variantes possibles sont extrêmement nombreuses, puisque les supports de transmission les plus divers peuvent être employés, il suffit en fait que l'entrée comme la sortie de l'émetteur et du récepteur soient compatibles TTL, ce qui est bien souvent le cas en pratique.

Il nous semble cependant que, mise à part la classique « paire torsadée », c'est la transmission HF sur les fils du secteur qui offre le plus de perspectives en environnement domestique, pas de nouveaux câbles à poser, et une totale souplesse de mise en œuvre !

Que cela n'empêche cependant pas nos lecteurs d'expérimenter dans d'autres directions, notamment par radio ou sur faisceaux infrarouges ou laser pour ne citer que ces deux exemples...

Patrick GUEULLE

temps: 

difficulté: 

dépense: 

Le TDA 4292 T

Nos lecteurs connaissent bien le TDA 4290 de SIEMENS. Il a été utilisé dans plusieurs descriptions parues dans ces colonnes (la dernière fois dans le préamplificateur pour mini-chaîne télécommandé par infra-rouges). Bien adapté aux réalisations monophoniques, il est mal approprié aux montages stéréophoniques puisqu'il faut créer de toutes pièces une commande de balance (cf RP-EL N° 434 p.82).

C'est à ce besoin que répond le TDA 4292 T. Spécifié conforme aux normes DIN 45500, il réalise un contrôle de tonalité, de volume et de balance grâce à des commandes par tensions continues ainsi qu'une correction physiologique et un artifice qualifié d'élargissement de base (basewidth dans le texte) plus connu sous la dénomination de « WIDE » et qui orne une bonne proportion de radiocassettes portables. Cet effet consiste à inverser la phase d'une fraction du signal d'un canal et à l'additionner au signal de l'autre canal. Il en résulte une plus grande sensation d'espace sonore.

Le TDA 4292 T se présente en DIL 24. Son brochage est donné figure 1. Il est prévu pour fonctionner sous des tensions d'alimentation comprises entre 8 et 16 volts (maximum 18 volts). Cette caractéristique lui ouvre le débouché des autoradios.

L'efficacité du correcteur est de ± 12 dB (à 40 Hz pour les graves et 15 kHz pour les aigus). La bande

Correcteur de tonalité commandé par tension



Le montage que nous vous proposons dans les lignes qui suivent n'est pas à vrai dire un préamplificateur, il lui manque en effet un sélecteur d'entrée, mais un correcteur de tonalité complet puisqu'il comprend, outre les réglages de graves, aigus, volume et balance, un contrôle physiologique et un circuit d'élargissement de base de l'effet stéréophonique.

Équipé à 100 % de circuits intégrés, ultra-compact, autonome puisqu'il possède sa propre alimentation secteur, il fait appel à un nouveau DIL 24 de SIEMENS, le TDA 4292 T qui se charge de toutes les corrections et se commande par de simples tensions continues.

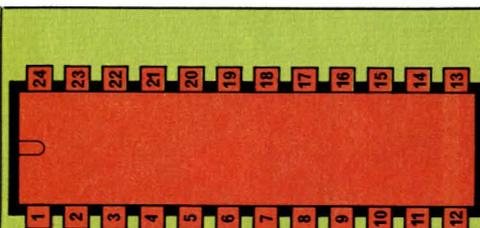


Figure 1 - Brochage du TDA 4292 T

- | | |
|---|--|
| 1 : Tension de référence. | 14 : Sortie gauche. |
| 2 : Entrée de commande des aigus. | 15 : Sortie gauche. |
| 3 : Entrée de commande des graves. | 16 : Alimentation. |
| 4 : Entrée droite. | 17 : Fréquence de départ de l'effet « WIDE ». Voie gauche. |
| 5 : Fréquence de coupure des graves. Voie droite. | 18 : Contrôle « WIDE ». |
| 6 : Fréquence de coupure des graves. Voie droite. | 19 : Fréquence de coupure des aigus. Voie gauche. |
| 7 : Fréquence de coupure des aigus. Voie droite. | 20 : Fréquence de coupure des graves. Voie gauche. |
| 8 : Contrôle « physiologique ». | 21 : Fréquence de coupure des graves. Voie gauche. |
| 9 : Fréquence de départ de l'effet « WIDE ». Voie droite. | 22 : Entrée gauche. |
| 10 : Masse. | 23 : Entrée de commande de balance. |
| 11 : Sortie droite. | 24 : Entrée de commande de volume. |
| 12 : Sortie gauche. | |

Réalisation

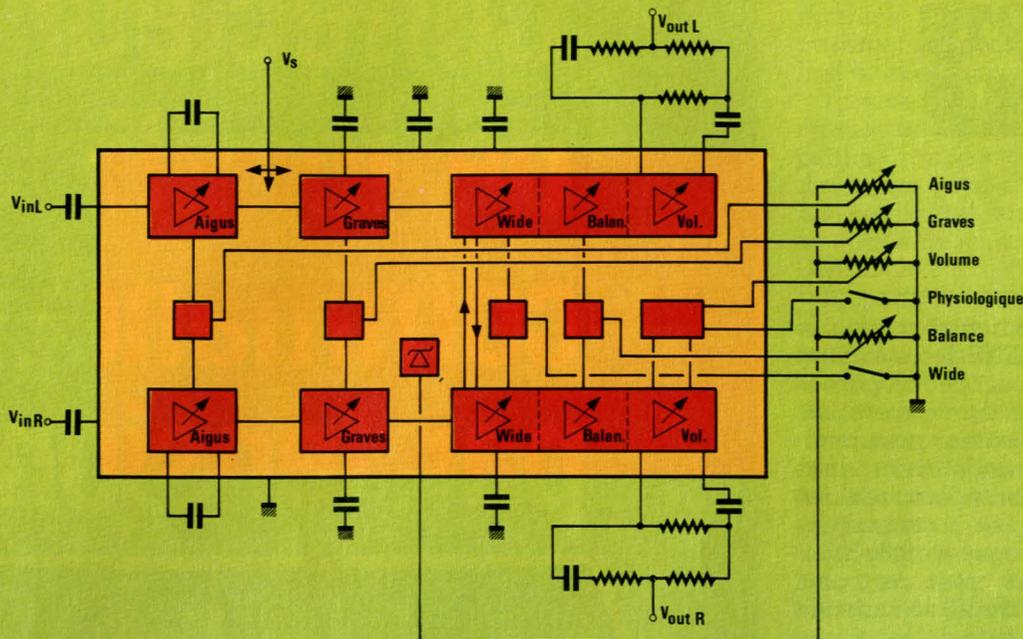


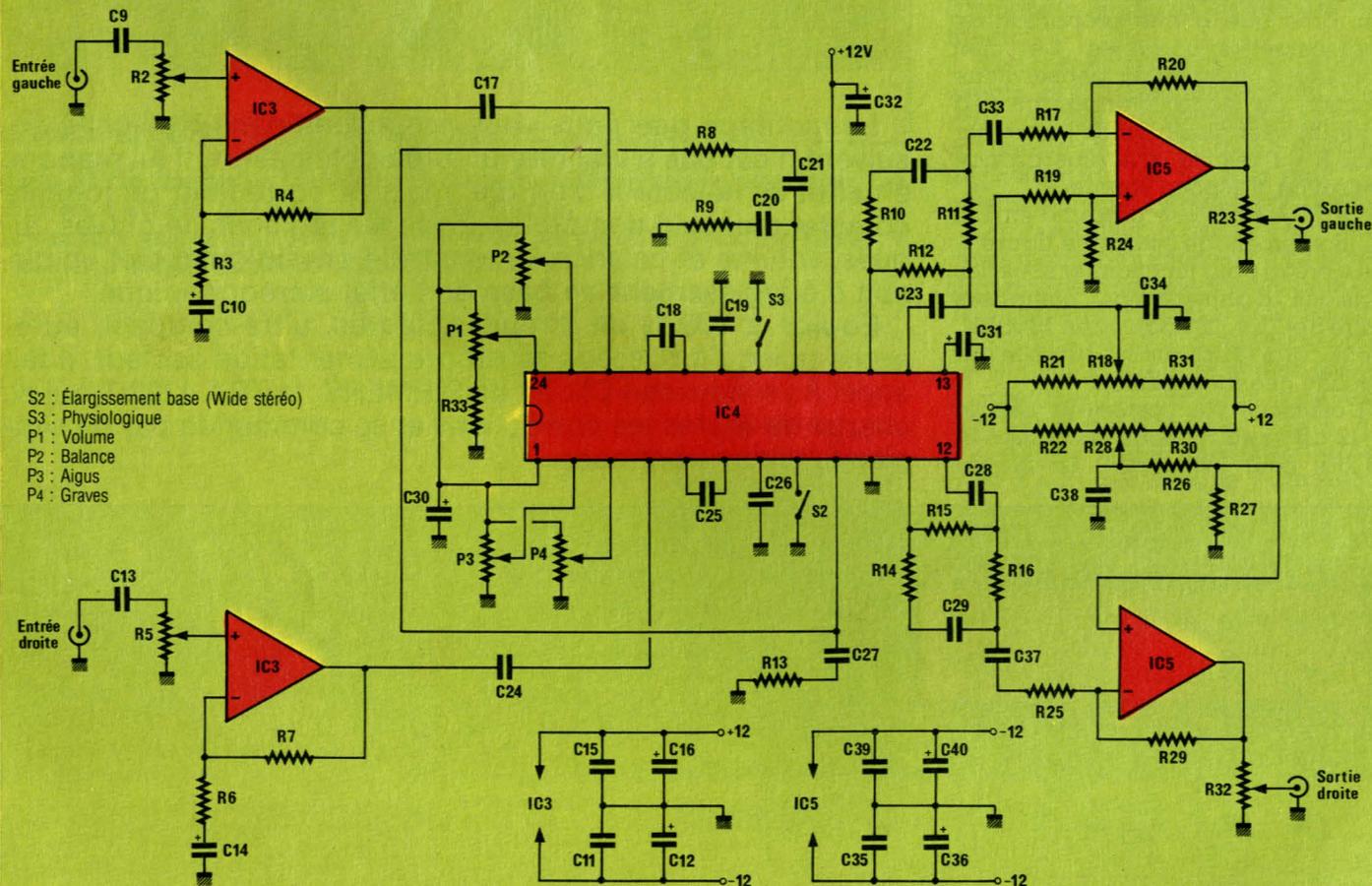
Figure 2

passante à -1 dB s'étend de 20 à 20.000 Hz. L'atténuation maximale due à la commande de volume est de 85 dB. La commande de balance

quant à elle introduit un facteur d'amplification de $+4$ à -30 dB typiques. La diaphonie est de 60 dB minimum (le circuit «WIDE» étant

hors service). Le rapport (signal + bruit) / bruit annoncé est de 77 dB pour un signal d'entrée de $1 V_{RMS}$ (Tension d'alimentation de $+15$ V).

Figure 3



- S2 : Élargissement base (Wide stéréo)
- S3 : Physiologique
- P1 : Volume
- P2 : Balance
- P3 : Aigus
- P4 : Graves

Nous donnons à le **figure 2** le synoptique du TDA 4292 T. Chaque canal comporte 5 amplificateurs opérationnels dotés d'atténuateurs ou d'interrupteurs commandés par une tension continue.

Le contrôle de tonalité ne requiert qu'un condensateur extérieur par ampli-op. La sortie attaque le circuit «WIDE» commandé par un interrupteur. Vient ensuite le contrôle de balance. La position respective de ces deux étages évite que le «WIDE» n'influe sur l'équilibre des deux canaux, ce qui conduirait à un effet désastreux. Pour finir, le signal traverse un dernier circuit servant à la fois au volume et au contrôle physiologique. En effet, comme pour le TDA 4290, une seule sortie délivre normalement un signal alors que l'autre n'intervient que lors du contrôle physiologique. Un réseau RC (identique à celui du TDA 4290) réalise cette correction (qui relève le niveau des basses fréquences à faible volume).

Un source interne de tension de référence délivre le potentiel stable destiné aux potentiomètres (débit maximum : 5 mA).

Le schéma théorique

Nous nous sommes servis du TDA 4292 T pour réaliser un correcteur de tonalité pouvant être intercalé entre une source et un amplificateur ou un magnétophone. Afin que toutes les sources soient utilisables avec tous les amplificateurs, nous avons prévu en entrée comme en sortie un étage chargé d'adapter le niveau et l'impédance du signal. Signalons de

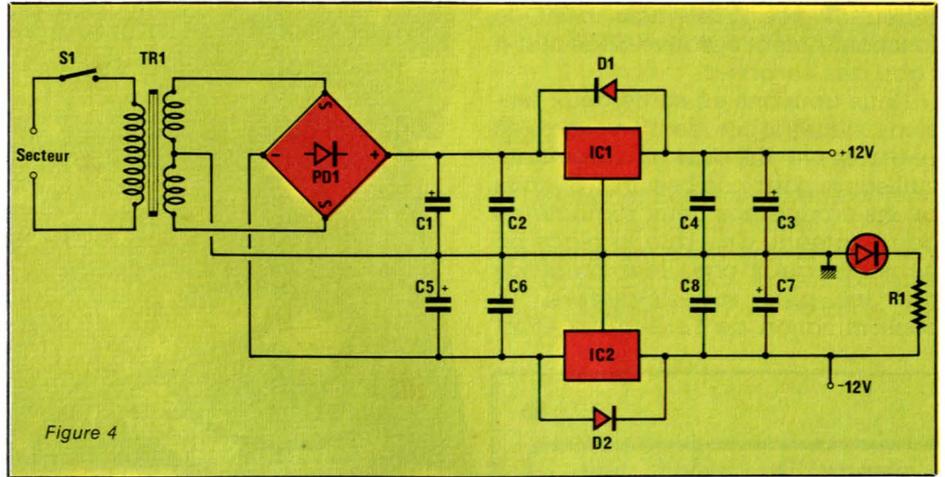


Figure 4

plus que le signal de sortie est délivré avec une composante continue annulable par réglage d'offset, ce qui permet d'attaquer la charge en liaison directe.

Le schéma est livré **figure 3** en ce qui concerne les préamplificateurs. Nous n'étudierons que la voie droite, la gauche étant par principe identique.

L'entrée se fait via C₉. R₂ permet d'adapter le préamplificateur à la source afin d'attaquer le TDA 4292 T avec un signal d'amplitude suffisante mais non excessive.

IC₃ est monté en amplificateur linéaire avec un gain en alternatif voisin de 10 alors que C₁₀ coupe la composante continue.

C₁₇ réalise l'isolement avec le TDA 4292 T dont l'entrée se fait sur la broche 22. C₁₈ et C₁₉ interviennent dans les contrôles de graves et d'aigus. Les potentiomètres P₁ à P₄ régulent les tensions commandant les fonctions et sont alimentés par la source de tension délivrée sur la broche 1 et filtrée par C₃₀. On remarquera que,

contrairement aux autres potentiomètres, P₁ ne permet pas d'explorer toute la gamme des tensions entre 0 et V_{REF}. Nous avons volontairement limité cette excursion pour étaler la plage «utile» de réglage de volume, la zone comprise entre 0 et V_{REF}/2 ne présentant pas d'intérêt. Les lecteurs qui ne sont pas de cet avis rétabliront facilement l'état de chose initial en modifiant ou supprimant R₃₃.

Afin d'éviter que l'effet «WIDE» ne soit trop artificiel, nous avons effectué une correction en fréquence réalisée par R₈, R₉, R₁₃, C₂₀, C₂₁ et C₂₇.

En sortie nous trouvons le réseau correcteur réalisant l'effet «physiologique».

Une précision importante pour la suite : alors que S₂ est actif quand il est fermé, S₃ est actif quand il est ouvert. On s'en souviendra lors du câblage.

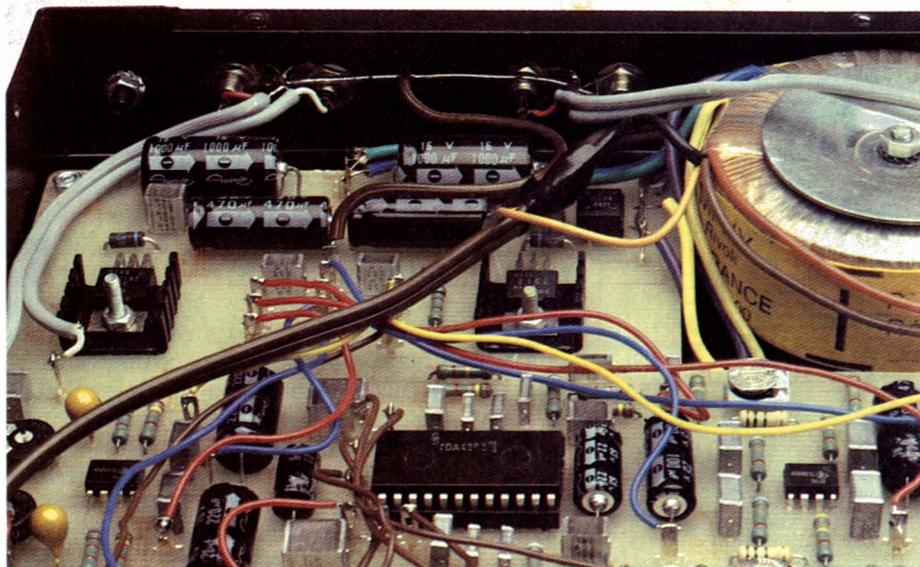
C₃₃ isole le réseau correcteur de IC₅ monté en amplificateur de sortie dont le gain, fixé par R₂₀ et R₁₇, est voisin de 4. Ceci permet de disposer de 2 V_{EFF} environ pour attaquer la charge, valeur suffisante dans la plupart des cas.

L'entrée inverseuse de IC₅ reçoit une tension continue issue du diviseur de tension R₁₈, R₂₁, R₃₁, filtrée par C₃₄ et destinée à compenser sa propre tension d'offset, ceci afin d'attaquer la sortie avec une composante continue nulle. R₂₃ permet d'ajuster l'amplitude du signal de sortie en fonction de l'appareil à attaquer.

Alors qu'IC₄ est alimenté avec une tension positive unique, IC₃ et IC₅ fonctionnent avec une alimentation symétrique, filtrée pour chaque étage.

Ceci nous amène à décrire l'alimentation dont le schéma théorique est présenté à la **figure 4**.

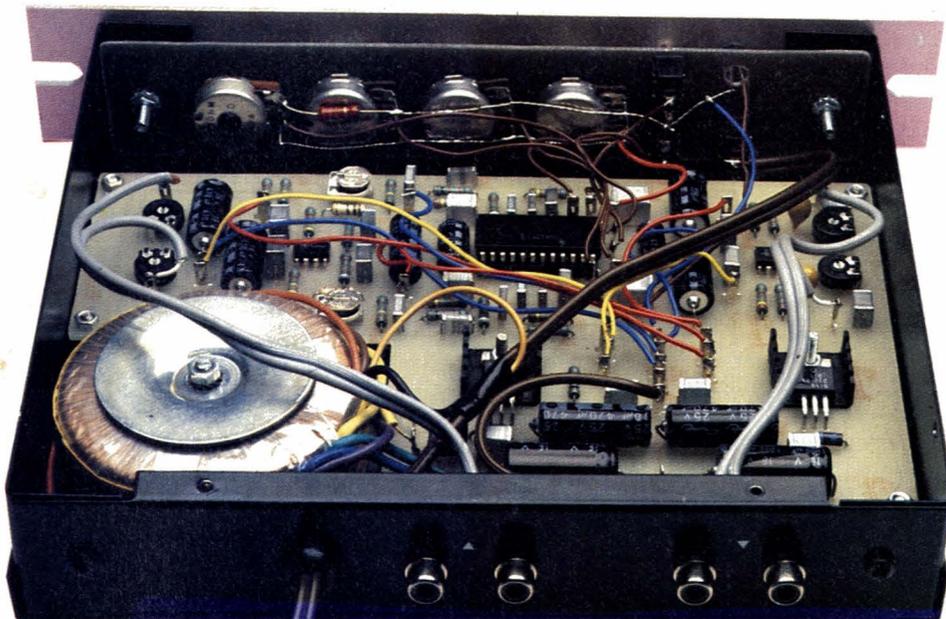
Un transformateur torique délivre la tension alternative au pont chargé du redressement. Rien à dire sur ce



Réalisation

schéma, classique mais dont le fonctionnement éprouvé nous met à l'abri des surprises.

Nous trouvons en sortie deux tensions symétriques de 12 volts avec une réserve de courant largement suffisante pour nos besoins. Si nous avons équipé nos deux régulateurs de radiateurs, c'est que la place ne nous manquait pas ; leur présence est des plus superfétatoires, la consommation de l'ensemble étant



inférieure à 100 mA sur chaque ligne.

Réalisation pratique

Une carte imprimée dont le tracé et l'implantation sont livrés aux figures 5 et 6 reçoit la quasi-totalité des composants. La partie évidée reçoit le transformateur torique.

Les lecteurs désirant inclure ce circuit dans un ensemble et non intéressés par la partie alimentation n'auront qu'à reproduire le bas du circuit imprimé, les deux sous-ensembles étant indépendants.

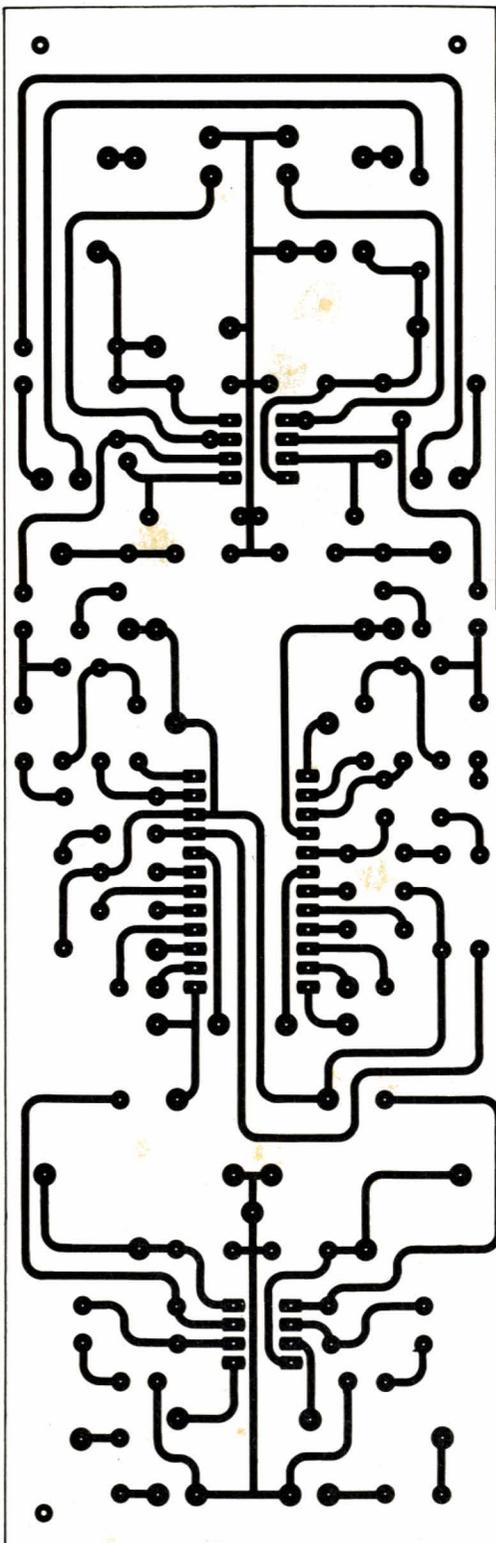
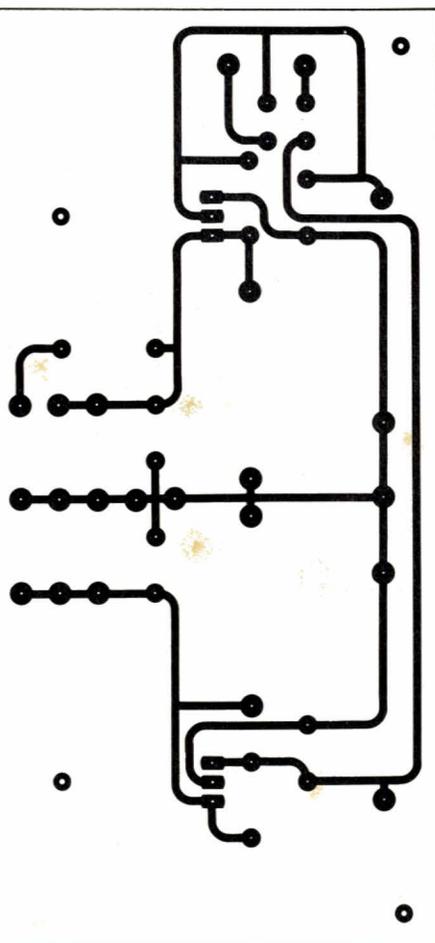
Aucune liaison de masse ou d'alimentation n'est effectuée par le circuit imprimé. Ceci permettra de respecter la règle d'or du câblage en étoile.

Le tracé est fort simple et ne requiert pas obligatoirement le recours à la méthode photographique. On pourra avantageusement argenter ou étamer le circuit après la gravure puis le recouvrir d'un vernis soudable.

Le câblage n'offre pas de difficultés. Il suffit de respecter le sens de branchement des condensateurs chimiques ou au tantale, des diodes et des régulateurs intégrés. Nous conseillons l'emploi d'un support pour IC₄. Pour IC₃ et IC₅, il est facultatif.

Tous les points de sortie recevront une cosse facilitant le câblage. Nous avons prévu assez de cosses pour qu'un seul fil soit soudé sur chacune. À la fin du câblage du circuit imprimé, vérifier soigneusement son travail puis dissoudre les traces de résine avec du trichloréthylène ou de l'acétone en s'aidant d'une brosse

Figure 5



à dents. Vernir enfin pour protéger la carte de l'oxydation.

Une fois la carte cablée, il faut passer (un moment désagréable mais utile) à la préparation du coffret. Nous avons choisi de mettre ce correcteur dans un mini-rack de la société ESM, extra-plat, ce qui permet de le loger partout.

Le transformateur sera fixé au fond à droite par une vis de 4 mm. Le circuit imprimé, dont les dimensions sont juste calculées pour le faire tenir dans le coffret, recevra 5 vis de 3 mm de diamètre qui le maintiendront solidement.

La face arrière reçoit quatre prises CINCH (ou deux DIN selon les goûts) ainsi qu'un passe-fil pour le câble secteur.

La face avant réclame quant à elle plus d'attention. Nous donnons à titre d'exemple celle que nous avons réalisée. On s'aidera de la **figure 7** et des photographies pour compléter le texte.

Afin d'éliminer les affreux écrous d'une si belle face avant, nous avons conçu une contre platine en époxy recouvert de son cuivre (qui réalise la mise à la masse des boîtiers des potentiomètres) qui sera séparée de la plaque d'aluminium par des entretoises métalliques de 8 mm de longueur. Ce travail demande patience et précision mais le jeu en vaut la chandelle. Un petit point obscur, le perçage des fenêtres ovales pour laisser passer les leviers des interrupteurs, sera éclairci grâce à une fraise cylindrique de petit diamètre montée sur une mini-perceuse.

La LED de marche sera équipée d'un petit clip qui, la détournant, la met en valeur et cache d'éventuelles bavures... Le choix des boutons est laissé à chacun, pour notre part, ce sont des MMP.

Dans la réalisation de cette contre-platine, on aura tout intérêt à percer à un diamètre un peu supérieur pour permettre un ajustage final de l'alignement des axes.

Ce travail achevé, on ornara la face avant de quelques inscriptions explicatives que l'on recouvrira d'une couche de vernis afin de les protéger. Attention cependant au choix du vernis qui ne devra pas décoller les lettres. La remise en forme des légendes demandera alors calme et doigté (voir la maquette de l'auteur à qui ce déboire est arrivé). Un essai préalable s'impose donc.

Une fois le coffret préparé, il faut réaliser l'assemblage en fixant tous

les éléments. Seul doit manquer le dessus du coffret. Les vis d'origine de la face avant sont trop courtes du fait de la présence de la contre-platine. Il faut donc les remplacer par d'autres plus longues.

La **figure 8** donne le schéma du cablage. Il s'effectue en grande partie en fil souple fin. Les couleurs des fils indiquées pour le transformateur correspondent à un modèle METALIMPHY 22 VA 2 x 12 V.

On aura tout intérêt à respecter le schéma de cablage proposé car il évite toute boucle de masse. En ce qui concerne les entrées et les sorties, leur cablage est réalisé à l'aide de câble blindé. Comme il se doit, la tresse n'est reliée qu'à une extrémité, dans notre cas côté prises.

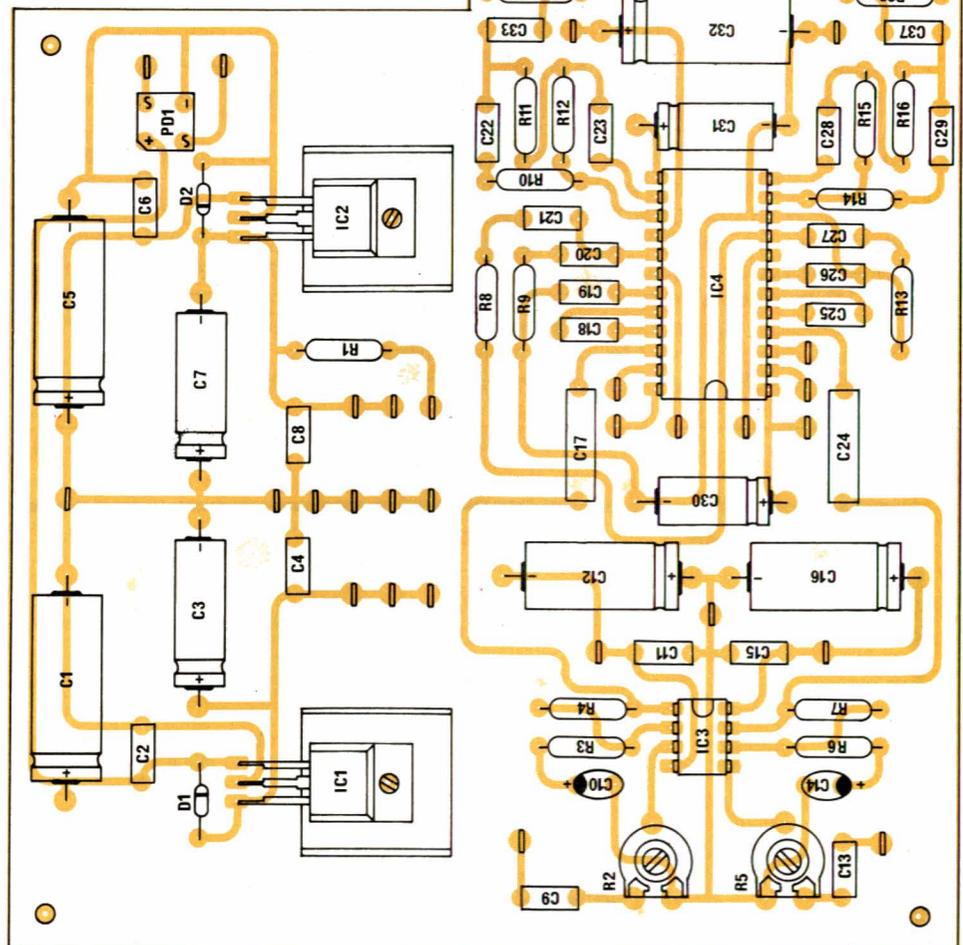
Lorsqu'on cablera les interrupteurs, on se souviendra que la fonction «WIDE» est obtenue lorsque l'interrupteur correspondant est FERMÉ alors que la correction

«PHYSIOLOGIQUE» est mise en route lorsque S₂ est OUVERT.

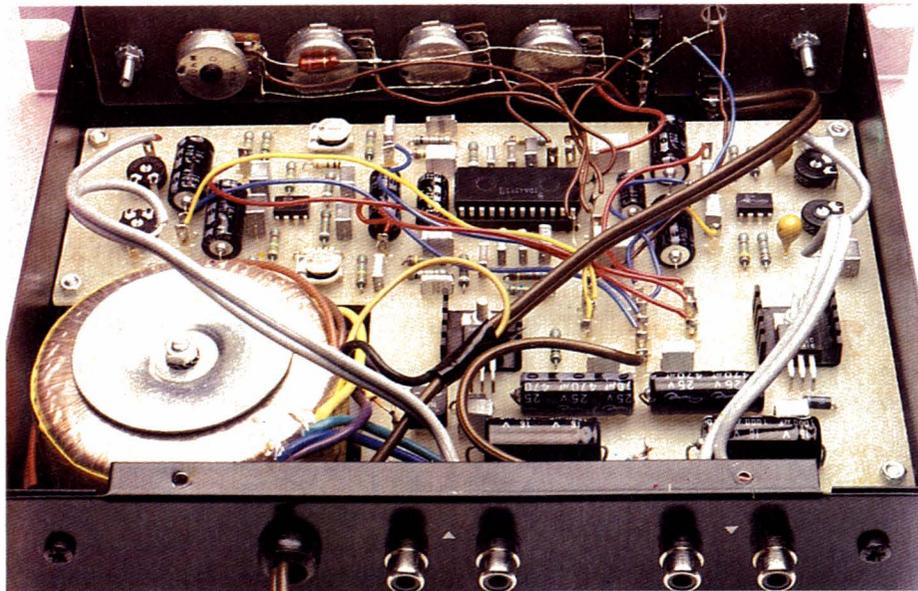
Réglages - Résultats

Le fonctionnement doit être obtenu dès la mise sous tension. Néanmoins, avant d'envoyer un signal, il convient d'annuler la composante continue en sortie. Pour ce faire, pla-

Figure 6



Réalisation



cer R_{18} et R_{28} à mi-course et allumer le correcteur. Vérifier dans un premier temps que rien ne chauffe et qu'aucun accrochage ne se produit (à l'oscilloscope ou au signal tracer). Placer un contrôleur ou mieux un multimètre numérique, sur le calibre le plus sensible en tension continue et mesurer celle qui se trouve au point chaud de R_{23} et R_{32} . Manœuvrer R_{18} et R_{28} pour annuler ces valeurs ou, du moins, les rendre inférieures au millivolt.

Pour la suite, deux possibilités :
— vous disposez d'un générateur BF, d'un millivoltmètre alternatif ou d'un oscilloscope et vous connaissez les niveaux de sortie de la source et d'entrée de la charge que vous voulez utiliser (si elles sont multiples, prenez le plus fort niveau de sortie pour les sources et la plus faible sensibilité pour les charges). Injectez alors un signal sinusoïdal à l'entrée et réglez R_2 et R_5 pour obtenir environ

500 mV sur C_{17} et C_{24} . Réglez ensuite R_{23} et R_{32} (P_1 au maxi ; P_2 , P_3 , P_4 à mi-course) pour obtenir le niveau désiré en sortie.

Si vos exigences ne peuvent être remplies par les valeurs indiquées, remplacez les résistances concernées pour modifier les gains en conséquence.

— vous ne disposez pas de générateur BF. Branchez votre source à l'entrée en choisissant un signal correspondant au niveau maximum. Branchez la charge en sortie. Cherchez l'apparition d'une distorsion en augmentant le niveau d'entrée grâce à R_2 et R_5 (P_1 à faible volume ; P_2 , P_3 , P_4 à mi-course). Repérez cette position puis placez R_2 et R_5 à la moitié ou aux deux tiers entre cette position et la masse. Monter le volume au maximum en jouant sur P_1 puis réglez R_{23} et R_{32} pour obtenir le volume maximum souhaité.

Quoiqu'il en soit, on s'assurera du

bon fonctionnement du correcteur, de l'efficacité de la balance et des effets « PHYSIOLOGIQUE » et « WIDE » ainsi que de l'absence de ronronnement causé par une masse déficiente ou bouclée.

Si la commande de volume ne permet pas d'atténuer suffisamment le signal, diminuer R_{23} .

Si tout est en ordre, fermer le coffret ; votre correcteur est prêt à vous rendre de bons et loyaux services.

Conclusion

Le TDA 4292 T trouve ici une de ses applications. D'autres peuvent aisément être citées.

Il pourra être utilisé avec profit dans des auto-radios ou des lecteurs de cassettes autonomes grâce à sa faible consommation.

Le module que nous avons présenté ici peut être un élément autonome ou faire partie d'un tout. On pourra en effet reprendre cette carte pour l'intégrer dans un préamplificateur complet. Elle pourra remplacer les deux cartes équipées du TDA 4290 dans le préamplificateur télécommandé par infra-rouges que nous avons décrit dans les numéros 433, 434 et 436 de cette revue. Les circuits utilisés pour fabriquer la fonction de balance sont alors inutiles et il suffit de prévoir la même configuration pour les commandes de volume et de balance que pour celles des graves et des aigus.

Terminons en soulignant l'intérêt de ce circuit nouveau qui, avec un nombre réduit de composants périphériques, permet de réaliser à faible coût et à moindre labeur un module de correction parfaitement efficace et fiable.

X. MONTAGUTELLI

TOUS LES ACCESSOIRES

AUDIO



casques
transistors
radio cassettes
auto radio
cassettes
cordons de liaison
connecteurs
cable

TV



antennes
adaptateurs
cordons
connecteurs
cable

VIDEO



duplication
adaptateurs
cordons de liaison
connecteurs
cable

MICRO INFORMATIQUE

cordons, Perles
cordons de liaison
prolongateur
alimentations
livres techniques
feuilles de programmation
cassettes
disquettes




Magnetophone spécial informatique
— TVA 18,60 %
compatible Orc Orc I Atlas
Lynx ZX 81 Aquarius

Professionnels intéressés par ces produits, contactez la société 3Z - Tél. (16) 1 831.93.43 - Télex Troisa 215819F 3, rue de l'aviation - 93700 DRANCY.

DEMANDE DE TARIF Cachet commercial obligatoire

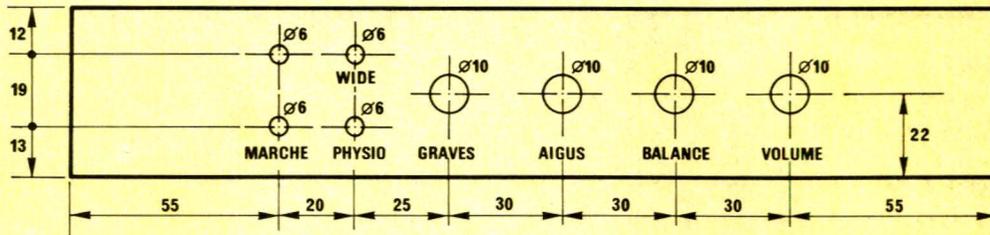


Figure 7

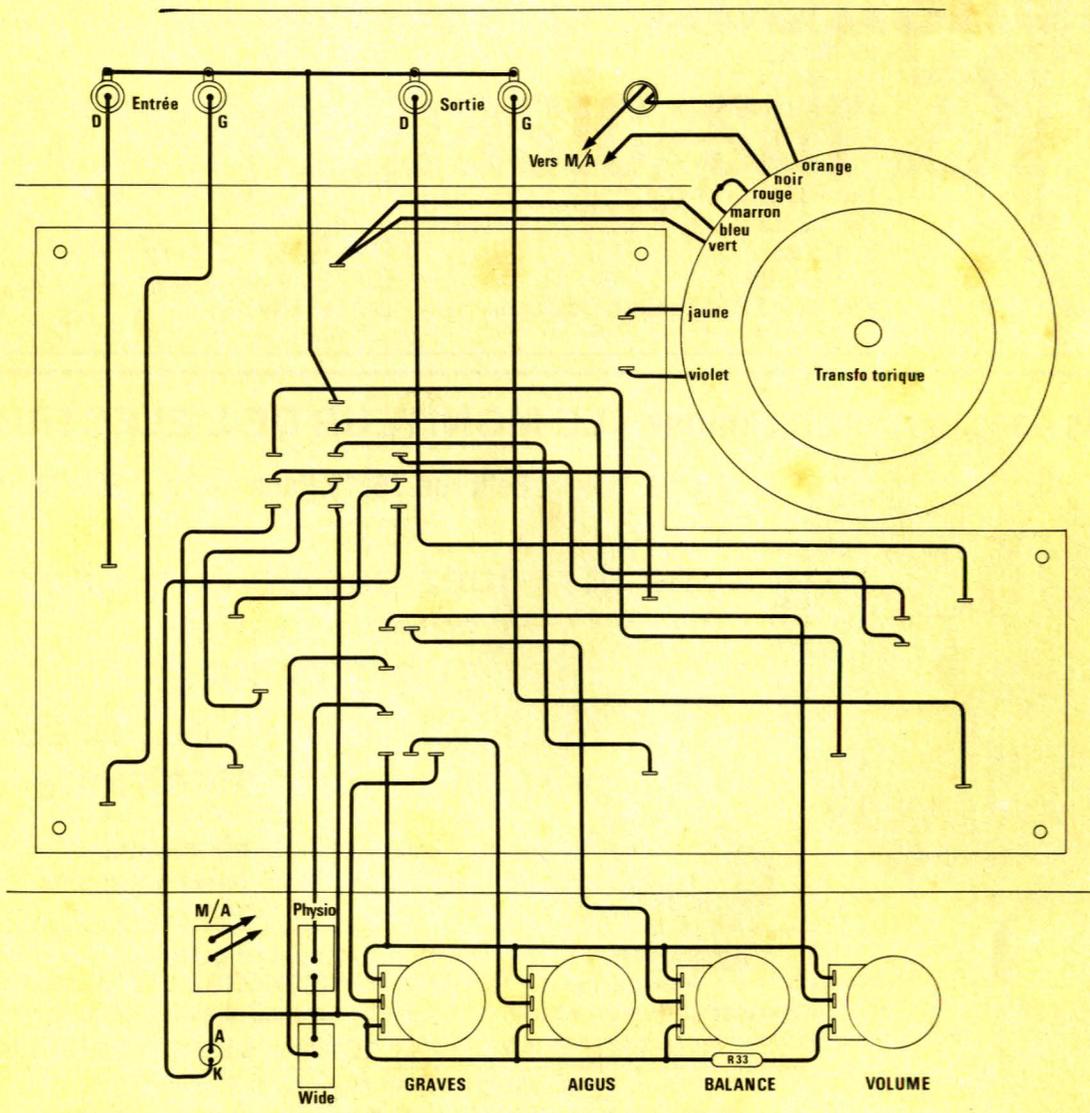


Figure 8

Réalisation

Nomenclature

Condensateurs

C₁: 1000 μ F 16 V
 C₂: 0,47 μ F 100 V
 C₃: 470 μ F 16 V
 C₄: 0,1 μ F 100 V
 C₅: 1000 μ F 16 V
 C₆: 0,47 μ F 100 V
 C₇: 470 μ F 16 V
 C₈: 0,1 μ F 100 V
 C₉: 0,33 μ F 100 V
 C₁₀: 10 μ F 35 V T
 C₁₁: 0,1 μ F 100 V
 C₁₂: 220 μ F 16 V
 C₁₃: 0,33 μ F 100 V
 C₁₄: 10 μ F 35 V T
 C₁₅: 0,1 μ F 100 V
 C₁₆: 220 μ F 16 V
 C₁₇: 1 μ F 100 V
 C₁₈: 68 nF 100 V
 C₁₉: 1,8 nF 100 V
 C₂₀: 10 nF 100 V
 C₂₁: 22 nF 100 V
 C₂₂: 3,3 nF 100 V
 C₂₃: 0,33 μ F 100 V
 C₂₄: 1 μ F 100 V
 C₂₅: 68 nF 100 V
 C₂₆: 1,8 nF 100 V
 C₂₇: 10 nF 100 V
 C₂₈: 0,33 μ F 100 V

C₂₉: 3,3 nF 100 V
 C₃₀: 10 μ F 16 V
 C₃₁: 22 μ F 16 V
 C₃₂: 100 μ F 16 V
 C₃₃: 0,1 μ F 100 V
 C₃₄: 0,1 μ F 100 V
 C₃₅: 0,47 μ F 100 V
 C₃₆: 470 μ F 16 V
 C₃₇: 0,1 μ F 100 V
 C₃₈: 0,1 μ F 100 V
 C₃₉: 0,47 μ F 100 V
 C₄₀: 470 μ F 16 V

Résistances

R₁: 1 k Ω
 R₂: 220 k Ω Ajustable horizontale
 R₃: 2,2 k Ω
 R₄: 22 k Ω
 R₅: 220 k Ω Ajustable horizontale
 R₆: 2,2 k Ω
 R₇: 22 k Ω
 R₈: 15 k Ω
 R₉: 27 k Ω
 R₁₀: 820 Ω
 R₁₁: 1 k Ω
 R₁₂: 22 k Ω
 R₁₃: 27 k Ω
 R₁₄: 820 Ω
 R₁₅: 22 k Ω
 R₁₆: 1 k Ω
 R₁₇: 110 k Ω
 R₁₈: 22 k Ω Ajustable horizontale

R₁₉: 1 M Ω
 R₂₀: 440 k Ω
 R₂₁: 10 k Ω
 R₂₂: 10 k Ω
 R₂₃: 1 k Ω Ajustable horizontale
 R₂₄: 91 k Ω
 R₂₅: 110 k Ω
 R₂₆: 1 M Ω
 R₂₇: 91 k Ω
 R₂₈: 22 k Ω Ajustable horizontale
 R₂₉: 440 k Ω
 R₃₀: 10 k Ω
 R₃₁: 10 k Ω
 R₃₂: 1 k Ω Ajustable horizontale
 P₁: 22 k Ω Lin
 P₂: 22 k Ω Lin
 P₃: 22 k Ω Lin
 P₄: 22 k Ω Lin

Circuits intégrés

IC₁: 7812
 IC₂: 7912
 IC₃: 772, TLO 82
 IC₄: TDA 4292
 IC₅: 772, TLO 82

Divers

S₁, S₂, S₃: 3 inters, 1 circuit 2 positions
 TR₁: Torique 2 \times 12 V 22 VA
 PD₁: Pont redresseur 50 V 1 A
 D₁, D₂: 1N4004

Tous les mois dans la revue technique «LE MONITEUR DE L'ELECTRICITE»

2 à 12, rue de Bellevue 75019 Paris — Tél.: 200-33-05

ne manquez pas de consulter
 la sélection des
APPELS D'OFFRES
 des marchés publics et privés
 comportant un lot «électricité»

et le barème actualisé des prix moyens
 des travaux d'installations électriques courantes

Bon pour un exemplaire gratuit
 à retourner à : PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
 Service Diffusion Abonnement 2 à 12 rue de Bellevue 75940 Paris Cedex 19
Il est indispensable de nous indiquer 2 fois vos nom et adresse

LE MONITEUR PROFESSIONNEL DE L'ELECTRICITE

Nom	Nom
Prénom	Prénom
N° Rue	N° Rue
.....
Code postal Ville	Code postal Ville



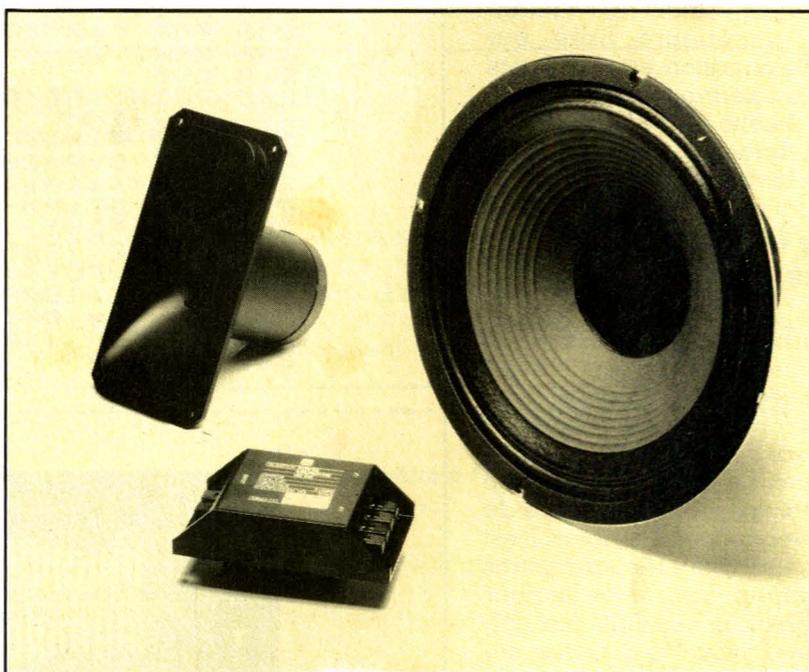
Une méthode de sélection des haut-parleurs graves - médiums pour enceinte acoustique. Langage basic sur ZX 81

La reproduction du spectre sonore audible nécessite en l'état actuel de la technique, l'utilisation d'au moins deux catégories de haut-parleurs et mieux encore, on fera appel à trois types : basses, médiums et aigus.

La question qui se pose alors est de savoir quel choix il faut effectuer pour avoir une

répartition correcte des niveaux sonores dans le spectre d'écoute.

La méthode proposée ici consiste à tracer sur ordinateur la courbe d'élongation du diaphragme en fonction de la fréquence pour un courant sinusoïdal donné et à identifier les différents types de haut-parleurs. On considérera que deux haut-parleurs sont complémentaires lorsque, en changeant de spectre, les courbes obtenues se prolongent par superposition des tracés. En l'absence de données sur les reproducteurs d'aigus ou tweeters, nous limiterons la solution au raccordement basses-médiums.



Données à connaître et choix du courant

Le nombre des données à connaître est de quatre. Il s'agit essentiellement de données mécaniques :

- Masse mobile : M (kg) comprend bobine et diaphragme
- Compliance : C (mN^{-1}) coefficient d'élasticité
- Résistance mécanique : RM (Kg s^{-1}) provoque les pertes de chaleur par frottements.
- Facteur de force : Bl (NA^{-1}) coefficient de force de l'ensemble aimant-bobine.

C'est ce dernier facteur qui, multiplié par le courant ($\text{Bl} \times I$), fournit la valeur de la force d'entraînement de l'équipage mobile.

Ainsi en appliquant un courant sinusoïdal de 0,25 A crête dans l'enroulement du moteur d'un haut-parleur, dont le facteur de force est de 10, la force variable sinusoïdalement aura pour valeur maximale 2,5 N. Il se peut qu'une telle valeur soit trop élevée dans la réalité. En effet, et plus particulièrement à la résonance, l'amplitude du déplacement peut dépasser les limites autorisées. Ces limites sont fixées par la technologie de la bobine, de l'entrefer et de l'aimant. Sur un tracé d'écran, l'inconvénient est mineur. La limite supérieure fixée par l'échelle d'élongation est de 10 mm qu'il y a lieu néanmoins de ne pas dépasser. A cette fin le choix du courant sera tel que :

$$0,15 < I < 0,25 \text{ A.}$$

Note sur les réponses obtenues

Les courbes obtenues ici par un calcul théorique, pourraient être relevées sur des haut-parleurs en utilisant un générateur basse-fréquence et un capteur de position placé sur le diaphragme. Le cliché 1 représente une réponse ainsi obtenue (tracé du haut) et à fréquences variables. Il est plus aisé d'introduire les paramètres du haut-parleur dans un ordinateur et d'en obtenir les résultats par calcul. Il suffit d'avoir les données nécessaires.

Utilisation des résultats

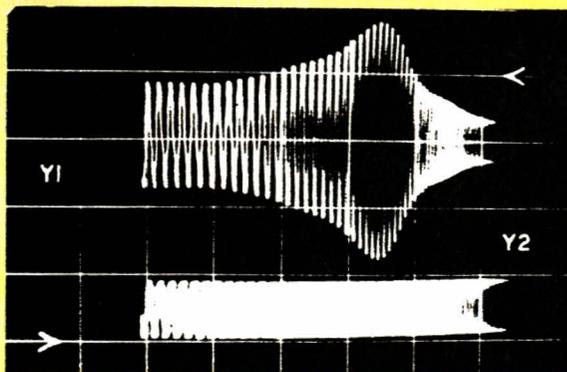
Après avoir fait un choix entre plusieurs haut-parleurs : graves et médiums, nous traçons la courbe de réponse pour chacun d'eux. Chaque

Listing du programme sur ZX 81

```

5 REM "DEPLACEMENT"
6 GOTO 150
10 FOR A=21 TO 0 STEP -1
20 PRINT AT A,0;"I"
25 IF A=0 THEN GOTO 40
30 NEXT A
40 PRINT AT 21,0;"L-.001",AT 16
0;"L.01",AT 11,0;"L.1",AT 6,0;"
1",AT 1,0;"L10",AT 0,1;"(MM)"
50 FOR B=5 TO 32
60 PRINT AT 21,8;" "
65 IF B=31 THEN GOTO 75
66 PRINT AT 21,10;"L",AT 21,20
;"L",AT 21,30;"L"
70 NEXT B
75 PRINT AT 0,15;"FO=",AT 1,15
;"RM=",AT 2,16;"I="
77 PRINT AT 0,18;FO,AT 1,18;DZ
;AT 2,18;I
78 PRINT AT 0,23;" " "AT
1,23;"
80 PRINT AT 21,11;"="
85 PRINT AT 21,21;"="
90 PRINT AT 20,9;"100(HZ)",AT
20,19;"1E3",AT 20,29;"1E4"
115 STOP
120 CLS
150 PRINT "INTRODUIRE M : "
160 INPUT M
165 PRINT AT 0,16;M
170 PRINT "INTRODUIRE C : "
180 INPUT C
185 PRINT AT 1,16;C
190 PRINT "INTRODUIRE RM : "
200 INPUT RM
205 PRINT AT 2,16;RM
210 PRINT "INTRODUIRE BL : "
220 INPUT BL
225 PRINT AT 3,16;BL
230 PRINT "INTRODUIRE I : "
232 INPUT I
234 PRINT AT 4,16;I
236 FOR T=0 TO 100
238 NEXT T
240 CLS
243 PRINT AT 6,3;"-----
-----1MM"
244 FOR P=0 TO 61
246 LET Q=P/20
248 LET X=10*10**Q
250 LET DZ=RM*C/(2*SQR (M*C))
260 LET FO=1/((SQR (M*C))*2*PI)
270 LET Z=(ABS (1-(X/FO)**2)**2
)+(2*DZ*X/FO)**2
280 LET Y=1000*BL*C*I/SQR Z
285 IF Y<=.001 THEN GOTO 10
290 PLOT P,(10*LN Y/LN 10)+30
300 NEXT P

```



Cliché 1

réponse est soigneusement reproduite sur un papier transparent, en n'oubliant pas de tracer également les axes de référence. Ce travail peut s'effectuer aussi bien sur imprimante que sur écran cathodique. En plus du tracé, apparaissent deux paramètres propres au haut-parleur étudié. Il s'agit de :

— F_0 : fréquence oscillatoire propre non amortie. Cette valeur théorique caractérise le système sans amortissement.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{M \cdot C}}$$

— AM : est le coefficient d'amortissement. Plus celui-ci est voisin de 0, plus la pointe de résonance est aigüe. On utilise normalement la lettre grecque dzéta comme symbole : ζ

— La valeur du courant est rappelée pour mémoire.

La fréquence de résonance, c'est-à-dire celle qui sur le tracé présente un maximum d'amplitude est donnée par la relation :

$$F_r = F_0 \cdot \sqrt{1 - 2\zeta^2}$$

C'est la quantité qui annule la dérivée de l'équation du mouvement du diaphragme.

En superposant les tracés obtenus, on sera conduit aux cas des figures 1 ou 2.

Figure 1. Le haut-parleur médiums M produit dans son spectre utile des valeurs d'amplitude trop fortes.

Figure 2. Haut-parleurs basses et médiums se prolongent exactement et la fréquence de transition pourra s'établir à F_c .

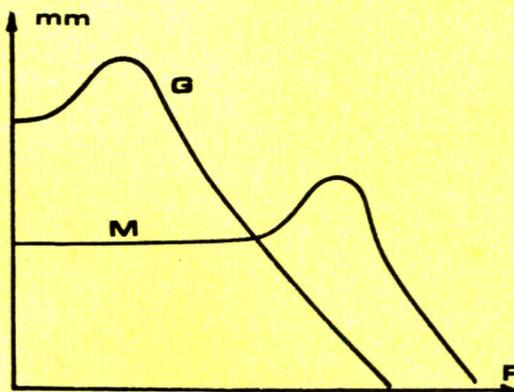


Figure 1

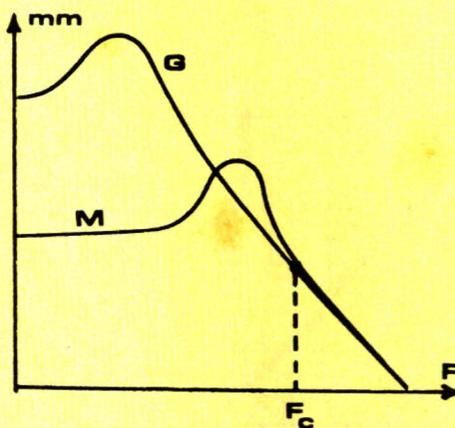


Figure 2

Commentaires sur les courbes calculées

Les courbes I à IV représentent les tracés obtenus par quatre haut-parleurs différents. Le tracé IV représente une courbe de médiums. Les courbes I et II concernent des

haut-parleurs de basses, les intensités sont de 0,15 et 0,25 A.

Même avec cet écart de courant, les courbes sont très voisines l'une de l'autre. De fait, ceci se traduit par un niveau d'efficacité meilleur de 3,8 dB du haut-parleur II.

Par ailleurs, on associera avantageusement les haut-parleurs III et IV.

RADIO PLANS

Veillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante :

Nom :

Prénom :

Rue :

N° :

Ville :

Complément d'adresse :

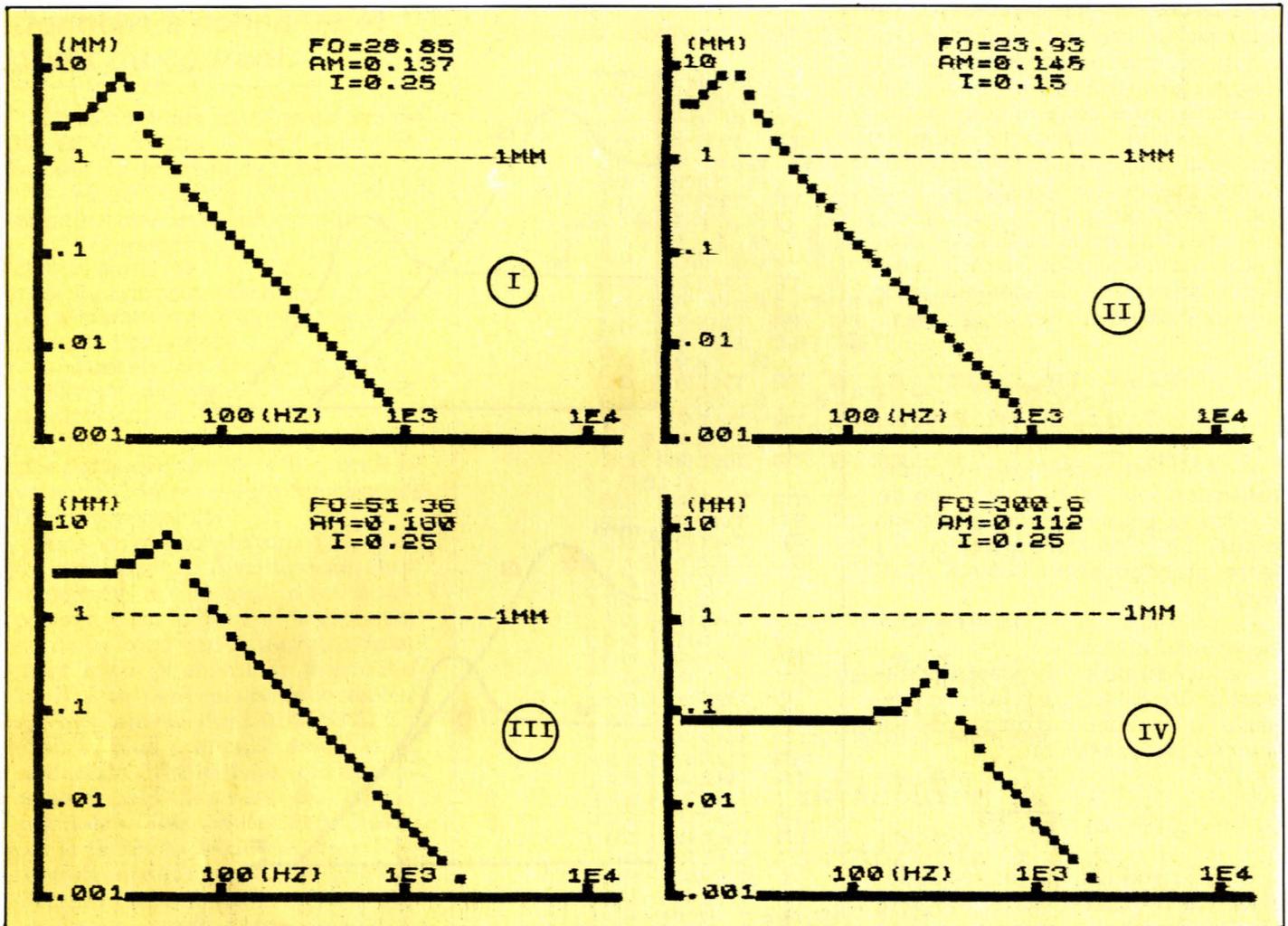
Code Postal :

Je joins à cette commande mon règlement par :

Chèque bancaire

C.C.P. (sans n° de compte)

Eurochèque



Programme

Rappelons que les symboles sont redéfinis de la façon suivante :

- MMD : Masse mobile soit **M** dans le programme.
- CMS : Compliance soit **C** dans le programme.
- RMS : Résistance mécanique **RM** dans le programme.
- B : Facteur de force, **BL** dans le

programme.

En raison de l'étendue des échelles, celles-ci sont de type logarithmique : 10 Hz à 10 kHz d'une part, 0,001 mm à 10 mm d'autre part. Après introduction du programme, faire RUN et NEW LINE.

Les données à introduire sont inscrites et demandées au fur et à mesure. Il est clair que la courbe est translatée verticalement en fonction

de la valeur d'intensité **I** introduite pour un même haut-parleur. Comme déjà mentionné, 0,25 A est une valeur maximale.

Pour changer un seul des paramètres, faire GOTO 150. Introduire alors les lettres M, C, RM, BL, I sauf celle que l'on veut modifier qui sera introduite avec sa nouvelle valeur numérique.

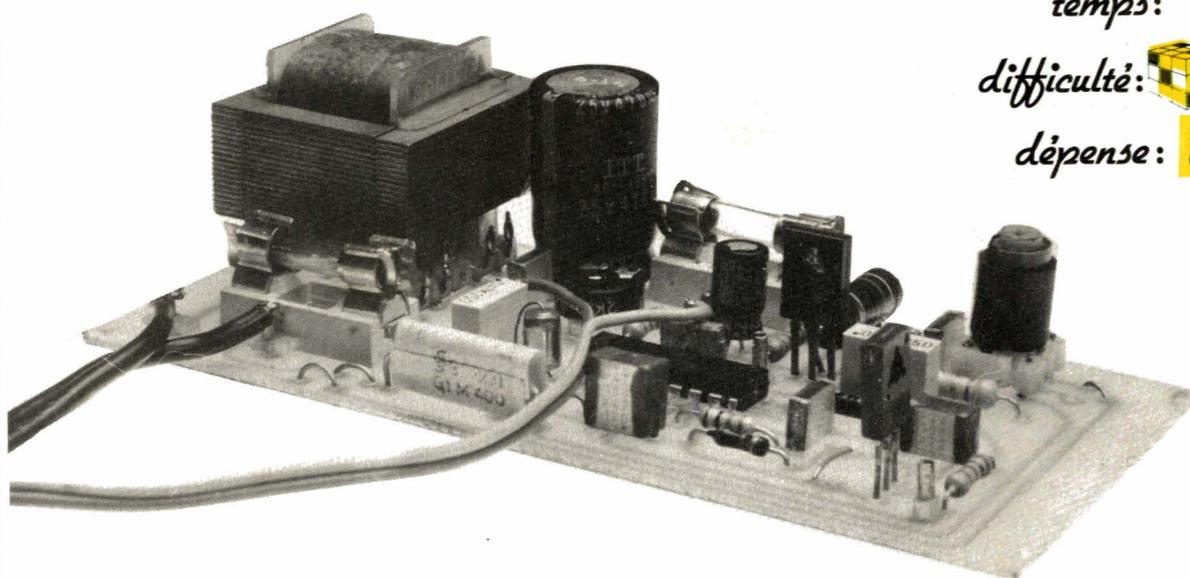
R. SCHERER

carte de commande « circuits imprimés »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+

Ajouter sur cette ligne les frais de port (12 F pour la France →
métropolitaine ; 18 F pour DOM-TOM et étranger) →
Prix total TTC →
Total à payer →
Pas d'envoi contre remboursement

Carte de transmission de données via le secteur avec le LM 1893, National Semiconductor



temps: ⏰ ⏰
 difficulté: 🧩 🧩
 dépense: 💰 💰

La transmission de communications ou d'informations a toujours été la vocation première de l'électronique. Jusqu'à présent ce sont les techniques de télécommunication qui ont fait progresser le plus rapidement la technologie électronique.

Aujourd'hui encore, les programmes spatiaux ou les vastes projets de télécommunications terrestres (réseaux câblés par fibres optiques ou coaxiaux...) sont un tremplin pour les technologies nouvelles.

Ce besoin, à un moindre niveau bien entendu, se retrouve à l'échelon individuel. Au fur et à mesure que les équipements personnels deviennent de plus en plus sophistiqués, le besoin de liaisons interactives se fait sentir. Particulièrement, nous pensons aux micro-ordinateurs individuels, qui dès lors que l'on veut sortir des sentiers battus (logiciels de jeux, de gestion, voire de calculs...) nécessitent la possibilité de communiquer avec l'environnement extérieur, par exemple pour dialoguer avec des cartes orientées application, de contrôle de processus, ou d'acquisition de données.

Une liaison par le secteur permet de travailler à des vitesses de transmission suffisantes pour ces applications, tout en utilisant une infrastructure déjà établie, donc au moindre coût.

National Semiconductor a développé courant 82, un produit performant et attractif, parfaitement adapté à ce type de liaison : le LM 1893, objet de la présente réalisation.

Considérations sur le réseau de distribution électrique

Si le gros avantage du réseau réside dans une interconnexion déjà réalisée et ce dans les endroits les plus divers, toute médaille a son revers et son gros désavantage résulte de sa vocation.

En effet, vis-à-vis d'un circuit transmetteur, le réseau présente une impédance de charge tout à fait imprévisible et qui plus est variable dans de grandes proportions en un même point.

D'une part cela dépend des appareils mis ou non en service sur le secteur, d'autre part les lignes de distribution sont très diverses : cela va du scindex pour le raccordement de l'appareillage léger et d'éclairage, jusqu'au câble gainé trois conducteurs de forte section avec terre, fils sous baguettes ou sous goulottes et ceci uniquement pour les installations de particuliers.

Ces lignes, aux fréquences porteuses de transmission envisageables avec le LM 1893 (entre 50 et 300 kHz) se comportent comme des réseaux à constantes réparties.

D'après des mesures effectuées par National Semiconductor aux USA, on constate à la **figure 1** que les lignes peuvent s'assimiler à un dipôle avec une résistance et une inductance en série. Les capacités des lignes n'interviennent pas à ces fréquences, vu leur valeur, par contre celles des appareils : disjoncteurs et autres compteurs, peuvent atténuer considérablement la porteuse. Par ailleurs le secteur est une des sources les plus parasitées qui soit. Il n'est pas rare que des transitoires de quelques kV se superposent au 220 V/50 Hz utile.

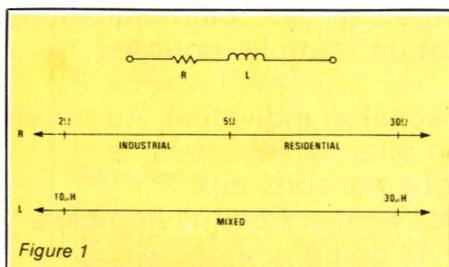


Figure 1

Ces parasites dont les origines sont nombreuses : hacheurs, gros moteurs, orages... sont très difficiles à juguler.

Ils ne sont en général pas trop gênants pour les appareils d'usage courant qui intègrent les pics,

l'énergie transmise restant faible. Par contre pour les dispositifs sensibles à des surtensions même très brèves comme les semi-conducteurs, ils peuvent être très dangereux.

Signalons, pour finir la présence d'un niveau de bruit assez important, par essence aléatoire, et couvrant une très large bande de fréquence.

On comprend dès lors pourquoi jusqu'à présent le secteur n'a guère été exploité pour transmettre des données. Les circuits mis en œuvre, utilisant des composants discrets, n'ont pas en général les caractéristiques requises. Nous nous devons d'ajouter qu'ils doivent répondre de plus à certaines normes, principalement à propos d'interférences possibles avec d'autres matériels, non compatibles avec les exigences évoquées plus haut.

Le champ électrique engendré par les lignes à la fréquence de transmission doit être inférieur à 15 $\mu\text{V}/\text{m}$ à une distance :

$$\frac{47\,500}{f_0 \text{ (kHz)}} \text{ (m)}$$

ceci étant valable pour les harmoniques, raison pour laquelle l'onde porteuse doit être aussi pure que possible.

En résumé le circuit transmetteur doit, en émission, être capable de générer une onde pure, quelle que soit l'impédance de charge avec une fréquence très stable et en réception disposer d'une grande sensibilité, différencier le signal utile des bruits

divers, supporter les transitoires et au total être adapté aux formats de communication série de toutes sortes. Le LM 1893 répond à toutes ces exigences et nous allons maintenant étudier en détail son fonctionnement.

Le LM 1893, structure et fonctionnement

Il s'agit d'un circuit en technologie bipolaire baptisé carrier-current transceiver, soit émetteur-récepteur par courant porteur. La **figure 2** rend compte de l'architecture interne du circuit, et du peu d'éléments externes nécessaires à sa mise en œuvre. Le **tableau 1** résume ses principales caractéristiques.

Le constructeur a retenu la modulation FSK pour sa simplicité de mise en œuvre mais aussi pour son excellente rejection du bruit impulsionnel. Rappelons que FSK signifie Frequency Shift Keying soit modulation par déplacement de fréquence. Ce type de modulation est parfaitement adapté à la transmission de données numériques. L'alternance des 0 et des 1 logiques du paquet de données déplace la porteuse entre $f_0 + \Delta f_0$ et $f_0 - \Delta f_0$, soit deux fréquences discrètes.

C'est la modulation employée sur la grande majorité des MODEMs. Elle ne se différencie de la modulation de fréquence que par le signal modulant.

Ce type de modulation nécessite un oscillateur commandé par ten-

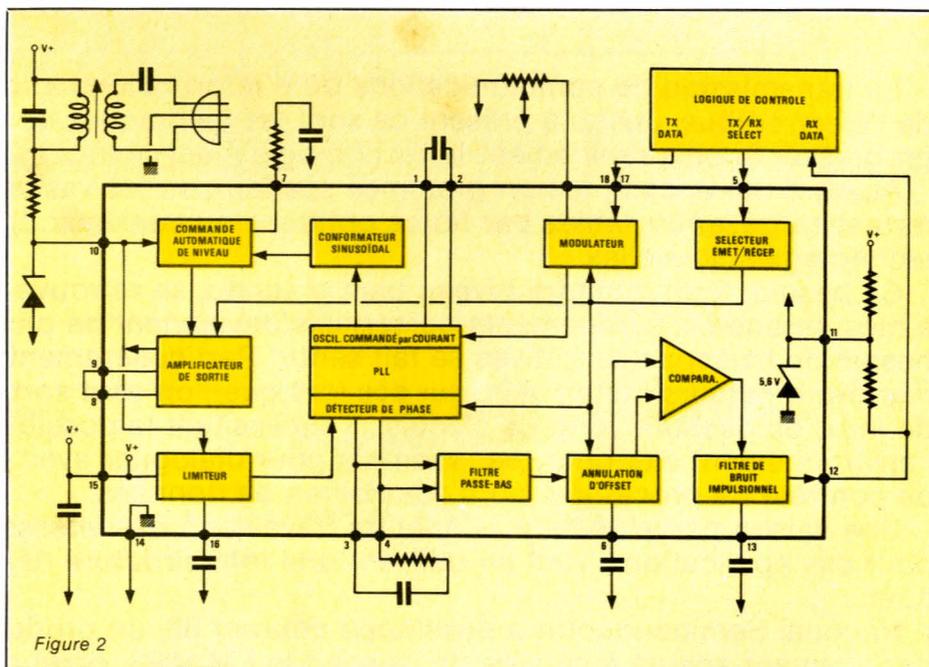


Figure 2

Paramètre	Conditions	Valeur	Unité
Tension d'alimentation	charge 100 Ω en broche 10 à T _j = 25° C	14 min 24 max	V
Courant consommé total	en mode émission courant en broche 15 plus courant moyen en broche 10	59 max	mA
Courant porteur	sur charge 100 Ω en broche 10	70 typ	mA c à c
Distorsion harmonique	en émission avec un QL de 10 du circuit couplé attaquant une impédance de ligne de 10 Ω	0,6 max	%
Déviaton FSK	2 (f ₂ - f ₁)/(f ₂ + f ₁)	4,4 min	%
Entrée données V _{IL} V _{IH}	Broche 17	0,8 max 2,8 min	V V
F _{MO}	Fréquence maximum de données en mode réception, signal carré	10 5	k bauds kHz
Plage de verrouillage du PLL	condensateur du filtre de boucle (entre 3 et 4)	± 20 = 100 pF	%
Sensibilité	Mode réception	1	mV RMS
Tension de claquage	courant de fuite inférieur à 20 μA	70	V
réjection d'ondulation d'alimentation	condensateur du limiteur	80 min	dB

Tableau 1

sion ou courant, un circuit PLL (Boucle à verrouillage de phase) et un détecteur de phase.

Pour des raisons de simplification, fiabilité et surtout de stabilité, le constructeur a choisi un oscillateur commandé par courant (ICO) qui délivre des signaux triangulaires. Un circuit conformateur les transforme en sinusoïdal avec un faible taux de distorsion. La fréquence centrale, f₀, est déterminée d'une part par le condensateur connecté entre les broches 1 et 2 et d'autre part par la résistance placée entre la broche 18 et le + V_{cc}.

En mode émission, sélectionné par un niveau logique haut à la broche 5, les données (f_{max} = 4,8 kHz) entrent dans le modulateur qui envoie un courant de 0,9781 I_o ou 0,10221 I_o dans l'oscillateur selon le rythme des 0 et 1 reçus en broche 17. La déviation obtenue vaut ± 2,2 % de f₀. Le signal triangulaire issu de l'ICO transite par le conformateur et entre dans le circuit de contrôle de

niveau (ALC) avant d'attaquer le générateur de courant de sortie.

L'association d'un générateur de courant en sortie et du circuit ALC garantit un taux de distorsion minimal, important pour ne pas générer d'harmoniques gênants comme nous l'avons vu précédemment, et permet de s'affranchir des variations d'impédance de la charge. Il s'agit là d'un des points forts du LM 1833. En effet, les inévitables variations d'impédance de ligne, risquent de désaccorder le circuit couplé de sortie mais en plus ce dernier les réfléchit sur son primaire. Avec ce système le courant de sortie est constant et ne peut jamais dépasser 60 mA cc avec les valeurs internes retenues. Dans les cas, rares, où l'impédance de charge est élevée, le circuit ALC (contrôle automatique de niveau) limite l'excursion de tension de l'étage de sortie afin qu'il n'entre pas en saturation. Il s'agit d'un darlington polarisé en classe A avec un point de repos automatiquement amené à la moitié de la tension d'alimentation, afin d'obtenir l'excursion maximale. La stabilité de l'amplificateur est garantie, quelle que soit la charge. La distorsion typique, avec un circuit oscillant dont le facteur de surtension Q_l vaut 10 en charge, est de 0,6 %. Pour les applications nécessitant un courant de sortie supérieur, il est possible d'ajouter un étage de plus forte puissance externe, tout en conservant les mêmes performan-

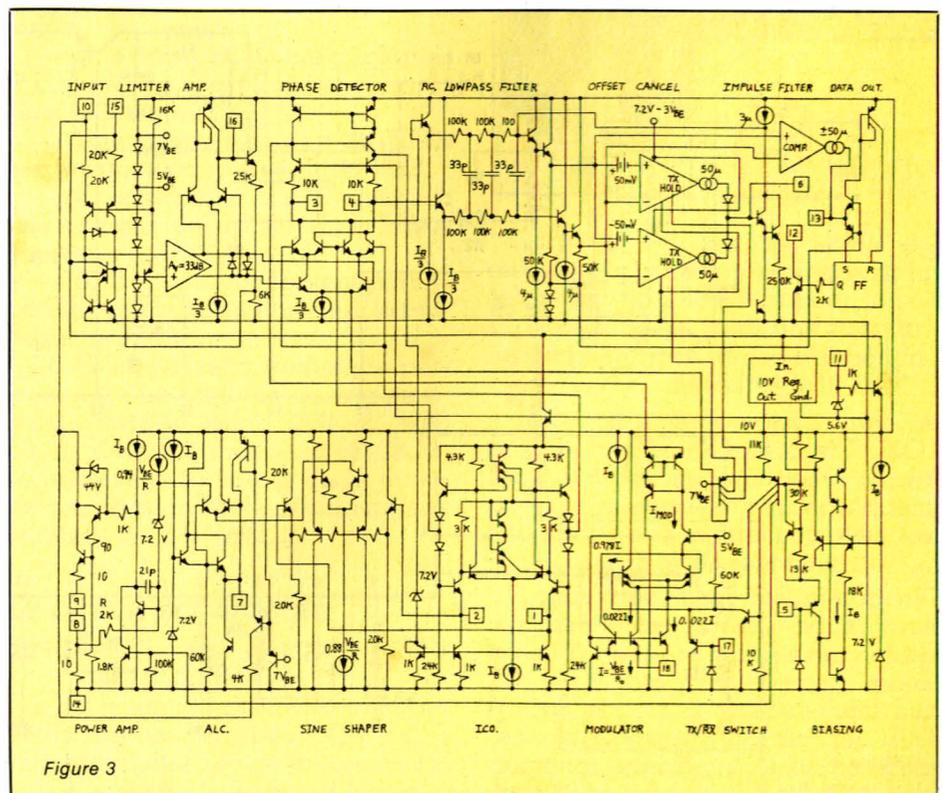


Figure 3

Réalisation

ces, comme nous le verrons dans le paragraphe consacré au schéma complet retenu.

Le temps de réponse et la fréquence de coupure du réseau de contrôle de niveau sont déterminés par le dipôle série R, C connecté en broche 7.

La sortie s'effectue par la broche 10, les broches 8 et 9 permettent quant à elles le raccordement facultatif de l'étage supplémentaire.

Le schéma détaillé simplifié interne est donné à la figure 3.

En mode réception, sélectionné par un niveau logique bas à la broche 5 (RX B5 1,8 V), la porteuse passe au travers du même circuit couplé qu'à l'émission et arrive sur la broche 10.

L'amplificateur de sortie ainsi que le circuit ALC sont inhibés. Le signal passe d'abord dans un amplificateur limiteur à entrée de type Norton. Cette configuration permet de conserver une impédance d'entrée constante et suffisamment basse pour que le coefficient de surtension en charge du circuit couplé reste compris entre 10 et 20, comme à l'émission. Ceci permet d'atténuer les transitoires et le 50 Hz tout en obtenant une bande passante suffisante centrée sur f_0 , nécessaire à une bonne plage de capture du démodulateur. De plus, cette configuration est particulièrement résistante aux surtensions et à la saturation.

L'amplificateur limiteur lui-même dispose d'un gain fixe de 33 dB. Le condensateur connecté en broche 16 fixe la coupure basse et partant avec le pôle interne de 300 kHz, la réjection du bruit hors bande. Au total la sensibilité à f_0 atteint 1 mV avec une réjection de 110 dB du 50 Hz et de plus de 60 dB du 100 Hz, l'ondulation résiduelle de filtrage (ondulation inférieure à 2 Vcc). Le signal de sortie du limiteur attaque le comparateur de phase. Celui-ci reçoit sur son autre entrée le signal issu du même oscillateur commandé par courant qu'à l'émission. Le réseau R, C connecté sur la sortie détecteur de phase (broches 3 et 4) constitue le filtre de boucle. Il fixe à la fois la plage de verrouillage du PLL et sa stabilité. Les valeurs requises dépendent donc d'une part de la fréquence de travail f_0 , et de la vitesse de transmission $f_{DATA\ max}$. Le signal démodulé dont l'amplitude vaut environ 100 mVcc, disponible entre les broches 3 et 4 est ensuite envoyé dans un filtre passe-bas interne d'ordre 3, avant d'entrer dans le circuit d'annulation d'offset. Il est en effet difficile de différencier la composante continue due au rapport cyclique des données de celle due aux offsets internes résiduels multipliés par le grand gain en tension de la chaîne de traitement. Avant d'attaquer le comparateur de remise en forme, il est donc nécessaire d'intercaler un

circuit qui retranche la composante moyenne continue d'erreur non imputable au signal utile. De la sorte on conserve l'intégrité du signal qui est ensuite remis en forme par un comparateur, un filtre temporel puis une bascule.

On peut donc virtuellement utiliser n'importe quel code de transmission. Des suites d'une centaine de « 1 » ou de « 0 » passent aussi bien qu'un signal carré.

Ce circuit met en œuvre deux comparateurs montés en discriminateur de tension à fenêtre. Cette fenêtre correspond à la dynamique du signal utile $\pm 50\ mV$. La valeur absolue du signal de sortie du discriminateur charge et décharge un condensateur (en broche 6) dont la tension commande un convertisseur tension-courant. Le courant de sortie du convertisseur s'écoule dans la résistance de liaison d'entrée et y provoque une chute de tension opposée à l'offset moyen parasite. Le condensateur en broche 6 est donc choisi en fonction de la vitesse de transmission. Une trop forte valeur améliore l'intégration du bruit, mais allonge le temps d'établissement, d'où l'emploi lors d'une communication, de bits de préambule ne transportant aucune information mais servant à la synchronisation de tous les circuits.

Après correction de la composante continue, le signal entre dans le comparateur de mise en forme

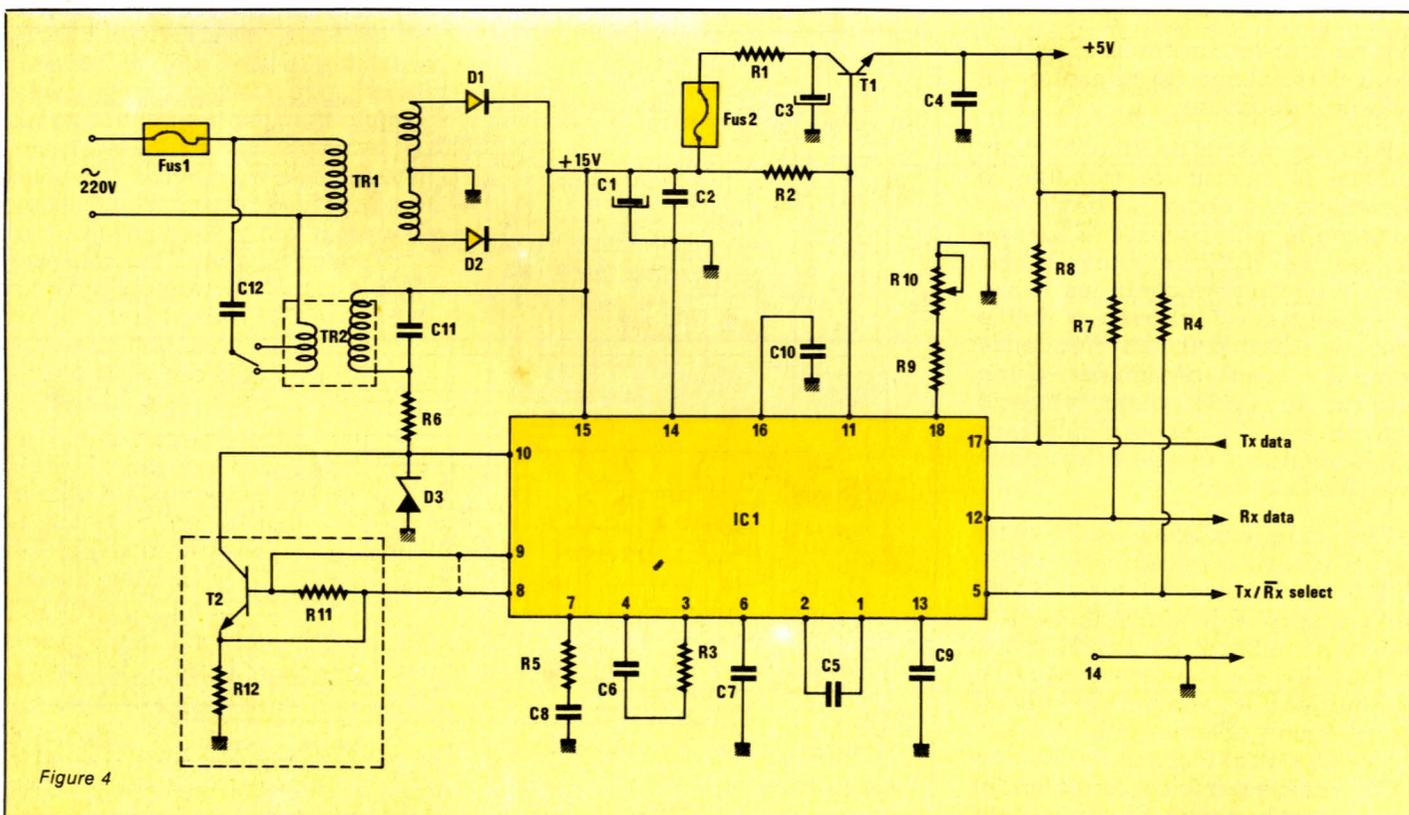


Figure 4

chargé par le condensateur présent en broche 13. L'ensemble constitue le filtre de bruit impulsif. Les pics erratiques qui ont réussi à traverser toute la chaîne de réception sont en général d'une durée faible par rapport aux créneaux du signal de données. Ce condensateur les intègre, et les élimine mais peut provoquer des variations de largeur des impulsions. Ceci sera d'autant moins gênant qu'on utilisera une transmission synchrone, par exemple en prenant le secteur comme horloge de référence. Après passage dans la bascule de sortie, les données sont disponibles au standard TTL sur la broche 12.

Schéma électrique de la carte

Celui-ci est représenté en figure 4. hormis les éléments déjà présent sur la figure 2, nous trouvons principalement en plus, une alimentation par transformateur délivrant 15 V en charge après filtrage, suivie d'un régulateur + 5 V à composants discrets, bâti autour de T₁ et de la Zener interne qui, d'une part polarise les broches d'entrée-sortie (5, 12, 17) par des résistances de tirage de 2,2 k Ω (R₄, R₇, R₈) compatibles avec des circuits TTL, et d'autre part pourra ultérieurement alimenter une carte de logique de contrôle.

Le courant maximum disponible a été fixé à 100 mA avec une protection par fusible (Fusible 2).

Comme nous l'avons évoqué dans le paragraphe précédent, une option booster est prévue pour les cas les plus désespérés. Celle-ci d'après nos essais ne s'avère nullement nécessaire sur les installations domestiques.

Les broches 8 et 9, qui en fonctionnement normal sont court-circuitées, sont respectivement reliées à une résistance de contre-réaction externe et à la base du transistor de puissance extérieur T₂.

Le choix de T₂ est assez difficile. Le transistor doit en effet disposer d'un gain en courant élevé (≈ 100), d'une fréquence de transition élevée elle aussi (250 MHz), et supporter à la fois une puissance comprise entre 1 et 2 W et des tensions avoisinant 60 V. Le seul transistor courant remplissant toutes ces conditions que nous ayons trouvé est le BD 137 de préférence classe 16.

Nous conseillons vivement de l'utiliser, dans le cas où l'on opérerait

pour la version « boostée », à l'exclusion de tout autre type. Il est préférable aussi de le doter d'un petit radiateur.

La résistance R₁₂ (1,5 Ω), vient en parallèle sur la 10 Ω interne (entre 8 et masse) et fixe le courant maximale à 400 mA sur le lieu des 60 de la version simple. R₁₁ (100 Ω) règle l'attaque de la base. Une valeur plus élevée que 100 Ω diminue la vitesse de blocage du transistor et détériore le taux de distorsion.

L'ensemble R₆ et D₃, diode écrêteuse de type TRANSIL (Thomson) ou MOSORBS (Motorola), absorbe les transitoires et protège donc à la fois le circuit LM 1893 et T₂ (s'il est utilisé). Là encore, seuls les types donnés en nomenclature conviennent. Il faut en effet une tension inverse légèrement supérieure à 40 V, et une tension max de « clamp » ne dépassant pas 60 V avec des puissances absorbées de quelques dizaines de kW pour des pics de l'ordre de la μ s et de plusieurs centaines de watts sur des temps plus longs (≈ 1 ms). Il n'est pas toujours facile de s'en procurer et les ruptures de stock sont fréquentes sur ces composants. On pourra toujours en attendant utiliser une zener de 47 V/1 W pour les essais en lieu et place de D₃. Ceci ne restera évidemment qu'une disposition provisoire.

Nous avons choisi une fréquence porteuse f₀ de 125 kHz. C'est celle qui réalise le meilleur compromis entre les paramètres contradictoires suivants :

- Une atténuation due aux lignes et capacités entre phase et neutre, la plus faible possible.

- Une bonne réjection du 50 Hz sur le circuit couplé côté LM 1893.

- La possibilité de travailler à des vitesses de transmission assez élevées.

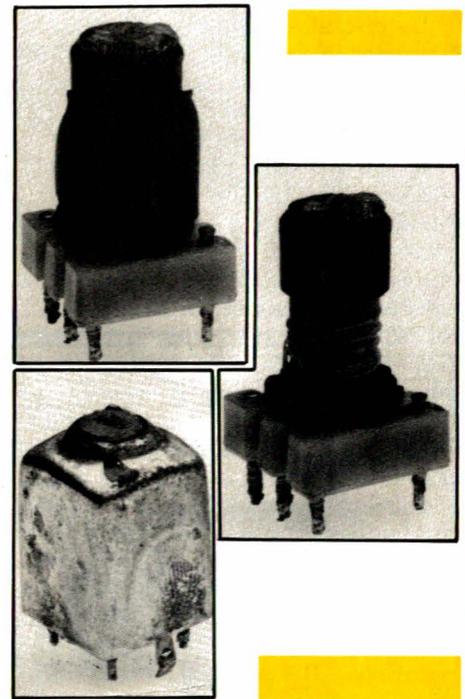
- Un faible rayonnement perturbateur, principalement pour les récepteurs AM.

Le choix de cette fréquence porteuse et d'une vitesse de transmission comprise entre 300 et 1200 bauds avec les meilleurs résultats, conditionnent la valeur de la majorité des résistances et condensateurs annexés au LM 1893.

Le circuit accordé de couplage

Il est constitué du transformateur TR₂ et des condensateurs C₁₁ et C₁₂. TR₂ est certainement le composant le plus critique à déterminer. Là encore

nous sommes obligés de satisfaire des exigences contradictoires. Il faut en effet un circuit dont l'accord est insensible aux variations d'impédance de charge, avec un coefficient de couplage élevé pour ne pas trop atténuer la modulation à 125 kHz, mais faible pour atténuer au maximum les transitoires dont le spectre est très étalé ! Pour répondre aux mieux à ces exigences, il est nécessaire d'employer de faibles valeurs d'inductance, avec un coefficient de surtension en charge compris entre 10 et 15 maximum. De la sorte, la bande passante du circuit couplé reste comprise entre 8 et 10 % environ de la fréquence centrale (125 kHz), bande suffisante pour couvrir la déviation de modulation et d'éventuelles dérives sur f₀.



Sans entrer dans les détails de calcul, ceci nous amène à choisir la self primaire à 49 μ H et pour le secondaire 0,98 μ H avec une prise intermédiaire pour le cas d'impédances de ligne inférieures à 10 Ω .

Le modèle de pot convenant le mieux est le 12 VX_A de chez TOKO. En France on ne peut pas disposer des carcasses nues ; par conséquent il faudrait s'en procurer complets, les débobiner puis les rebobiner.

Quitte à effectuer ces opérations, somme toute faciles, nous vous conseillons de récupérer de vieilles FI de 12 mm (voir photo), qu'on trouve partout (principalement sur les vieux postes à transistors). L'inductance spécifique A_L de ces pots vaut 20 comme pour le 12 VX_A.

Réalisation

On débobine après démontage du pot. Puis on rebobine avec du fil de 2/10^e émaillé 49 tours au primaire et 7 tours au secondaire avec prise intermédiaire à 4 tours.

Voilà, ces opérations sont très faciles à effectuer, cela fonctionne fort bien, et ce n'est pas cher...

Avec TR₂ réalisé ainsi, le condensateur d'accord C₁₁ vaut 33 nF et celui de couplage à la ligne 100 nF dans le cas du secondaire 7 tours ou 220 nF dans le cas du secondaire 4 tours. C₁₂ devra supporter la tension crête secteur (311 V), on choisira donc un modèle 400 V service.

Réalisation pratique et réglage

Le circuit imprimé et l'implantation sont fournis aux figures 5 et 6.

Nous ne proposons pas de mise en coffret, car nous avons suggéré lors de l'étude préliminaire, la construction d'un coffret plastique directement enfichable sur prise secteur à un constructeur. A l'heure où ces lignes paraissent, son étude est sérieusement avancée mais il n'est pas encore disponible. De toute façon étant donné que cette carte exige une électronique complémentaire suivant les applications envisagées, nous aborderons l'aspect « habillage » lors de la description de ces applications aussi bien dans « Radio Plans » que dans « Micro et robots » qui l'utilisera aussi pour ses applications propres.

On veillera comme à l'habitude lors des opérations de câblage à la bonne orientation des composants polarisés. Nous ne pouvons pas, pour des raisons d'encombrement, utiliser de transformateur plus important. Par conséquent les deux options proposées, débit 100 mA pour carte supplémentaire et booster sont mutuellement exclusives... Si on choisit de débiter les 100 mA sous 5 V, on n'utilisera pas de booster, ou dans le cas du booster on n'emploiera le + 5 V que pour le rôle qui lui est dévolu sur la carte.

Si non la tension secondaire du transfo s'écroulerait et l'ondulation résiduelle en sortie de filtrage serait inacceptable.

Plusieurs straps sont ménagés sur le circuit pour le choix des options et pour les opérations de réglage.

Celui de sortie de TR₂ permet de choisir le rapport de transformation qui donne les meilleurs résultats de transmission suivant l'installation.

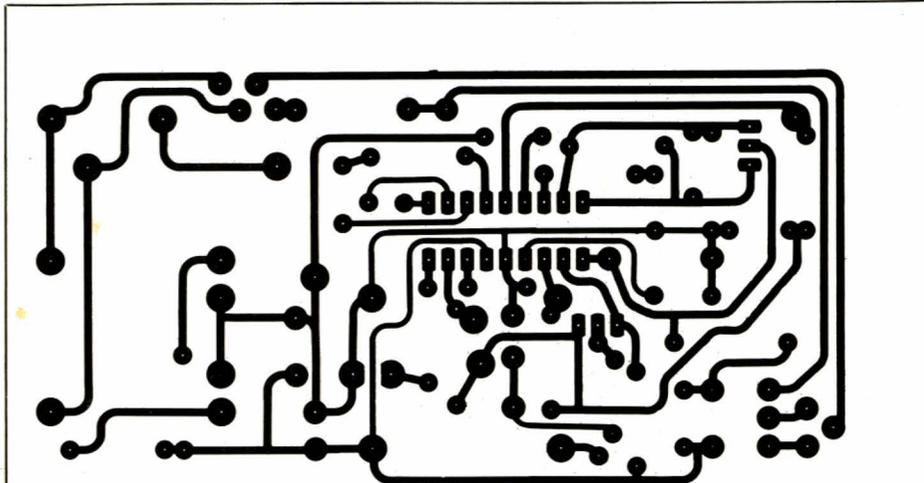


Figure 5

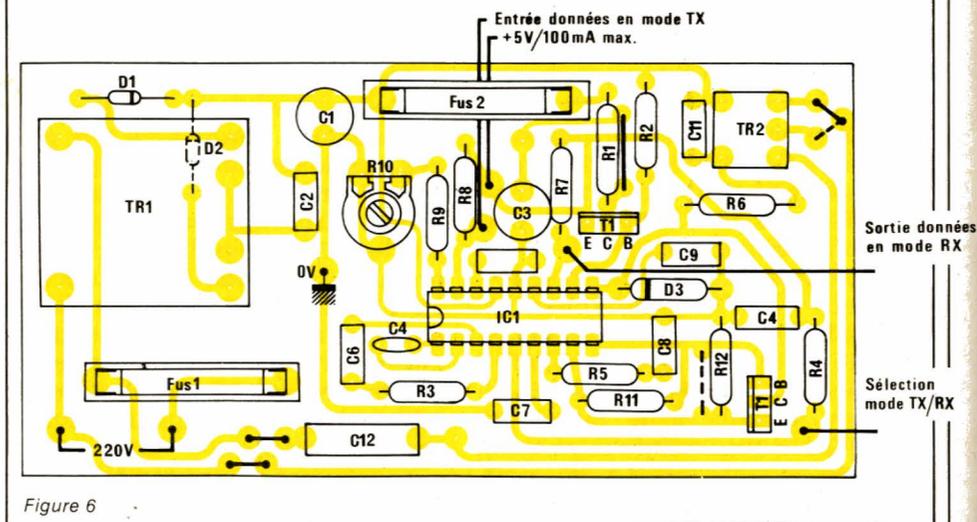


Figure 6

Celui présent à gauche de R₁₂ doit être placé si on opte pour la sortie sans booster. **Attention**, dans ce cas il ne faut pas implanter R₁₂ qui viendrait sinon en parallèle sur la résistance interne de contre-réaction et augmenterait la dissipation du LM 1893... jusqu'à sa destruction. R₁₂ ne sera implantée que si on utilise T₂ et dans ce cas le strap n'est pas mis.

Les deux straps placés à côté du fusible 1 permettent de faire des essais de réglage sur une résistance de 10 Ω sans que la carte soit couplée au secteur. Lorsque les opérations de réglage sont terminées, il faut bien entendu rétablir la liaison.

Le réglage est très simple : après avoir vérifié les tensions d'alimentation, on relie la broche 17 à la masse et la broche 5 est laissée en l'air (niveau 1).

A l'aide d'un fréquencemètre et d'un oscilloscope sur la broche 10, on règle R₁₀ de façon à obtenir 127,75 kHz.

Puis toujours en mode émission, on injecte un signal carré en 17 d'une fréquence de 1 kHz maximum. Avec

le scope en broche 10, on règle le noyau de TR₂ de façon à ce que les deux sinusoïdes déphasées obtenues à l'écran aient la même amplitude.

On remet alors les deux straps en place au lieu de la résistance de 10 Ω sur le secondaire.

Est-il nécessaire de préciser qu'il faut deux cartes pour envisager une liaison ? Lorsqu'on aura réalisé et réglé une deuxième carte, on pourra essayer l'ensemble sur le réseau, une carte sera utilisée en émission, l'autre en réception.

On vérifiera alors la bonne transmission d'un signal carré à 600 Hz.

Voilà, l'ensemble est prêt pour de nombreuses applications.

Conclusion provisoire

Cette carte n'a d'autre finalité que de servir, conjointement avec d'autres, à établir des liaisons interactives en informatique domestique ou à véhiculer des signaux de télé-

commande ou encore de la parole et de la musique (c'est aussi possible). Nous aurons donc l'occasion de revenir sur son fonctionnement, et selon les applications sur les aménagements nécessaires. Dans la grande majorité des cas, en informatique surtout et pour des vitesses de transmission inférieures à 1200 bauds, elle est utilisable telle que et ne nécessite que l'adjonction

des éléments logiques indispensables au codage et au formattage des données, ainsi que d'un contrôleur de procédure (protocole).

Pour faciliter l'approvisionnement des composants, mais aussi afin d'augmenter ses champs d'applications, nous entamons avec elle une collaboration avec notre confrère « Micro et Robots » qui nous l'espérons trouvera un écho positif aussi

bien auprès du réseau de distribution qu'auprès des lecteurs respectifs des deux revues.

De la sorte les quantités de composants stockés seront plus importantes, ce qui, en toute logique, devrait conduire à une plus grande disponibilité et à... un moindre coût(?).

Cl. D.

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 % sauf mentions contraires

R₁: 47 Ω 1 W
R₂: 2,7 kΩ
R₃: 3,3 kΩ
R₄: 2,2 kΩ
R₅: 10 kΩ
R₆: 4,7 Ω 1/2 W
R₇, R₈: 2,2 kΩ
R₉: 5,6 kΩ
R₁₀: 2,2 kΩ ajustable horizontale
R₁₁: 100 Ω
R₁₂: 1,5 Ω facultatives (voir texte)

Condensateurs

C₁: 470 µF/25 V vertical
C₂: 100 nF MKH

C₃: 22 µF/25 V vertical
C₄: 220 nF MKH
C₅: 560 pF céramique ou papier
C₆: 47 nF MKH
C₇: 470 nF MKH
C₉: 47 nF
C₁₀: 100 nF MKH
C₁₁: 33 nF MKH
C₁₂: 100 nF ou 220 nF catégorie X, 400 V (voir texte)

Semi-conducteurs

IC₁: LM 1893 National Semiconductor
D₁, D₂: 1N4001
D₃: écreteur Transil unidirectionnel PF 8Z47 Thomson

ou MOSORBS Motorola P6 KE 43 A 1,5 KE 43 A (1N 6286 A)

voir texte.
T₁: BD 135 (radiateur si carte logique alimentée)
T₂: BD 137 facultatif, mais à l'exclusion de tout autre type si utilisé, radiateur préférable.

Divers

TR₁: transformateur 2 × 12 V/3 VA pour CI
TR₂: voir texte
Fusible 1 : 30 mA ou 250 mA (option booster)
Fusible 2 : 100 mA
2 radiateurs en U pour BD 135 ou BD 137 facultatifs.

Infos

Un nouveau fréquencemètre CDA : le 9100

Ce nouvel appareil permet d'effectuer des mesures de fréquence de 5 Hz à 100 MHz en deux programmes: 5 Hz à 10 MHz et 10 MHz à 100 MHz.

Ce fréquencemètre autonome et portatif allie une haute précision et une bonne résolution à un excellent rapport qualité-prix.

Ses applications sont presque exclusivement orientées dans le domaine de l'électronique.



Caractéristiques

- Affichage : 2 · 10⁷ points (8 digits)
- Précision : ± 1 digit

- Sensibilité : — gamme 10 MHz : < 5 mV
— gamme 100 MHz : < 10 mV
- Résolution : — gamme 10 MHz : 0,1 Hz
— gamme 100 MHz : 1 Hz
- Alimentation : 6 piles R 6 ou 6 accus même format avec bloc adaptateur chargeur.

CDA : 5, rue du square Carpeaux, 75018 PARIS. Tél. : 627.52.50

Mallette d'outillage pour l'électronique

JENSEN offre une très grande variété de petits outillages, pinces, clés de toutes sortes, ciseaux, tournevis regroupés dans une mallette métallique ou en cuir. Ceux-ci sont particulièrement recommandés pour la maintenance et l'entretien d'équipements Européens et Américains.

Ces outils peuvent être vendus séparément. JENSEN propose également des mini containers de circuits,



des casiers de rangement pour petites pièces (composants, vis, fusibles...) des appareils pour la téléphonie, pour l'informatique, des outils de test, oscilloscopes, des outils de mesure, des fers à souder, des outils de production de circuits.

La gamme complète de ce qui est proposé par JENSEN est répertoriée dans un catalogue de 80 pages qui est envoyé sur demande.

Veuillez consulter pour tous renseignements complémentaires :
MSA, 20, rue du Morvan, SILIC 528, 94633 Rungis Cedex. Tél. : (1) 686.73.13

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

- 1) difficulté de reproduction,
- 2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.

Certaines références non indiquées ici sont encore disponibles (nous consulter).

Circuits imprimés de ce numéro :

Références	Article	Prix* estimatif
EL 442 A	Carte de transmission secteur	34 F
EL 442 B	Boîte de direct	26 F

Circuits imprimés des cinq numéros précédents :

Références	Article	Prix estimatif
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	R.I.A.A. 2310	28 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie à 2310	20 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ...	12 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	24 F
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	20 F
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	130 F
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	28 F
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte aff. ...	36 F
EL 425 B	Connecteur	16 F
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424) ...	122 F
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	24 F
EL 426 A	Interface ZX81	48 F
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	32 F
EL 426 C	Platine TV Siemens	112 F
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	40 F
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	18 F
EL 427 B	Commutateur bicourbe Plat. princ. ...	114 F
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation ..	30 F
EL 427 D	Commut. bicourbe Ampli de synch. ...	16 F

EL 428 A	Platine décodeur PAL-SECAM	102 F
EL 428 B	Carte Péritel	48 F
EL 428 D	Extension EPROM ZX81	18 F
EL 428 E	Ampli téléphonique	24 F
EL 429 A	Carte de transcodage	66 F
EL 429 B	Bargraph 16 LED	66 F
EL 430 A	Ventilateur thermostatique	30 F
EL 430 B	Synthétiseur RC	50 F
EL 430 C	Tête HF 72 MHz	34 F
EL 430 D	HF 41 MHz	34 F
EL 431 A	Alim. et interface pour carte à Z 80 ..	42 F
EL 431 B	Booster 2 x 23 W	44 F
EL 432 A	Centrale de contrôle batterie	20 F
EL 432 B	Centrale convertisseur	14 F
EL 432 C	Centrale shunt	8 F
EL 432 D	Séquenceur caméra 1	26 F
EL 432 E	Séquenceur caméra 2	36 F
EL 432 F	Milliohmètre	40 F
EL 433 A	Préampli (carte IR de base)	28 F
EL 433 B	Préampli (carte IR codage)	38 F
EL 433 C	Synthé: alimentation	46 F
EL 433 D	Synthé: carte oscillateur	58 F
EL 434 A	Préampli (carte alim.)	46 F
EL 434 B	Préampli (carte de commutation) ...	66 F
EL 434 C	Préampli (correcteur de tonalité)	22 F
EL 434 D	Préampli (carte récept. linéaire)	82 F
EL 434 E	Synthétiseur (carte VCF, VCA, ADSR) ..	72 F
EL 434 F	Synthétiseur (carte LFO)	32 F
EL 434 G	Mini-chaîne (carte amplificateur)	58 F
EL 435 A	Synthé gestion clavier	114 F
EL 435 B	Synthé extension clavier	30 F
EL 435 C	Synthé interface D/A	38 F
EL 435 D	Générateur pour tests sono	24 F
EL 436 A	Testeur de câbles CT 3	48 F
EL 436 B	Préampli carte logique	68 F
EL 436 C	Préampli carte façade	102 F
EL 437 A	Carte codeur SECAM	100 F
EL 437 B	Mini-signal tracer	22 F
EL 438 A	Synchrodia	30 F
EL 438 B	Convertisseur élévateur	20 F
EL 439 A	Alarme hyperfréquences	156 F
EL 439 B	Alimentation pour glow-plug	22 F
EL 439 C	Meltem 99, carte principale	68 F
EL 439 D	Meltem 99, carte affichage	12 F
EL 440 A	Préamplificateur	30 F
EL 440 B	Booster symétriseur	50 F
EL 441 A	Noise gate	98 F

* Frais de port : voir fiche de commande

temps: 

difficulté: 

dépense: 

Rappelons que l'objet de cette étude est la conception d'un préamplificateur BF de haute qualité, destiné plus particulièrement à une utilisation en discothèque ou par des radios locales.

L'emploi de ce préamplificateur par des stations de radios libres, implique la possibilité de lire des disques anciens gravés selon des types d'égalisations ne correspondant pas à la norme RIAA en vigueur actuellement.

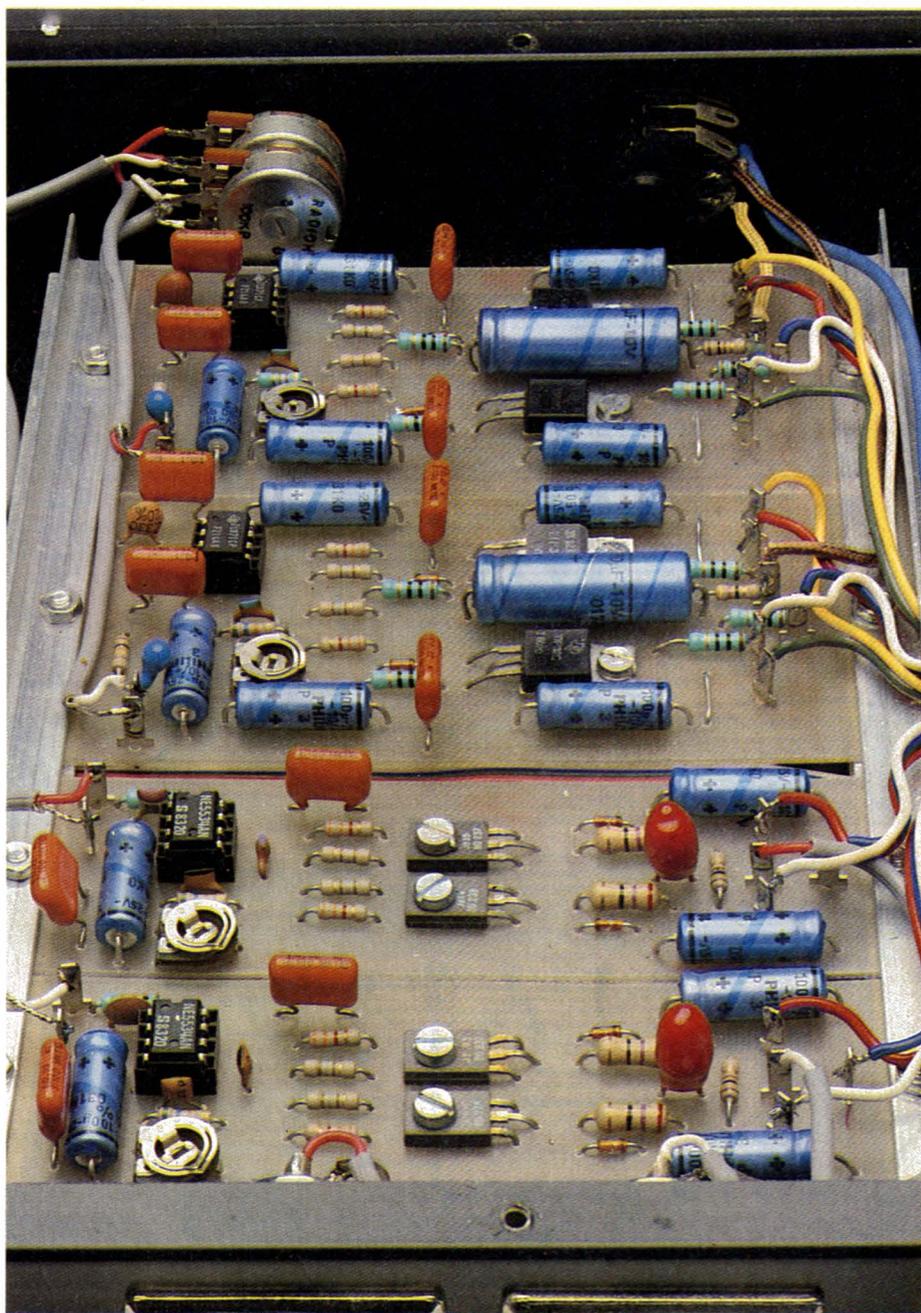
Nous avons donc muni cet appareil de six positions répondant à des préaccentuations de 0, 25, 50 et 75 μ s en mono, 75 et 100 μ s en stéréo. De plus, nous avons voulu qu'au niveau de l'interchangeabilité des sources, les entrées de l'AC DISCO puissent accepter tous les types de cellules magnétiques, quelque soit leur niveau de sortie, à la condition que leur impédance soit proche de 50 k Ω .

La description théorique parue dans notre précédent numéro, débouche aujourd'hui sur la réalisation pratique qui devra faire l'objet de tous vos soins.

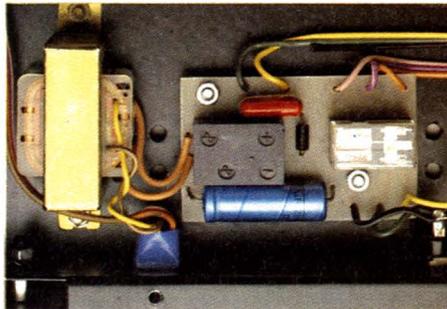
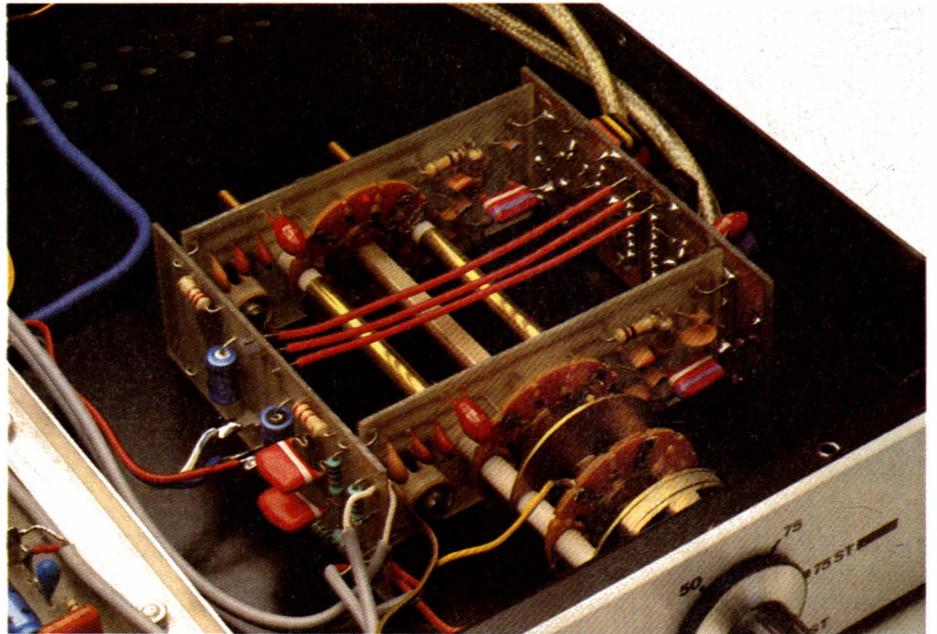
Préparation des circuits imprimés

Il est temps de passer à la réalisation des 4 circuits imprimés composant le bloc : AC 1 figure 6, AC 2 - qu'il faudra prévoir en deux exemplaires - figure 7, et enfin AC 3 figure 8. Aucun problème ne doit se poser pour la réalisation de ces cartes. Toutefois, ne soudez pas encore les galettes sur les cartes AC 2, montez

Le AC DISCO préampli RIAA pour discothèque ou radio locale (suite et fin)



un support pour IC 1, nettoyez bien au trichlore les traces de résine, puis vernissez en faisant attention aux pistes des petits potentiomètres ajustables. Cela fait, il faut passer à l'assemblage du commutateur en veillant bien à ce que les fils des galettes soient tous engagés dans les cartes AC 2 et AC2'. Quant tout l'ensemble est empilé, vérifiez qu'il ne manque aucune entretoise, serrez, puis soudez enfin les fils des galettes sur les cartes AC 2. Maintenant il est possible de mettre en place les deux cartes AC 1 et AC 3 grâce aux huit pattes de résistances qui assurent les liaisons. Pour toutes ces opérations, reportez vous au dessins de la figure 5 ainsi qu'aux photos d'illustration, particulièrement pour les trois



fils d'alimentation qui relient AC 1 à AC 3. Maintenant que cette partie délicate est terminée, on peut envisager de confectionner et câbler les autres cartes. Tout d'abord le petit circuit AC 4 figure 9 qui comporte les éléments de l'interface télécom-

mande, puis AC 5 dont il faudra prévoir deux exemplaires identiques, et qui regroupe les composants nécessaires à une voie d'amplificateur de casque. Les lecteurs attentifs auront tout de suite remarqué la distribution en étoile des li-

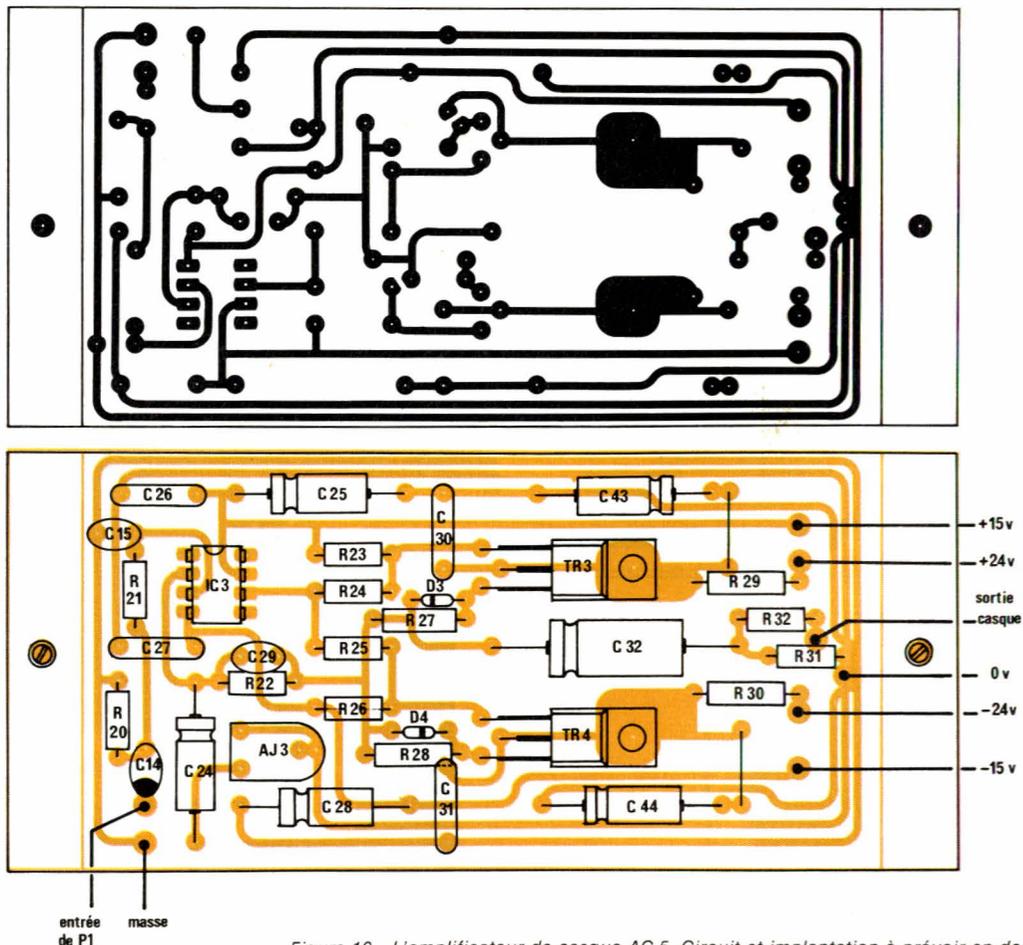


Figure 10 - L'amplificateur de casque AC 5. Circuit et implantation à prévoir en deux exemplaires.

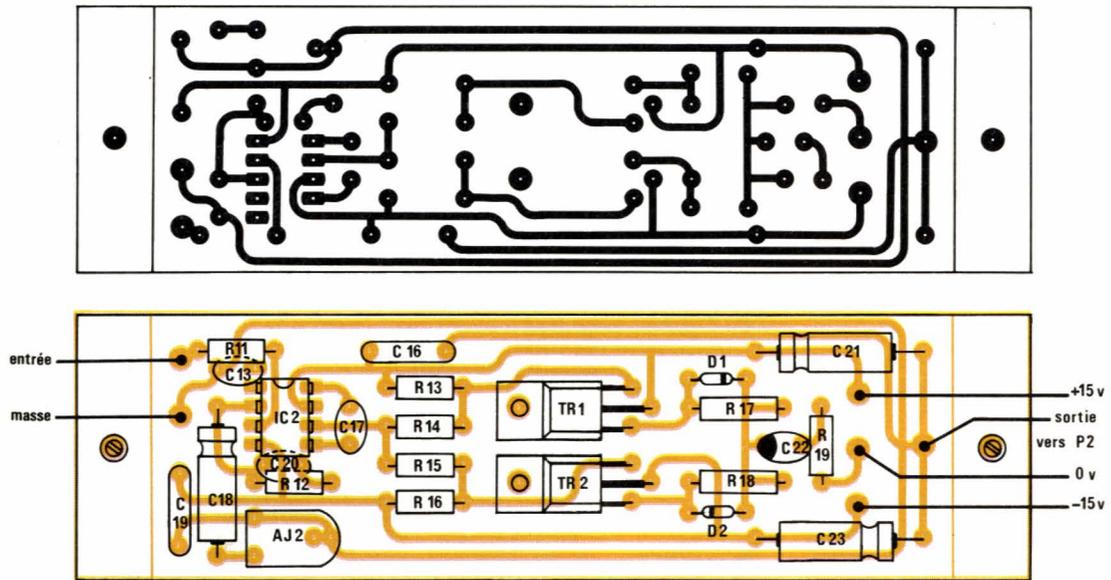


Figure 11 - l'amplificateur de ligne. CI et implantation (prévoir 2 exemplaires).

gnes de masse du circuit imprimé de la figure 10, seul moyen d'éviter les boucles dont nous avons déjà parlé. N'oubliez pas les deux straps de AC 5 (les seuls de toute la réalisation), veillez à prévoir un support pour IC 3 et vissez les transistors TR 3 et TR 4 à l'aide de boulons de 3 mm.

Aucun radiateur n'est nécessaire pour ces deux pièces. Attention toutefois à la puissance des 4 résistances de 10 ohms, ce sont des 1/2 W alors que toutes les autres sont des 1/4 W.

Pour AC 6 figure 11, il faut aussi réaliser deux exemplaires sembla-

bles. Il s'agit des amplificateurs de ligne et certaines des remarques concernant les amplificateurs de casque, sont aussi applicables : boulonnage des transistors TR 1 et TR 2, support pour IC 2, deux résistances de 27 ohms sont des 1/2 W.

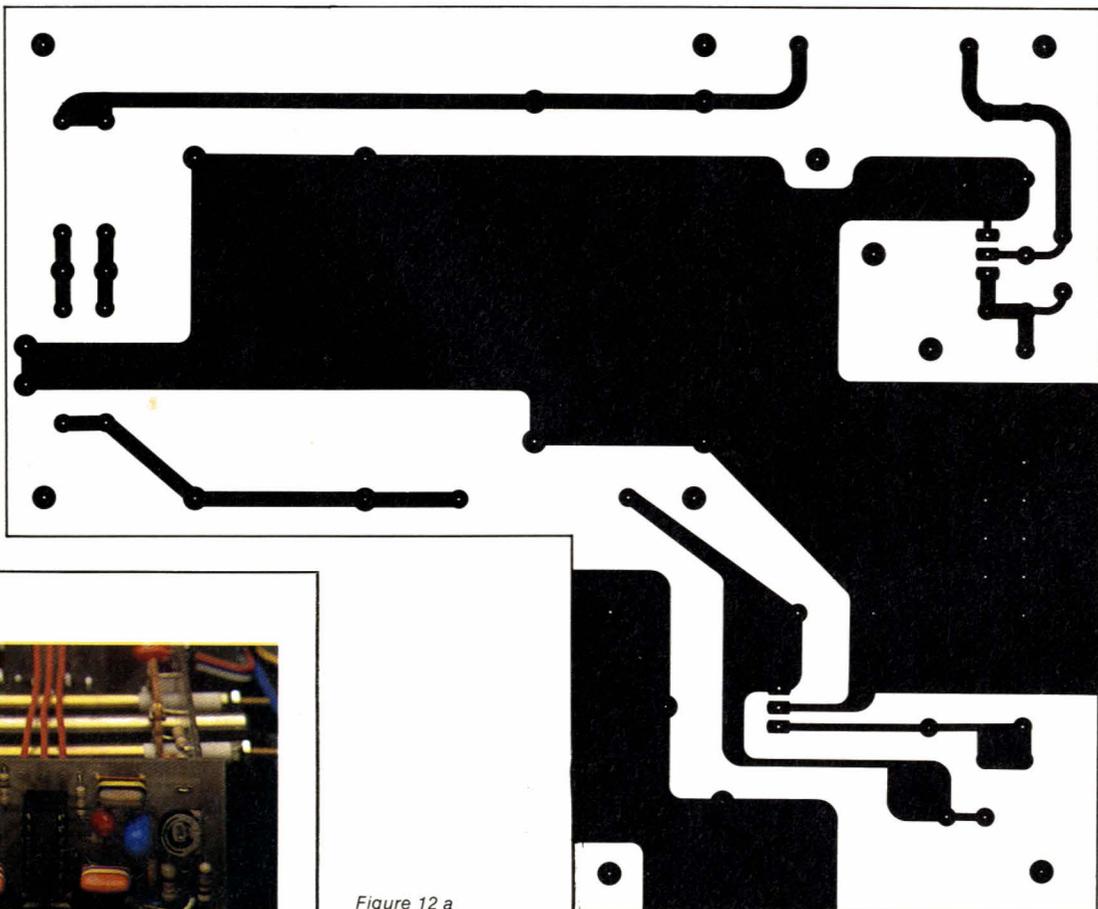
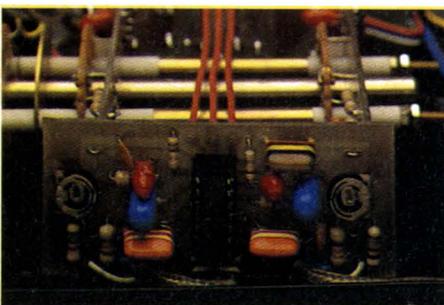
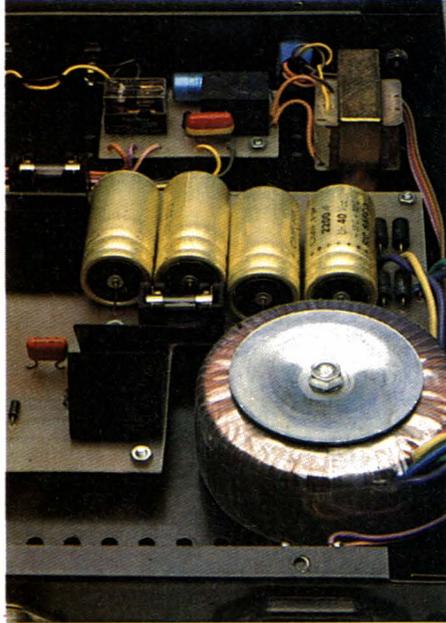
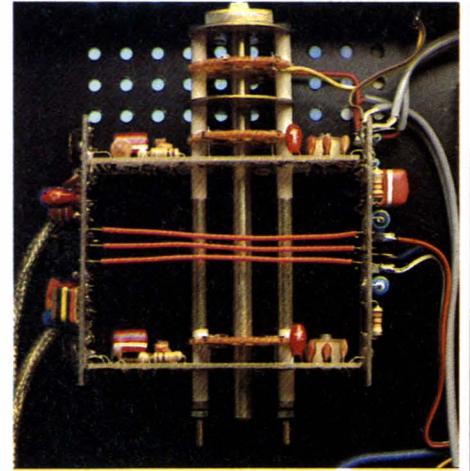


Figure 12 a



Enfin, réalisez la carte alimentation AC 7 figure 12 en vérifiant bien l'orientation des composants. Deux porte-fusibles sont prévus pour F 1 et F 2. Les petits radiateurs des deux régulateurs RG 1 et RG 2 sont indispensables et ils pourront soit être achetés tout faits, soit être confectionnés dans du U d'alü. Quelle que soit la solution retenue, il sera néces-

saire de s'assurer qu'ils ne touchent pas la plaque de recouvrement du coffret. En effet, si RG 1 a sa partie métallique au potentiel 0 V, RG 2, lui, est à -24 V. Il sera donc peut être utile de pincer les deux ailettes verticales comme a du le faire l'auteur sur sa maquette. Enfin, les cosse assurant les départs des tensions d'alimentation et de masse seront choisies avec deux points d'ancrage, et de surface suffisamment importante, pour accepter de collecter au moins 6 fils sans problème.



Mécanisation du chassis

Voici venue la phase que tout le monde adore : usiner le beau coffret tout neuf ! Rien d'insurmontable, rassurez-vous, si vous suivez ces quelques indications tout en gardant un œil sur le plan de la figure 13. Seuls 4 panneaux sur les 7 qui composent le coffret seront à usiner : la plaque de fond, la face arrière, le panneau avant (qu'il faudra décorer), et sa contre façade..

Voyons ensemble comment aborder ce fastidieux travail avec le maximum de chances de succès.

Tout d'abord, la plaque de fond. Pour éviter de tout coter nous avons choisi de vous proposer une marche à suivre, plus précise et plus logique pour qui ne possède pas de perceuse à commande numérique.

Commencer à repérer le trou de fixation du transfo toroïdal (en haut à gauche). Tout de suite deux remarques importantes : la première est qu'il ne faut jamais oublier que les côtés de ces coffrets sont assemblés avec des vis parker très pointues, trois en bas, trois en haut. Si par

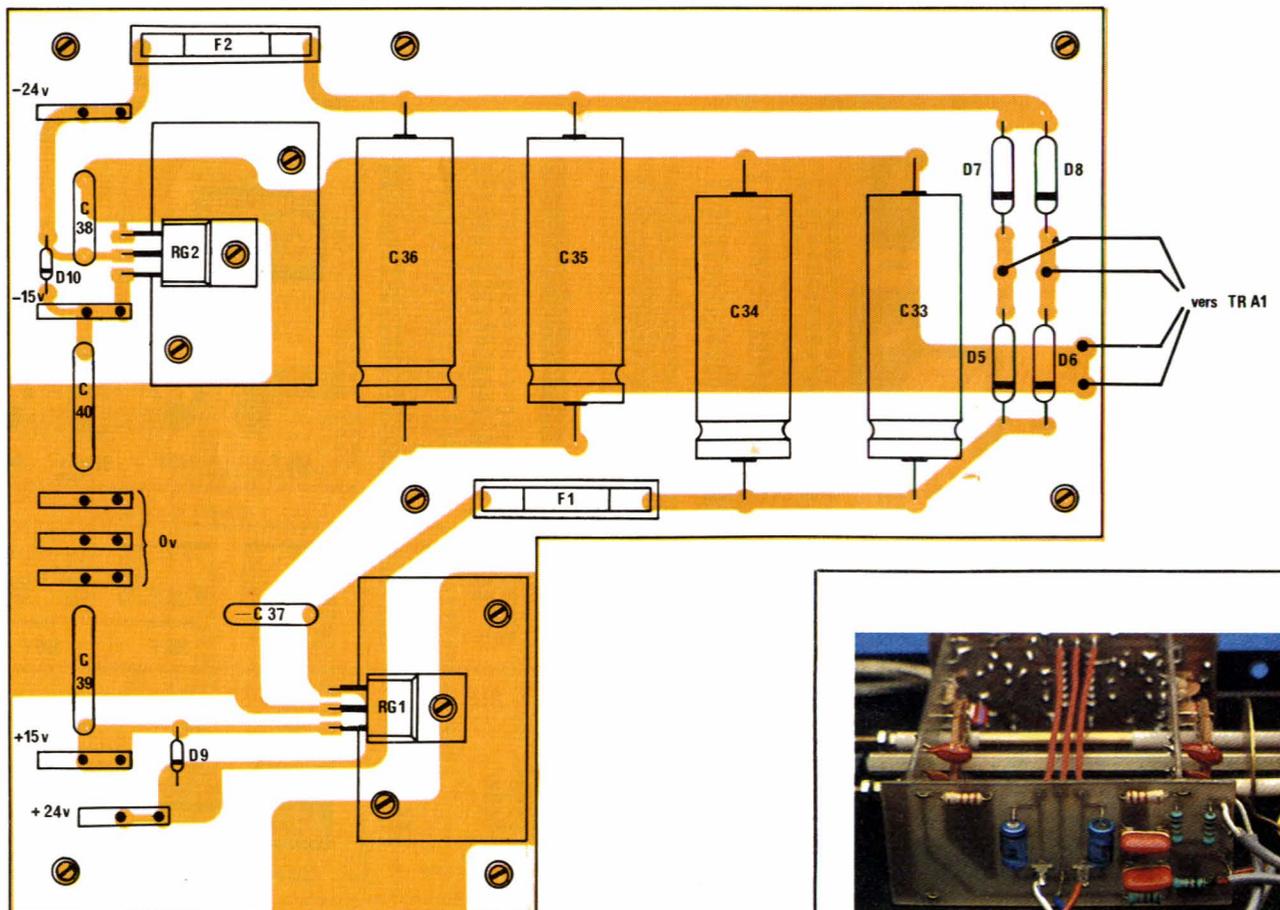
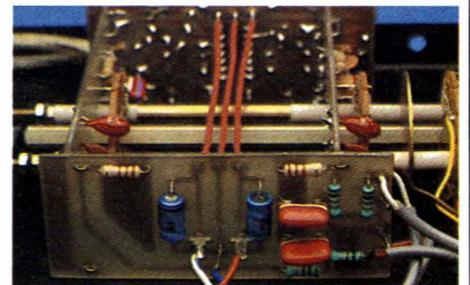
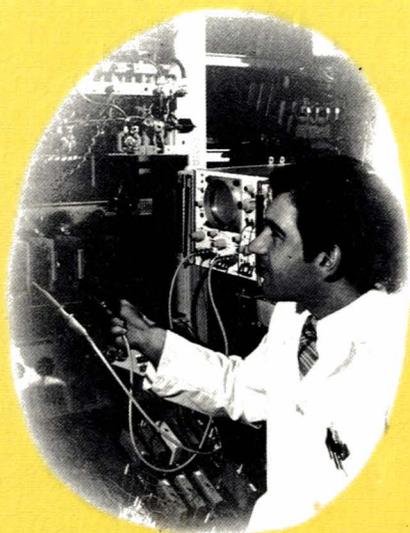


Figure 12 b - Le circuit d'alimentation et son implantation.



Suite page 75



Chez vous et à votre rythme

UNE SOLIDE FORMATION EN ELECTRONIQUE

Un abondant matériel de travaux pratiques

Les cours Eurelec n'apportent pas seulement des connaissances théoriques. Ils donnent aussi les moyens de devenir soi-même un praticien. Grâce au matériel fourni avec chaque groupe de cours, vous passerez progressivement des toutes premières expérimentations à la réalisation de matériel électronique tel que :

voltmètre, oscilloscope, générateur HF, ampli-tuner stéréo, téléviseurs, etc...

Vous disposerez ainsi, en fin de programme, d'un véritable laboratoire professionnel, réalisé par vous-même.

Une solide formation d'électronicien

Tel est en effet le niveau que vous aurez atteint en arrivant en fin de cours. Pour vous perfectionner encore, un **stage gratuit** d'une semaine vous est offert par Eurelec dans ses laboratoires. 2000 entreprises ont déjà confié la formation de leur personnel à Eurelec : une preuve supplémentaire de la qualité de ses cours.



institut privé d'enseignement à distance

21100 DIJON-FRANCE : Rue Fernand-Holweck - (80) 66.51.34
75012 PARIS - 57-61, bd de Picpus - (1) 347.19.82
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie
(91) 54.38.07

Eurelec, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe.

Présentés de façon concrète, vivante et fondée sur la pratique, ses cours vous permettent d'acquérir progressivement sans bouger de chez vous et au rythme que vous avez choisi, une solide formation de technicien électronique.

Des cours conçus par des ingénieurs

L'ensemble du programme a été conçu et rédigé par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés.

Un professeur vous suit, vous conseille, vous épaulé, du début à la fin de votre cours. Vous pouvez bénéficier de son aide sur simple appel téléphonique.



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



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON.

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Adresse : _____

Ville _____ Code postal _____

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

- ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS
- ELECTROTECHNIQUE
- ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE
- INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS

● Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.

● Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien. Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

09175

DATE ET SIGNATURE : _____
(Pour les enfants, signature des parents).

occi

Systemela 140

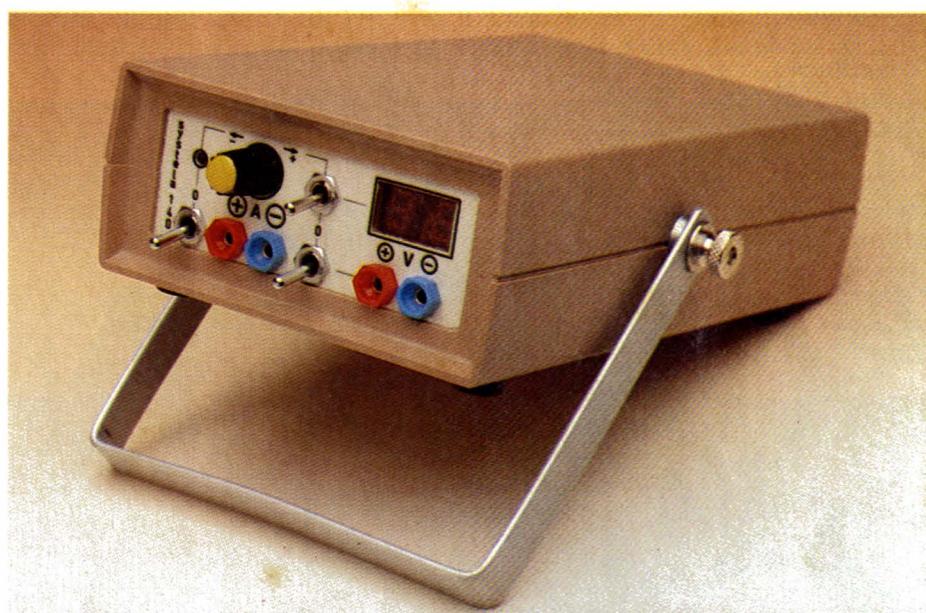
temps: ⏳ ⏳ ⏳

difficulté: 🧩 🧩

dépense: 💰 💰

Systeme électronique d'alimentation 1 à 40 V

Dans bien des cas l'électronicien amateur ou chevronné est pourvu d'appareils de mesure et de maintenance lui permettant d'assurer opérationnellement la mise au point et le dépannage de la plupart des petits montages électroniques transistorisés ou à circuits intégrés. Cependant, il apparaît de plus en plus un certain engouement « in situ » qui se traduit par le besoin d'emploi de matériels spécifiques autonomes. Ainsi l'électronicien débutant em-



portera un montage sous forme de « kit » qu'il câblera pendant les vacances, un autre se voudra d'essayer dans des conditions réelles un appareil mis au point au laboratoire, un troisième enfin se trouvera confronté au problème d'intendance logistique qui suit nécessairement les hobbies techniques d'envergure, cas de la radiocommande par exemple. Dans tous ces domaines, la liste étant non exhaustive, loin de là, il apparaît que deux matériels s'avèrent vraiment indispensables : Une alimentation et un voltmètre. Encore faut-il que ces deux appareils, loin de ressembler à leurs grands frères sophistiqués du laboratoire, n'en possèdent pas moins des qualités techniques et pratiques intéressant la plupart des cas d'utilisation.

L'appareil

De dimensions et poids très réduits pour pouvoir être emporté et logé facilement n'importe où, il doit être d'emploi aisé, de caractéristiques intéressantes et naturellement, pouvoir se rendre autonome dans certaines conditions. Ce mouton à cinq pattes, nous l'avons étudié et réalisé pour vous. Baptisé SYSTELA 140 il comprend conjointement dans un même boîtier deux modules distincts

à savoir :

— Une alimentation stabilisée variable.

— Un voltmètre digital à deux digits.

Le tout présenté de façon très sobre et fonctionnelle se targue de nombreuses sécurités d'emploi, ainsi que d'une souplesse d'utilisation de premier plan. Toutes les manœuvres, réduites au minimum, se trouvent sur la face avant et permettent l'emploi conjoint ou séparé des deux modules. Ajoutons encore pour fixer les esprits que le SYSTELA

est un système comme son nom l'indique, c'est-à-dire un ensemble technique opérationnel, le module de base étant entièrement autonome, nous l'avons doté d'une alimentation par batteries Cadmium-Nickel. Pour parfaire le système, tout en conservant la liberté d'utilisation, nous avons doté l'ensemble d'un petit chargeur autonome sophistiqué. Il apparaît donc bien là un système opérationnel à part entière dont nous allons maintenant dévoiler au lecteur les caractéristiques techniques et pratiques.

Réalisation

Caractéristiques

Elles sont données ci-après.

Alimentation :
4 accus type R6 CAD-NI 1,2 V par élément, soit $\cong 5 \text{ V}/0,45 \text{ AH}$.

Tension de sortie stabilisée : variable de 1 V à 40 V.

Courant de sortie maximal : 167 mA de 1,5 V à 3 V.

Courant de sortie minimal : 5 mA à 40 V.

Rendement maximal : 70 %.

Consommation Voltmètre deux digits : 90 mA.

Affichage : 0 à 99 V.

Résolution : 1 V.

Dimensions : 150 mm \times 90 mm \times 40 mm.

Poids : 380 g avec accumulateurs.

Notons de plus les commutations suivantes suivies des signalisations correspondantes :

- Alimentation seule \rightarrow interrupteur de mise en fonction avec LED miniature d'indication. Potentiomètre 15 tours pour le réglage ex-

tra fin de la tension de sortie de 1 à 40 V.

— Voltmètre seul \rightarrow interrupteur de mise en fonction avec allumage des deux digits.

— L'Alimentation + le voltmètre peuvent être couplés manuellement l'un sur l'autre le temps d'afficher la tension de sortie demandée, puis désolidarisés pour une utilisation séparée. Enfin, deux jeux de douilles, sortie et mesure, sont disponibles en face avant ainsi qu'une prise Jack à l'arrière pour le raccordement du bloc chargeur.

Bloc chargeur

Alimentation : 220 V alternatif 50 Hz.

Tension de sortie stabilisée : réglable de 3,7 V à 7,2 V, typique 5 V.

Courant de sortie : Limité à 40 mA maximal.

Dimensions : bloc chargeur calculatrice.

Poids : 175 g.

Le schéma synoptique

Il est donné à la figure 1 et permet l'explication simple du fonctionnement de l'ensemble. Le bloc alimentation chargeur peut-être connecté en tampon sur le pack d'accumulateurs R6. Celui-ci, par l'intermédiaire des interrupteurs de mise sous tension correspondants, alimente d'une part un module d'alimentation variable et d'autre part un petit voltmètre à affichage digital deux digits. Une sélection indépendante par inverseur permet la visualisation de la tension de sortie du module alimentation ou la mesure extérieure.

L'articulation charnière se trouve être en fait le bloc d'accumulateurs cadmium-Nickel. Chacun sait que ce genre de produit possédant des besoins particuliers, doit être chargé environ en 14 h sous un courant maximal avoisinant le 1/10^e de sa capacité ; il s'avère que notre bloc chargeur doit délivrer une tension régulée de 5 V à 6 V, celle-ci devant être réglable très précisément, avec un courant maximal limité volontairement à 45 mA. En fait, pour plus de

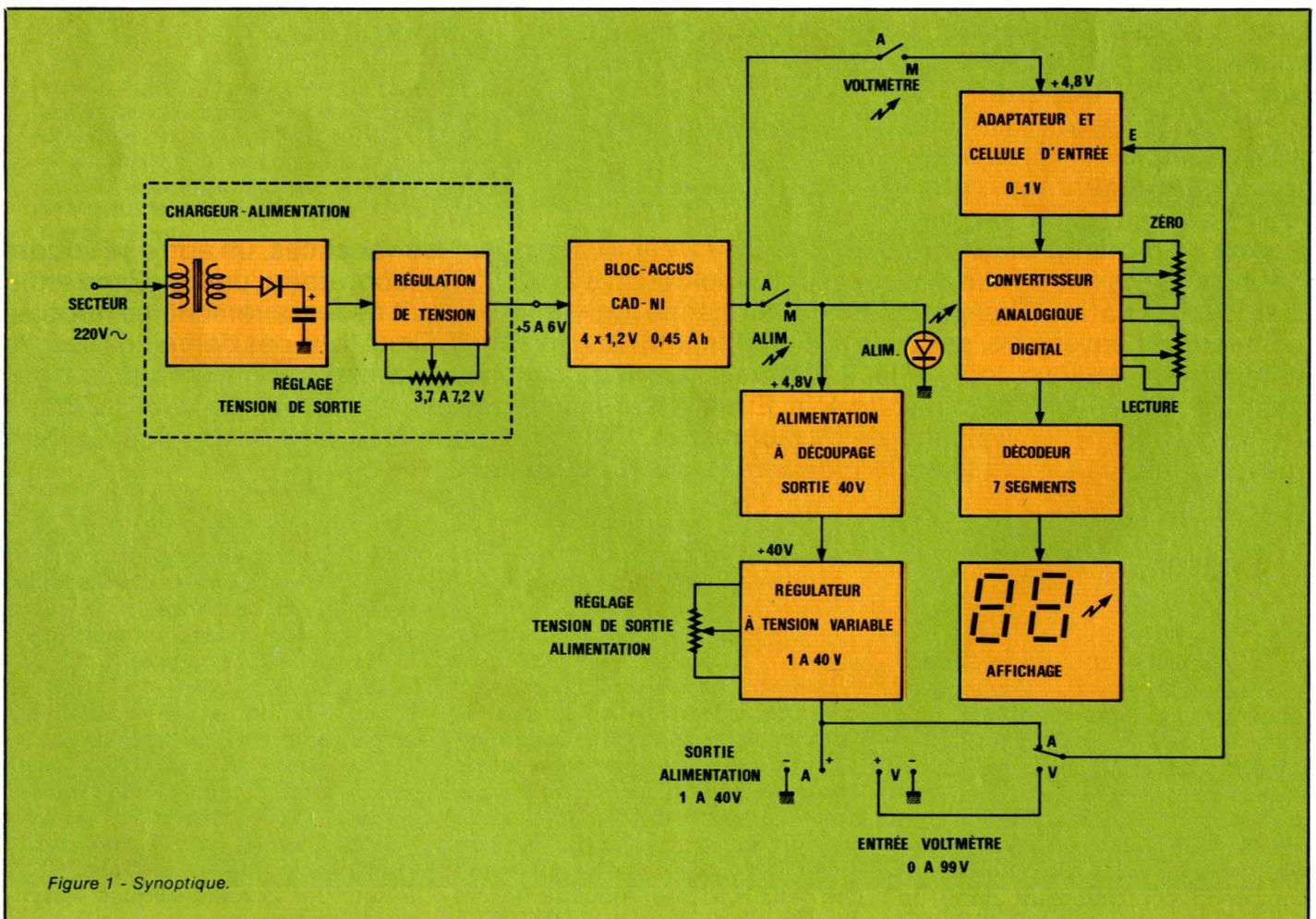


Figure 1 - Synoptique.

souplesse et de sécurité, nous avons étudié et réalisé une véritable petite alimentation stabilisée variable en tension de 3,7 V à 7,2 V et limitée en courant à 40 mA, ceci est représenté en amont de notre bloc d'accumulateur. En aval se trouve donc évidemment le reste du Systela, à savoir l'alimentation et le voltmètre. Pour plus de simplicité, étudions chaque module séparément. Par manœuvre de l'interrupteur d'alimentation, la tension de + 4,8 V du bloc d'accus est envoyée sur la platine d'alimentation, la LED de signalisation informant immédiatement la mise sous tension de cette dernière. Jusque-là, aucun problème technique ne s'était vraiment posé, par contre, d'emblée nous nous trouvons confronté à l'étude et la réalisation d'une alimentation se voulant de faibles dimensions, donc forcément simplifiée, fonctionnant à partir de 4,8 V délivrant une tension maximale de 40 V, celle-ci devant être naturellement variable à partir de 0 et naturellement stabilisée et limitée en courant. De plus il nous fallait utiliser des composants d'approvisionnement aisés et les moins onéreux possible. Nous avons donc fait appel à un montage utilisant le principe des alimentations professionnelles du commerce, ainsi nous avons réalisé une petite alimentation à découpage élévatrice de tension, fournissant en sortie une tension stabilisée de 40 V. Lors de l'étude technique de cette alimentation, nous verrons pourquoi nous n'avons pas utilisé sa possibilité directe de variation intrinsèque. Ce qui, suivant notre synoptique nous amène à remarquer que celle-ci est suivie d'un bloc régulateur à tension variable indépendant. Ainsi donc, en sortie de ce bloc, suivant le réglage de tension nous sommes assurés d'une variation de tension de 1 à 40 V, l'ajustement se faisant de façon fort souple grâce à l'emploi d'un potentiomètre multitours de grande précision.

Il nous reste maintenant à étudier la partie voltmètre. Toujours sur le schéma de la figure 1 et selon le même principe que précédemment, étudions chaque module en détail. Après manœuvre de l'interrupteur de voltmètre, l'indication de la mise sous tension est réalisée par l'allumage des deux digits. Partant des bornes de mesure situées en face avant, un premier circuit adaptateur de tension nous permet de concilier la tension de mesure avec le circuit suivant qui est un convertisseur analogique digital. En sortie de ce-

lui-ci, un décodeur sept segments effectue l'affichage (multiplé) sur deux digits. Nous avons donc la possibilité de mesurer des tensions de 0 à 99 V avec une résolution de 1 V. Enfin, un inverseur deux positions autorise l'affichage de la mesure faite soit sur le bloc alimentation soit en extérieur.

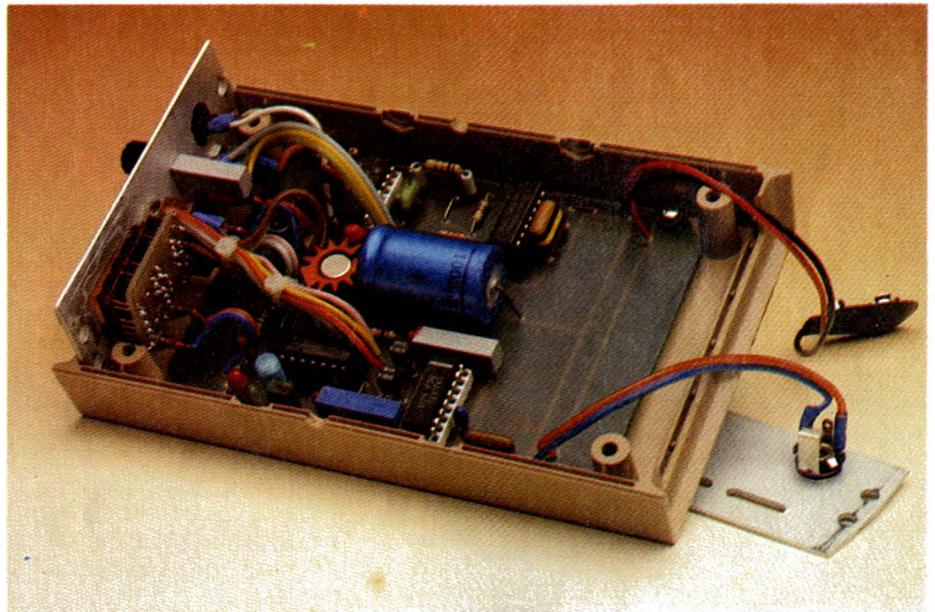
Schéma général

On le trouve à la figure 2. D'un premier coup d'œil nous apercevons les trois grandes parties de cette réalisation. Le chargeur, l'alimentation, le voltmètre. Comme nous allons étudier séparément chaque partie, nous n'allons pas entrer dans le dé-

circuit intégré, le module alimentation-voltmètre utilise quatre circuits intégrés et quatre transistors. Ces nombres nullement prohibitifs nous ont donc permis d'assurer dès le préambule que malgré les caractéristiques proposées, l'ensemble du Systela 140 a été étudié de la façon la plus simplifiée en considération des caractéristiques données.

Le bloc chargeur

A la figure 3 nous trouvons le schéma complet de ce module. D'emblée une précision s'impose. Lors de notre cahier des charges nous avons donc défini des caracté-



tail de ce schéma d'ensemble. Précisons cependant quelques points particuliers. Au niveau du bloc chargeur, l'ajustement de tension se fait par le potentiomètre multitours AJ₁. Le montage est en outre limité en courant par R₂ et protégé contre les polarités inverses par la diode D₁. Pour ce qui est de l'alimentation, le réglage de tension de sortie est effectué par le multitour AJ₂ et une double limitation de courant à lieu grâce à R₅ et R₈. Enfin, en ce qui concerne le voltmètre, les réglages d'affichage ZERO et LECTURE sont respectivement dévolus aux ajustables AJ₃ et AJ₄ et nous verrons lors de l'étude détaillée de cette partie que nous avons choisi pour IC₅ un circuit différent de celui normalement retenu. Enfin, eu égard à ce schéma d'ensemble, si le bloc chargeur ne comporte qu'un transistor et un seul

risques d'encombrement et de poids aussi réduites que possible. Le chargeur d'accumulateur se devait donc de suivre ces caractéristiques et se trouver lui aussi le plus petit et le plus léger possible, sans sacrifier pour autant à la robustesse, à la rapidité de mise en œuvre et à la technicité. Tout cela nous a amené à utiliser pour cette réalisation un appareil fort répandu et bon marché puisqu'il s'agit d'une petite alimentation secteur pour calculatrice de poche. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques d'un modèle disponible quasiment partout pour quelques dizaines de francs et que nous conseillons d'utiliser :

AC ADAPTATOR
Input 220 V AC
Output 3.6.9.12 V DC
Current 300 mA.

Ce modèle que nous avons utilisé

est vendu sous différentes appellations et possède un switch à glissière quatre positions permettant de choisir la tension de sortie qui est disponible sur une embase. Un cordon moulé complète l'ensemble.

Ouvrons cette petite alimentation au moyen des deux vis parker situées au-dessous, le capot se détache de suite. Démontons maintenant ce qui peut l'être et faisons l'inventaire de ce que nous allons ré-utiliser :

- Le boîtier + les deux tétons secteurs ;
- le transformateur d'alimentation (TR₁) ;
- les quatre diodes de redressement (D₂, D₃, D₄, D₅) ;
- le condensateur de filtrage (C₃) ;
- l'embase de sortie et le cordon moulé.

Le coffret étant de plus déjà usiné et percé, nous voyons donc que le choix délibéré de ce matériel procède d'un inégalable rapport utilisation/prix de revient. Il ne suffit plus qu'à adjoindre aux éléments précédents une poignée de composants aptes à la réalisation d'un petit chargeur de batteries alliant simplicité et performances. Le schéma est loin d'être à lui seul une révolution, tant s'en faut, il n'en possède pas moins au vu de sa simplicité des caractéristiques fort intéressantes. Au secondaire du transformateur d'alimentation nous trouvons un redressement bi-alternance assuré par les diodes D₂ à D₅ et suivi d'un filtrage énergétique grâce à la valeur de C₃. Aux bornes de ce condensateur nous recueillons donc une tension qui a pour valeur.

$$U_{C3} = U_v \sqrt{2} \rightarrow U_{U3} = 12 \sqrt{2} \cong 17 \text{ V}$$

En ce qui concerne la régulation de tension avec limiteur de courant, nous utilisons un produit bien connu de nos lecteurs puisque IC₁ n'est autre que le fameux $\mu\text{A} 723$ de FAIRCHILD. La configuration de branchement donnée dans les applications du constructeur est bien évidemment celle où la tension de sortie est inférieure à la tension de référence typique de + 7,5 V puisque nous désirons charger dans les meilleures conditions possible, 4 accumulateurs de 1,2 V branchés en série. N'oublions pas en effet, qu'à cause de D₁ il nous faut en sortie de IC₁ obtenir une tension au moins égale à 5,8 V. Après dérivation à la masse d'un courant d'environ 3 mA par le diviseur AJ₁/R₃ nous obtenons sur l'entrée non inverseuse de IC₁ une tension de référence de 5,8 V

bien compensée en température. Nous retrouvons cette même valeur en sortie, qui est également appliquée sur l'entrée inverseuse représentant de ce fait l'entrée de mesure et d'asservissement. Le fonctionnement simplifié du régulateur est donc le suivant : Il recopie la tension précise dictée par la position du curseur de AJ₁ qui permet d'ajuster la tension de sortie à la valeur choisie tout en rattrapant les dispersions de U_{REF} (+ 7,5 V typique). Le condensateur C₂ réduit considérablement le bruit sur la sortie stabilisée assurant de ce fait la stabilité dynamique de l'ensemble. Quant à R₁ elle permet d'augmenter la stabilité en température dans de bonnes proportions. Pour palier un échauffement éventuel de IC₁, nous avons monté en sortie V_{out} un petit ballast à transistor NPN en boîtier métallique. Enfin, comme nous l'avons déjà mentionné, il nous fallait limiter le courant à une valeur maximal de 45 mA. Prenant une marge de sécurité, nous avons opté pour la valeur légèrement inférieure de 40 mA, chargeant légèrement nos accumulateurs pour un échauffement moindre et une meilleure longévité de ceux-ci. Le circuit limiteur de IC₁ intervient lorsqu'une tension d'environ 0,6 V est mesurée entre les broches « current Limit » et « Current sense ». En fonction du courant maximal demandé et de cette valeur de tension, il suffit d'appliquer simplement la loi d'Ohm pour en déduire la valeur de la résistance autorisant ce débit maximum :

$$R \# \frac{0,6}{I_{MAX}} \rightarrow R_2$$

$$= \frac{0,6}{40 \cdot 10^{-3}} = 15 \Omega$$

$$P_{R2} = 0,6 \times 40 \cdot 10^{-3} = 24 \text{ mW}$$

Nous choisirons donc pour R₂ : résistance de limitation du courant de charge à 40 mA une valeur de 15 Ω normalisé 1/4 W. En dernier lieu précisons quand même pour ceux de nos lecteurs qui ne l'aurait pas remarqué, le rôle important joué par la diode anti-retour D₁. Imaginons en effet que le chargeur soit branché en permanence en tampon sur le Systela et qu'à un moment il y ait absence secteur. Si D₁ n'existait pas, il pourrait y avoir destruction du chargeur par un retour de tension issu du bloc cadnickel. Grâce à D₁, ce phénomène ne peut pas se produire.

L'alimentation élévatrice à découpage

Partant d'une tension maximum de + 4,8 V pour atteindre une valeur de 40 V, tout en conservant un rendement au moins égal ou supérieur à 50 %, en respectant la simplicité édictée au cahier des charges, peu de solutions s'offraient à nous en dehors d'une petite alimentation à découpage performante utilisant autant que faire se peut un circuit spécialisé et bon marché. Nous avons retenu le circuit TL 497 CN de chez Texas Instruments. Dans ce boîtier DIL de 14 broches dont le brochage est donné figure 3 se trouvent regroupés pratiquement tous les composants nécessaires pour notre réalisation. Une référence de + 1,2 V compensée fixe une entrée de comparateur, la correction s'effectuant sur l'autre entrée. Le chip contient de plus un oscillateur digital à fréquence variable dont la fréquence initiale dépend de la valeur de C₁. Cet oscillateur peut ou non être inhibé par le comparateur, une entrée de validation extérieure ou bien en-

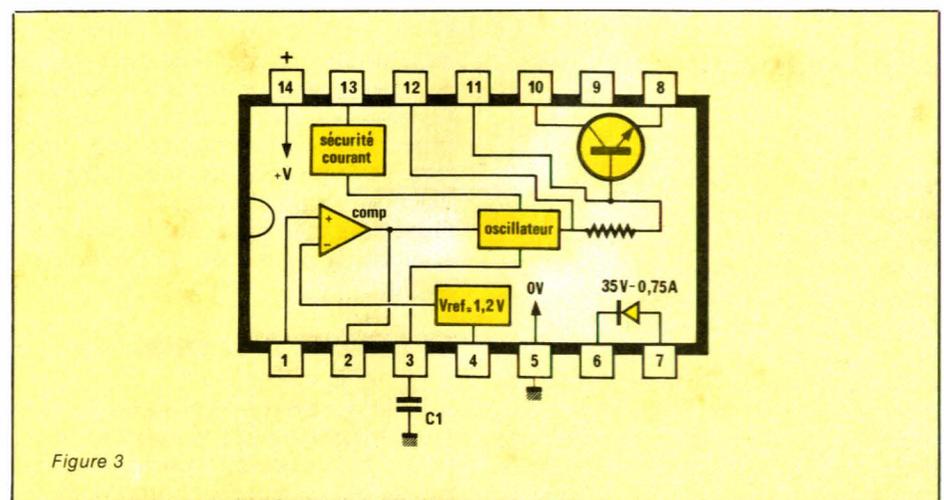


Figure 3

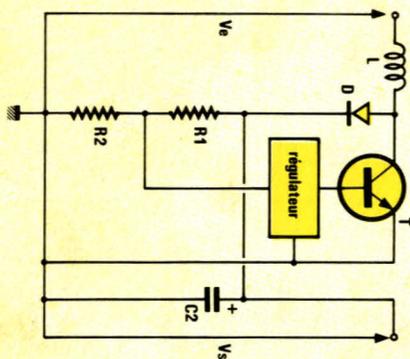


Figure 5

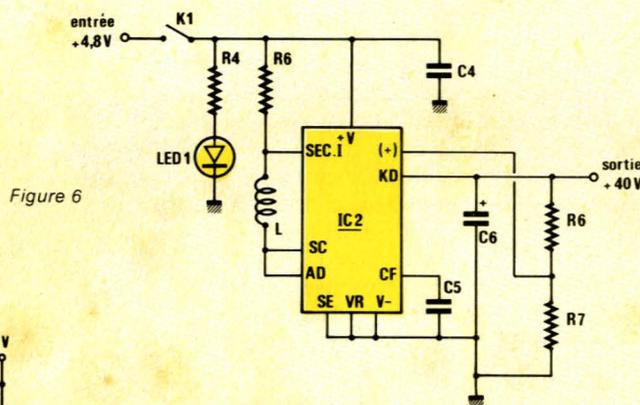


Figure 6

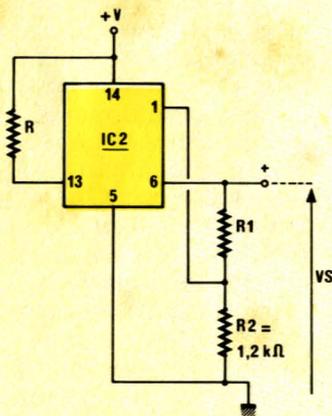


Figure 7

core un circuit limiteur de courant propre au chip. Enfin, notre circuit intègre une diode et un transistor de puissance. De tout ceci il résulte que fort peu de composants extérieurs vont être nécessaire pour notre réalisation.

Le principe du découpage

On trouve à la figure 5 le schéma de principe d'un convertisseur élévateur de tension à découpage. Soit V_e la tension d'entrée à élever et V_s celle de sortie. Le transistor ballast T travaille exclusivement en régime bloqué-saturé avec une dissipation très peu importante. Il s'arrête à partir du moment où l'oscillateur digital est inhibé. Lorsqu'il fonctionne, ce transistor T permet à la self L d'emmagasiner, donc de restituer, de l'énergie. Si l'oscillateur à fréquence variable s'arrête à cause du compa-

rateur, la self L se décharge par la diode D dans le condensateur C_2 . Ce dernier permet de filtrer la tension de sortie. La fréquence de découpage étant généralement de l'ordre de quelques dizaines de kHz, ce filtrage s'effectue très aisément. La valeur de C_1 fixe la durée totale d'un cycle charge-décharge. Celle-ci est égale à la fréquence maximale de fonctionnement du découpage. Le rapport du temps de conduction du transistor à la période de découpage atteignant à ce moment 85 %. Il ne reste plus qu'à jouer sur le pont diviseur R_1 - R_2 pour fixer la tension en sortie.

Le schéma préconisé

Il est donné à la figure 6. Comme nous l'avons dit précédemment il y a peu de composants périphériques. Nous retrouvons d'ailleurs la majo-

rité des éléments vus dans le principe du découpage. Le petit condensateur C_5 de 150 pF fixe la fréquence de découpage aux environs de 25 kHz. C_4 minimise les bruits HF sur la ligne d'alimentation et C_6 sert de réservoir de sortie. La self L est une inductance haute fréquence à sorties radiales. Sa valeur est de 150 μ H et elle peut être facilement réalisée en bobinant une centaine de spires de fil émaillé 6/10 sur le corps d'une résistance bobinée de 3 W dont on aura initialement ôté les spires, on peut également utiliser une self surmoulée.

La limitation du courant en sortie

Elle s'effectue très aisément grâce à la résistance R de la figure 7. Il suffit d'appliquer la formule :

$$I_{LIM} (A) = \frac{0,6 (V)}{R (\Omega)}$$

Le courant maximal commuté du TL 497 CN peut être de 750 mA avec une puissance dissipée de 1 W à θ ambiant = 25° C. Ne désirant pas atteindre cette extrémité mais nous situer en deçà, nous avons choisi un courant maximal de 600 mA. D'après la formule précédente il ne nous reste plus qu'à déduire la valeur de R :

$$R_2 = \frac{0,6}{600 \cdot 10^{-3}} = 1 \Omega$$

avec $P = 0,6^2 = 360$ mW

Nous choisirons donc pour R_s une valeur de 1 Ω normalisé 1/2 W.

La détermination de la tension de sortie

Elle s'effectue aussi simplement que la limitation de courant grâce aux résistances R_1 et R_2 de la figure 7. La valeur typique préconisée par le constructeur étant égale à 1,2 k Ω , il suffit d'appliquer la relation suivante pour obtenir la valeur de la tension en sortie :

$$V_s (V) = k [R_1 + 1,2 (k\Omega)]$$

avec $k = 1$ mA

Or, si en utilisant une résistance R_1 de 33 k Ω on obtient bien en sortie une valeur proche de 35 V qui, soit dit en passant, est la valeur maximale de la tension de sortie, un petit artifice nous permet quand même d'accéder aux 40 V retenus cela ne

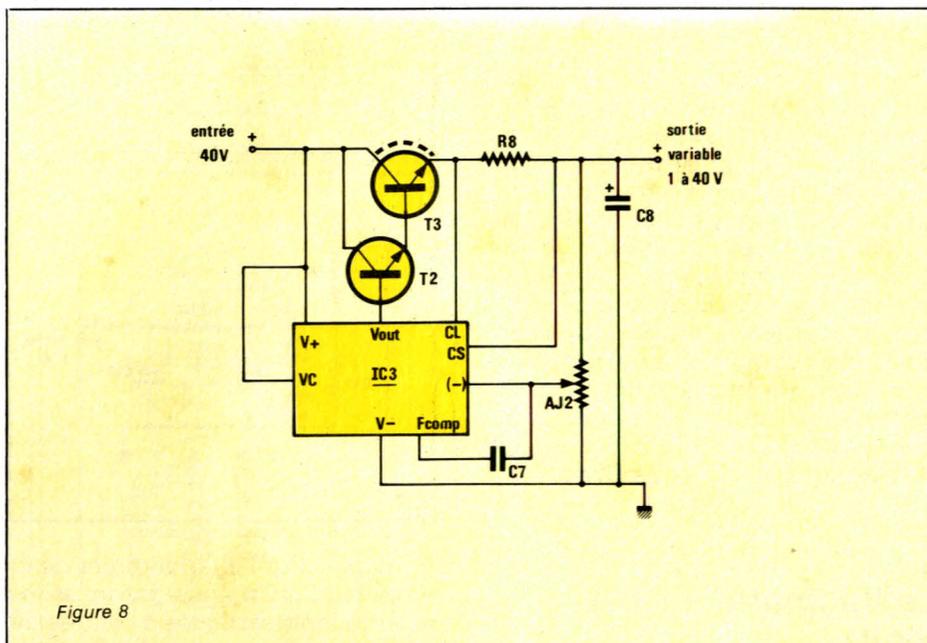
posant guère de problèmes au vu du courant de sortie et du courant de limitation volontairement abaissés. Pour ce faire il suffit de remplacer R_1 par $1\text{ k}\Omega$, les autres éléments restant inchangés. Dès la mise sous tension, si tout est correct, la tension V_s grimpe aux alentours de $+40\text{ V}$ à $+41\text{ V}$. L'étude de la partie alimentation aurait pu en rester là en ayant pris cependant le soin de remplacer R_6 et R_7 figure 6 par un montage potentiométrique avec résistances de butée de façon à pouvoir faire varier la tension de sortie de 1 V ou 2 V à $+40\text{ V}$, mais ce n'est pas la solution que nous avons choisie. Le circuit TL 497 CN s'il peut faire par découpage l'élévation, l'inversion, l'abaissement de tension, est avant toute chose un circuit régulateur de tension. A cet égard, l'ayant monté en élévateur à partir d'une alimentation de $+4,8\text{ V}$, s'il régule correctement de cette valeur jusqu'à la valeur maximale de 40 V , il n'en va pas de même si l'on désire obtenir des tensions de sortie inférieures à $4,8\text{ V}$ le montage devient franchement mauvais et la régulation nulle. Nous avons donc préféré l'utiliser au maximum de ses possibilités, soit à V_s maximum = 40 V et étudier en sortie un circuit électronique variateur de tension.

Le circuit retenu

C'est celui de la figure 8. Simplifié à l'extrême, nous avons encore utilisé pour IC₃ un régulateur de type $\mu\text{A} 723$. Peu de composants pour ce montage. C₇ est utilisé pour la compensation en fréquence et C₈ est le condensateur de sortie. T₂ et T₃ forment un montage Darlington bien connu de nos lecteurs, cette configuration permettant une grande souplesse d'exploitation. La petite résistance ajustable AJ₂ de modèle multitours (15 trs) est montée en potentiomètre et c'est cet élément qui nous permettra de faire varier très précisément la tension de sortie de notre alimentation de $+1\text{ V}$ à $+40\text{ V}$. Enfin il ne faut pas oublier la résistance R_8 de limitation du courant de sortie. Le principe de la détermination est identique à celui du bloc chargeur.

$$I_{L\text{ MAX}} (\text{A}) = \frac{0,65 (\text{V})}{R (\Omega)}$$

Comme le courant maximal peut être de 167 mA , nous avons limité



volontairement à 170 mA le courant de disjonction. La détermination de la résistance de limitation R_8 s'effectue simplement :

$$R_8 = \frac{0,65}{170 \cdot 10^{-3}} = 3,82 \Omega$$

$$P = 0,65 \times 170 \cdot 10^{-3} = 110,5 \text{ mW}$$

Nous choisirons donc pour R_8 une valeur normalisée de $3,9 \Omega$ $1/4\text{ W}$. Pour en finir avec ce chapitre consacré à l'alimentation, nous donnons en premier lieu un tableau (1) indiquant les valeurs maximales admissibles par le circuit 497 CN et en second lieu un autre tableau (2) dit « tableau de travail » permettant à nos lecteurs de connaître à tout moment selon la tension de sortie pro-

grammée, le courant maximal qu'ils peuvent tirer du Systela. En regard sont aussi indiqués, la résistance correspondante de la charge en sortie ainsi que de la puissance maximale dissipée.

Tension d'entrée	15 V
Tension de sortie	35 V
entrées inhibition et comparateur	5 V
Courant commuté et de diode	750 mA
750 mA	
Tension inverse de diode	35 V
Puissance dissipée	1 W

Tableau 1

Tableau 2

Tension de Sortie (v)	courant maximal (mA)	Résistance de charge correspondante (Ω)	Puissance maximales dissipée (mW)
1	154	6,49	154
1,5	167	8,98	250,5
3	167	17,96	501
4,5	136	33,08	612
5	135	37,03	675
6	128	46,87	768
7,5	110	68,18	825
9	100	90	900
12	75	160	900
15	60	250	900
18	55	327,27	990
24	29	827,58	696
28	19	1473,68	532
36	8	4500	288
40	5	8000	200

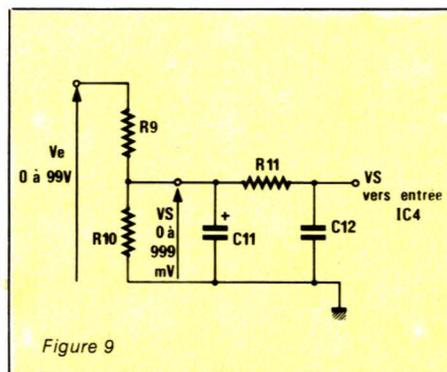
Réalisation

On comprend en regardant les valeurs des tensions de sortie choisies pour ce dernier tableau que nous avons fait en sorte que celles-ci correspondent à des valeurs normalisées ou les plus usuellement utilisées dans la plupart des petits montages électroniques. Ce tableau de travail en main, un simple coup d'œil vous permet de vous assurer selon la valeur de la tension demandée, quelle est la valeur maximale du courant auquel vous avez droit ou bien encore si l'impédance ou la résistance du montage à connecter pour essais est compatible avec les caractéristiques de votre Systela.

Le Voltmètre à deux digits

De prime abord étudions le circuit d'atténuation et d'adaptation donné à la figure 9. Comme nous ne pouvons attaquer directement notre circuit de mesure avec une tension aussi élevée que 100 V, nous réalisons très simplement un atténuateur par 100 avec deux résistances R_9 et R_{10} montées en pont diviseur.

Comme $R_9 = 1 \text{ M}\Omega$ et $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$, il est clair que pour une tension d'entrée V_E variant de 0 à 99 V nous aurons en sortie une tension variant de



0 à 999 mV. Par l'intermédiaire de la cellule $R_{11}/C_{11}/C_{12}$ nous garantissons une excellente stabilité à l'entrée de notre circuit de mesure. Après avoir fait le choix de la mesure comme nous l'avons vu précédemment, la variation de tension de 0 à 999 mV est appliquée directement sur l'entrée du convertisseur analogique digital IC4. Celui-ci est le 3162 E fort répandu pour ce genre d'utilisation et bien connu de nos lecteurs. Nous ne nous apesantirons donc pas sur son fonctionnement mainte fois dé-

crit ni sur l'utilisation de ses composants périphériques. Précisons seulement le petit point particulier suivant :

La tension variant à l'entrée de 0 à 999 mV image de la variation de la mesure de 0 à 99,9 V, puisque nous n'utilisons que deux digits pour l'affichage, seules les sorties multiplexées des dizaines et de centaines sont utilisées. Ainsi donc, pour la sortie dizaine nous aurons la visualisation du chiffre des unités et pour la sortie centaine celle du chiffre des dizaines. Comme nous l'avons dit au début de cet article un dernier point particulier consiste en l'emploi non d'un circuit de type 3161 E comme décodeur, mais d'un LS 247, celui-ci, pour une consommation moindre, permet d'allumer les segments des afficheurs avec un meilleur rendement, son courant de sortie est nettement plus important que celui de son homologue.

Nous en resterons là dans le présent numéro et poursuivrons par la réalisation pratique dans le prochain.

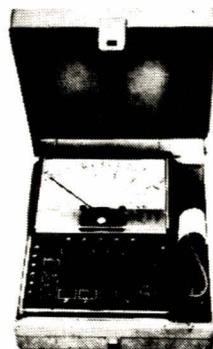
C. de MAURY

Digimer 30

2000 pts de Mesure
Affichage par LCD
Polarité et Zéro Automatiques
200 mV à 1000 V =
200 mV à 650 V ≈
200 μA à 2A = et ≈
200 Ω à 20 M Ω
Précision 0,5 % ± 1 Digit.
Alim. : Bat. 9 V ref 6 BF 22
Accessoires :
Shunts 10 A et 30 A
Pincas Ampéremétriques
Sacoche de transport
845 F TTC

Unimer 4

Spécial Electricien
2200 Ω/V; 30 A
5 Cal = 3 V à 600 V
4 Cal ≈ 30 V à 600 V
4 Cal = 0,3 A à 30 A
5 Cal ≈ 60 mA à 30 A
1 Cal Ω 5 Ω à 5 k Ω
Protection fusible et
semi-conducteur
441 F TTC



Us 6 a

Complet avec boîtier
et cordons de mesure
7 Cal = 0,1 V à 1000 V
5 Cal ≈ 2 à 1000 V
6 Cal ≈ 50 μA à 5 A
1 Cal ≈ 250 μA
5 Cal Ω 1 Ω à 50 M Ω
2 Cal μF 100 pF à 150 μF
2 Cal HZ 0 à 5000 HZ
1 Cal dB - 10 à + 22 dB
Protection par
semi-conducteur
249 F TTC

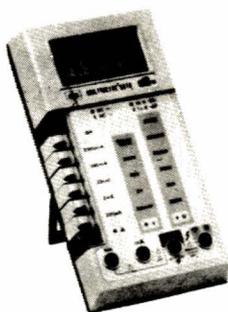
Unimer 33

20000 Ω/V Continu
4000 Ω/V alternatif
9 Cal = 0,1 V à 2000 V
5 Cal ≈ 2,5 V à 1000 V
6 Cal = 50 μA à 5 A
5 Cal ≈ 250 μA à 2,5 A
5 Cal Ω 1 Ω à 50 M Ω
2 Cal μF 100 pF à 50 μF
A Cal dB - 10 à + 22 dB
Protection fusible
et semi-conducteur
344 F TTC

Pincas ampéremétriques

MG 27
318 F TTC
3 Calibres ampéremètre
≈ 10-50-250 A
2 Calibres voltmètre
≈ 300-600 V
1 Calibre ohmmètre 300 Ω

MG 28 2 appareils en 1
454 F TTC
3 Calibres ampéremètre
= 0,5, 10, 100 mA
3 Calibres voltmètre
= 50 - 250 - 500 V
3 Calibres voltmètre
≈ 50 - 250 - 500 V
6 Calibres ampéremètre
5, 15, 50 ; 100 -
250 - 500 A
3 Calibres ohmmètre
× 10 Ω × 100 Ω × 1 K Ω



ISKRA 6010

2000 pts de mesure
Affichage par LCD
Polarité et Zéro Automatiques
Indicateur d'usure
de batterie
200 mV à 1000 V =
200 mV à 750 V
200 μA à 10 A = et ≈
200 Ω à 20 M Ω
Précision 0,5 % ± 1 Digit.
Alim. : Bat 9 V ve F 6BF 22
Accessoires :
Sacoche de transport
642 F TTC

Unimer 31

200 K Ω/V Cont. Alt.
Amplificateur incorporé
Protection par fusible et
semi-conducteur
9 Cal = et ≈ 0,1 à 1000 V
7 Cal = et ≈ 5 μA à 5 A
5 Cal Ω de 1 Ω à 20 M Ω
Cal dB - 10 à + 10 dB
546 F TTC

Transistor tester

Mesure : le gain du transistor
PNP ou NPN (2 gammes),
le courant résiduel collecteur
émetteur, quel que
soit le modèle
Teste : les diodes GE et SI.
380 F TTC

ISKRA France
354 RUE LECOURBE 75015

Nom
Adresse :
Code postal :

Je désire recevoir une documentation, contre 4 F en timbres sur

Les contrôleurs universels

Les pincas ampéremétriques

Ainsi que la liste des distributeurs régionaux

Demandez à votre revendeur nos autres produits : coffrets - sirènes vu-mètres - coffrets radiateurs - relais potentiomètres, etc.

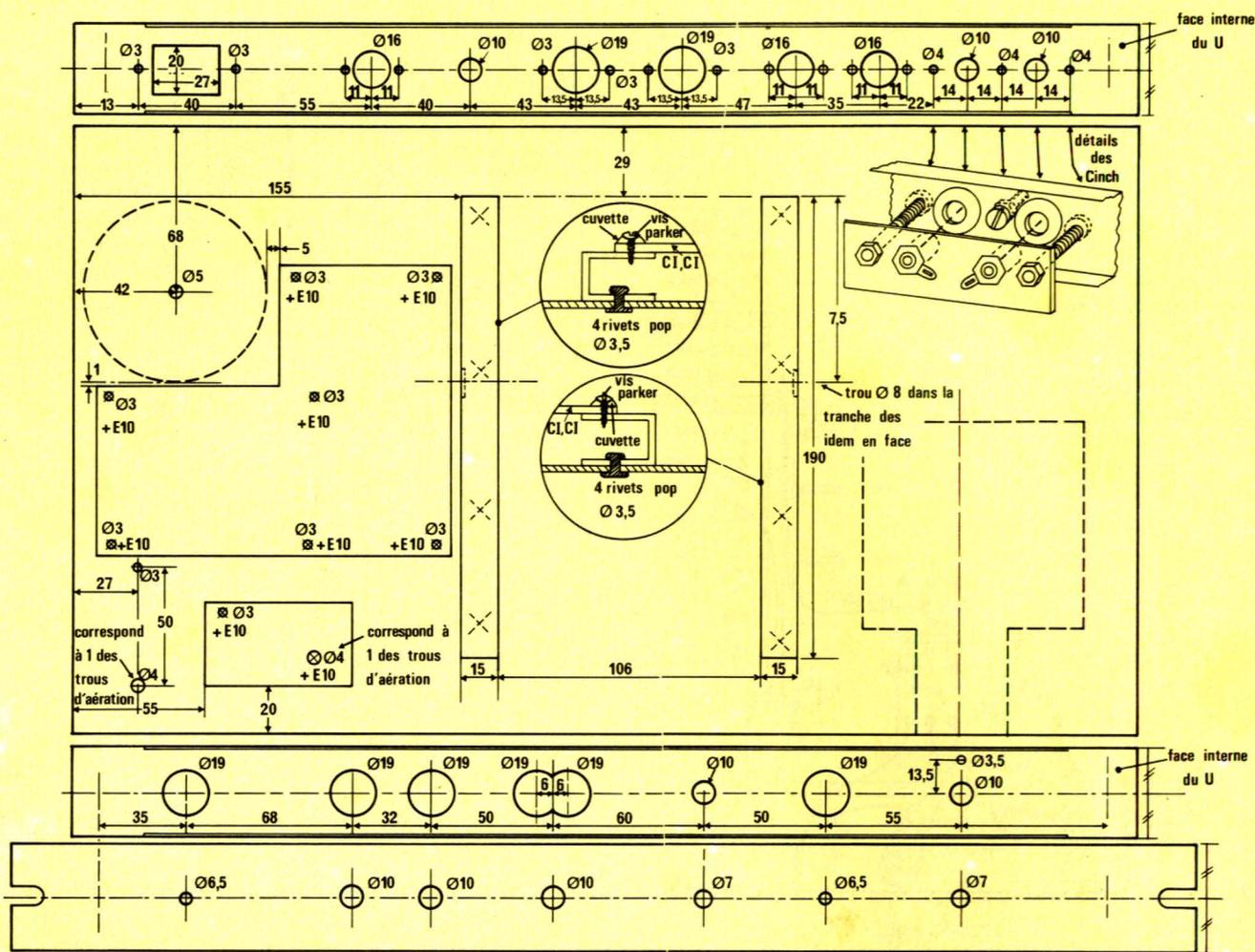


Figure 13 - mécanisation du chassis.

malheur votre transfo se trouve dans l'axe d'une de ces vis et assez proche des bords pour être traversé, c'est la catastrophe ! Respectez donc scrupuleusement au moins ce positionnement. Deuxième remarque, les transfos toriques sont très irrégulièrement fournis avec tous leurs accessoires (cela peut venir d'un oubli du revendeur au moment de l'achat), mais il est bien désagréable de se trouver avec la vis sans l'écrou, etc. Quoi qu'il en soit, veillez à avoir une vis de 5 suffisamment filetée pour la couper à 36 mm et visser encore... ainsi qu'une coupelle métal, deux disques caoutchouc, et une entretoise de 30 ou 31 mm. Sans ce dernier accessoire la tôle de fond se creuse au serrage, et l'écrou n'est jamais bien bloqué.

Mettez en place provisoirement TRA 1 et positionnez le circuit AC 7 comme indiqué. Repérez les 7 points de fixation, percez et vissez sommairement AC 7. Pour TRA 2 et AC 4, le dessin vous indique les emplace-

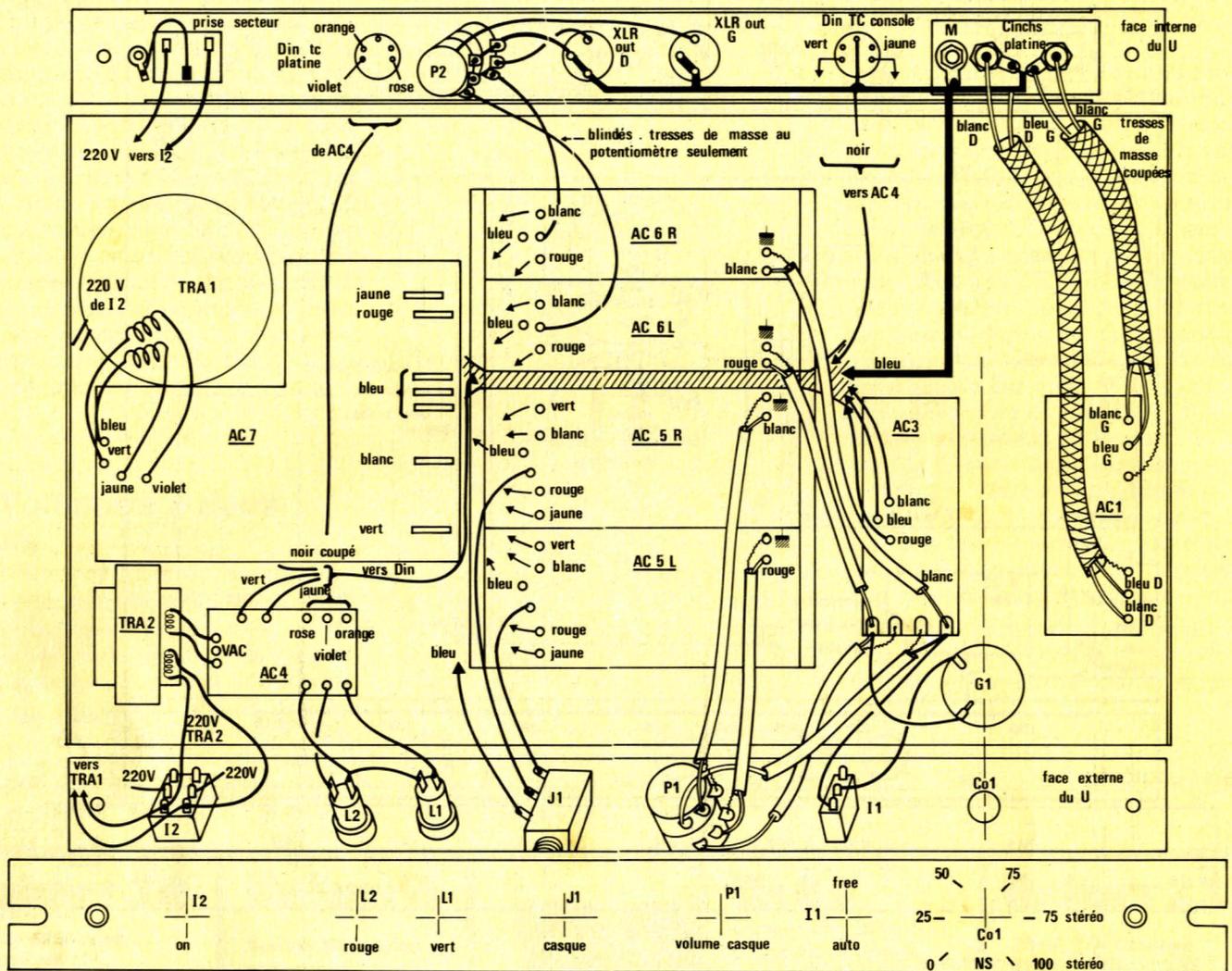
ments correspondants à 2 des évidements prévus pour l'aération. Avec les cotes qui sont données, aucun problème pour les repérer. Mettez en place les pièces et percez les trous manquant. Il ne reste qu'à fixer deux petits U d'al. de 19 cm destinés à porter AC 6 L, R, AC 5 L, R. Sur la maquette, l'auteur a pincé le bord de ces cartes contre les U, à l'aide d'une petite équerre par coté. Il vous déconseille ce procédé qui, si il contribue à une meilleure esthétique, rend le démontage des cartes plus fastidieux. C'est pourquoi le dessin propose une fixation par vis parker et cuvettes, plus rationnelle.

C'en est fini pour la plaque de fond et nous vous invitons à continuer par la contre plaque avant. Ici tout est repéré par cotes. Commencez toutefois par les trous de droite correspondant au commutateur d'égalisation et faites un essai de montage pour être sûrs qu'il est bien centré en hauteur. A part un autre trou de 10, le reste des évidements est à 19 mm.

Seul un emporte-pièce est capable de les exécuter vite et parfaitement, autrement... la lime. Mais la lime, un trou ça va, six (+ 2 à l'arrière) bonjour les crampes ! Ces jolis trous de 19 sont nécessaires car certains composants sont fixés directement sur la face avant (en fait tous sauf P 1 et CO 1). Il serait possible de se passer de la contre plaque, mais la face avant perdrait de sa rigidité et ce serait dommage.

Dès cette pièce usinée, l'appliquer au dos de la face avant pour que les axes correspondent bien. C'est pourquoi le dessin n'indique que le diamètre de perçage des trous et pas leurs écartements.

Encore un petit effort : la plaque arrière. Tout est coté sur le dessin ; mais le repérage des petits diamètres est presque superflu : il sera plus simple de mettre en place les pièces dans leurs logements respectifs et de repérer sur le terrain leurs points d'attaches.



Pour le trou rectangulaire correspondant à l'emplacement de la fiche secteur nous ne dirons rien sous peine de nous faire lyncher, et passerons directement au détail du montage des cinchs (RCA) chassis, destinées à véhiculer les précieux signaux venant de la cellule : un soin particulier a été apporté à la mise en place de ces fiches. Le perçage prévoit deux trous de 10 mm entre lesquels se situe un autre de 4 mm, destiné au passage d'un boulon de même diamètre, qui servira de liaison de masse pour les platines comportant un fil indépendant. Il sera donc sortant vers l'extérieur et comportera un écrou mobile supplémentaire permettant de bloquer une cosse ouverte. Les deux trous de 10 mm accueilleront chacun un passe fil adapté, ceci afin de rester maîtres de la mise au chassis des fiches par elles-mêmes. Celles-ci - comme le précise le dessin - seront

assemblées sur une plaquette d'époxy sans cuivre qui sera, elle, liée à la face arrière par les deux autres boulons de 4 mm. Les passe-fils se comporteront comme des silentbloks et les deux cinchs seront totalement isolées. Les photos de la maquette compléteront dessin et explications.

Comme toutes les bonnes choses ont une fin, passons à la **figure 14**, qui détaille le câblage...

Câblage

Il était impossible de matérialiser tous les câbles sur un seul dessin. Nous avons donc choisi un système de repérage par couleurs. Ainsi, la distribution des basses tensions d'alimentation se définit-elle par : jaune = + 24, rouge = +15, Bleu = 0 V (masse), blanc = - 15, et vert = - 24. Bien entendu, il ne faudra

pas confondre le jaune et le vert alimentation avec les mêmes couleurs qui véhiculent les signaux de télécommande en provenance de la console. C'est pourquoi il faudra toujours garder un œil sur les schémas théoriques. Commencez donc par câbler TRA 1 et TRA 2 et couplez les à AC 7 et AC 4. Vérifiez tout de suite les tensions aux sorties de AC 7 ; en ne vous effrayant pas si vous trouvez + 22 V au lieu de + 24 V : ces sorties n'étant pas régulées une tolérance de + ou - 10 % est envisageable. Par contre, les tensions à 15 V doivent être assez précises. Une fois ceci fait, commencez par tirer le fil bleu dessiné en gras, avec du fil électricité de section au moins 1,5 mm², en faisant passer par le chemin de câbles défini par les deux trous de 8 mm percés précédemment dans les tranches des U d'aluminium (partie hachurée du dessin). Connectez-le à une des broches

marquées « bleu » de AC 7 et comme indiqué, pour l'autre extrémité, en faisant particulièrement attention au point « M » qui est le seul point de masse relié au châssis.

Par le même chemin de câbles passent les trois fils d'alimentation du bloc d'entrée, collectés sur AC 3, et les trois fils provenant de la DIN console et allant vers AC 4. De ces trois fils, le noir sert de masse tout au long du trajet, mais doit être coupé en arrivant à AC 4. Alimenter ensuite les cartes AC 6 puis AC 7 en vérifiant à chaque fois que les tensions continues restent stables. Si une carte était en court-circuit, il serait plus facile de la détecter en procédant pas à pas, plutôt que de se trouver en fin de câblage avec une alimentation « à genoux » et devoir tout reprendre pour en trouver la cause. Pour le reste des laissons, il suffit de suivre le dessin attentivement. Quelques remarques d'ordre général peuvent malgré tout être utiles :

1) L'organisation des fils sur les fiches DIN de télécommande pourra et même devra être adaptée au cas particulier de chacun, fonction du type de matériel qui sera connecté.

2) Le choix porté sur les prises XLR pour les sorties ligne est tout personnel à l'auteur. Faites quand même attention aux petites économies !

3) Les fils allant de AC 4 à la DIN platine, doivent suivre le U d'alu et non filer tout droit comme les nécessités de clarté du dessin pourraient le laisser paraître. Il s'agit en fait de s'éloigner au maximum de TRA 1.

4) TRÈS IMPORTANT : il se peut qu'aux essais une légère (très légère) ronflette apparaisse aux sorties ligne. Dans ce cas, inversez le sens des fils du primaire 220 V de TRA 2 et tout rentrera dans l'ordre.

5) L'auteur a transgressé les règles de câblage audio en ce qui concerne les masses de P 1 (conduites par les tresses de AC 5R et AC 5L). Exemple à ne pas suivre trop

souvent, mais sur deux maquettes il n'y a pas eu de problème. En fait il ne s'agit pas de liaisons à proprement parler mais plutôt d'amenées du point référence 0 V. Toutefois la logique voudrait de couper les tresses avant d'arriver à P 1, et d'alimenter celui-ci en 0 V directement par deux fils venant des cosses marquées « bleu ». Avis aux puristes !

Finition et mise en route

La finition consiste à personnaliser la face avant à l'aide de lettres à transfert direct recouvertes d'un vernis protecteur. Les photos de la réalisation proposée donnent une idée de ce qui peut être fait. Chacun fera suivant ses goûts, en essayant toujours une lettre de chaque planche sur la face arrière de la plaque de dural et en les vernissant, afin d'être sûr que le vernis en séchant ne dissoud pas l'encre des transferts. Si il n'y a pas de défaut, on effacera cet essai avec un tampon de trichlore ou d'acétone.

La mise en route se trouve simplifiée si on a essayé la mise sous tension à chaque branchement de carte : l'alimentation doit être correcte. Le dos du petit doigt posé sur chacun des transistors finaux, ne doit détecter aucune élévation de température, et la même opération effectuée sur les régulateurs doit conclure à une légère tiédeur de bon aloi.

C'est le moment de construire le petit montage dont nous vous avons déjà parlé et qui est schématisé figure 15. Cette petite merveille, bien étalonnée, vous rendra d'immenses services pour toutes vos mises au point de préamplis RIAA. En effet, avec quelques résistances et condensateurs, on obtient un filtre passif équivalent à celui qui corrige la courbe au moment de la gravure des disques. Aussi est-il possible

d'entrer à basse impédance et à haut niveau ($\square 1$ V) et de récupérer à la sortie un signal adapté en niveau et non linéaire en fréquence, de telle sorte qu'il n'y ait plus qu'à surveiller une droite à la sortie du préampli à l'essai. Attention, ce réseau n'est calibré que pour 75 μ s ! Les vérifications de courbe aux autres valeurs de préaccentuation de gravure, mettront en évidence les variations possibles aux fréquences élevées, par rapport au standard de lecture actuel.

Pour calibrer correctement ce filtre, il faudra s'armer d'un peu de patience, d'un générateur BF et comparer, à l'aide d'un millivoltmètre ou d'un décibelmètre, les résultats obtenus au tableau reproduit figure 15.

Ce montage permet, entre autres, de vérifier le comportement du préamplificateur aux signaux carrés, procédé que nous utiliserons pour régler le AC DISCO.

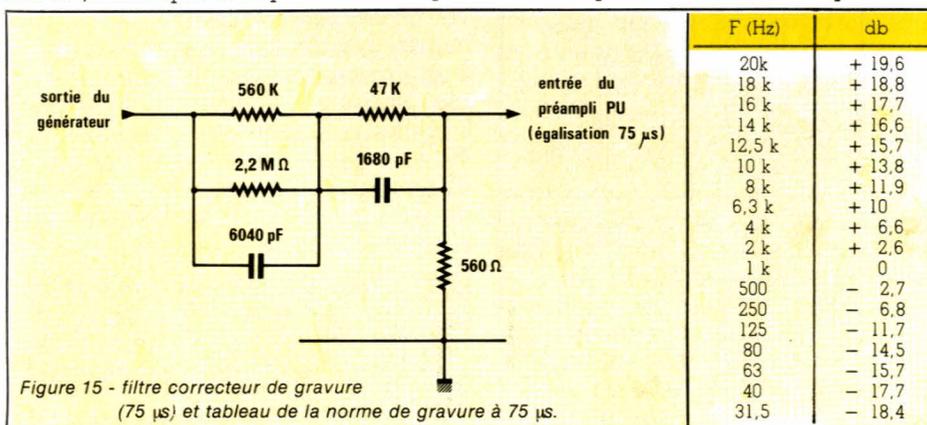
Réglages

Commencez à positionner tous les ajustables à mi-course. Branchez sur la cinch « L » le montage décrit et ajusté (en ayant joué sur les valeurs des composants), connectez une résistance de 660 Ω et, le générateur à 100 Hz, montez progressivement le niveau d'entrée jusqu'à obtenir l'écrétage. Revenez un peu en arrière et mesurez le niveau de sortie : il doit approcher ou dépasser + 20 dB.

Le commutateur Co en position 75 μ s, vérifiez la qualité de la réponse en fréquence. Ajustez au besoin les valeurs des capacités afin d'obtenir une droite à + ou - 0,5 dB. Mettre le générateur sur signaux carrés et figurer la forme à 15 kHz à l'aide du condensateur ajustable : ni suroscillation, ni temps de montée réduit.

Ceci fait, procédez de même pour le canal R.

Connectez maintenant votre platine et votre amplificateur favoris et calez un disque que vous connaissez bien et qui « pêche ». Pourquoi pas une gravure directe ? Réglez P₂ à 1/2 de sa course et montez un peu le niveau de l'ampli. De cette façon, il est quasiment impossible d'engendrer d'autre saturation que celle de l'étage d'entrée. Choisissez un passage du disque particulièrement dynamique et ajustez AJ₁ et AJ₁ pour obtenir un son clair sans concession



Réalisation

puis reculez ceux-ci d'au moins 5°. Cette méthode peut sembler empirique mais c'est la seule qui permettra à chacun d'adapter son montage à son type de cellule. Il ne s'agit pas de HI FI, mais de performances et de rendement maximum. L'oreille y trouvera ses sens !

Si tout va bien, vous pouvez vous permettre une récréation : montez doucement P₂, mais attention aux enceintes !

Abandonnez pour l'instant l'écoute directe et revenez au banc d'essais précédent. Connectez l'oscilloscope à la sortie L du bloc RIAA. Montez progressivement le niveau du générateur, réglé à 1 000 Hz, jusqu'à voir apparaître l'écrêtage. Notez ce niveau d'injection et faites la même mesure sur la voie R : il serait étonnant que les deux étages saturent pour une valeur identique d'entrée. Prendre donc pour référence la plus faible des deux et ajustez AJ₁ ou AJ₁' de telle sorte que les amplitudes de sortie soient égales. Conservez ce niveau référencé au générateur, et réglez AJ₂ et AJ₂' pour obtenir des signaux identiques et sans distorsion aux bornes des résistances de 600 ohms (P₂ étant à fond). Faites de même avec AJ₃ et AJ₃'

en mesurant aux bornes des résistances de 8 ohms, P₁ étant au maximum. Ce réglage termine la mise au point de l'ensemble, et le préamplificateur est prêt à retourner aux tests d'écoute.

Conclusion

Les fidèles lecteurs de RADIO PLANS auront remarqué tout de suite la mise en œuvre à la fois classique du TBA 231, et pourtant différente de celle qui fut décrite par monsieur Jacovopoulos pour le préampli TURBO. En effet, l'égalisation à l'aiguë était passive : difficile à commuter. Néanmoins, si vous voulez faire le point de vos connaissances pour ce qui concerne la préamplification des cellules magnétiques, vous relirez avec profit l'étude du préampli TURBO. Pour conclure, nous vous proposons de récapituler ensemble les points spécifiques d'une telle réalisation à usage professionnel : Utilisation de composants courants (garantie de maintenance dans le temps), montage des circuits intégrés sur supports (ce que l'on ne fait jamais en HI-FI mais que l'on doit prévoir pour

une maintenance rapide), indépendance totale des alimentations, des sorties ligne et casque, ainsi que visualisation de mise à l'antenne (confort et efficacité du travail). Adaptabilité à tous les types de sources (seul EMT à notre connaissance propose cette commutation d'égalisation : c'est peut-être pour cela qu'en allumant votre tuner vous avez 90 % de chances d'entendre un disque lu par une EMT), enfin, niveaux de sorties adaptés aux standards actuels (pour parfaire, il faudrait isoler ces sorties par transformateurs, et symétriser). Le coût de telles pièces était trop important pour l'imposer à tous les lecteurs, toutefois ceux qui le désireront trouveront facilement l'endroit pour les fixer au châssis, et pourront se les procurer auprès de fabricants spécialistes comme les établissements MILLE-RIOUX ou GIRARDIN.

A l'heure du développement des radios privées, RADIO PLANS apporte ici sa contribution en pensant aux petits budgets qui ne voudraient pourtant pas être obligés de compromettre la qualité de leurs produits ou leur confort d'utilisation.

J. ALARY

Résistances

R₁: 1M Ω + 33 kΩ
 R₂: 100 k + 3,3 k
 R₃: 820 Ω
 R₄: 1k
 R₅: 47 k
 R₆: 100 k
 R₇: 22 k
 R₈: 1 k
 R₉: 1 k
 R₁₀: 68 Ω
 R₁₁: 1 k
 R₁₂: 56 k
 R₁₃: 3,3 k
 R₁₄: 180 Ω
 R₁₅: 180 Ω
 R₁₆: 3,3 k
 R₁₇: 27 Ω 1/2 W
 R₁₈: 27 Ω 1/2 W
 R₁₉: 100 Ω
 R₂₀: 100k
 R₂₁: 2,2 k
 R₂₂: 56 k
 R₂₃: 3,3 k
 R₂₄: 180 Ω
 R₂₅: 180 Ω
 R₂₆: 3,3 k
 R₂₇: 10 Ω 1/2 W
 R₂₈: 10 Ω 1/2 W
 R₂₉: 10 Ω 1/2 W
 R₃₀: 10 Ω 1/2 W
 R₃₁: 1 k
 R₃₂: 100 Ω

Condensateurs

C₁: 2,7 nF + 330 pF + 47 pF
 C₂: voir au bas
 C₃: 22 μF 25 V vert.
 C₄: 100pF
 C₅: 10 μF vert.
 C₆: 4,7 μF vert.
 C₇: 2,2 nF
 C₈: 3,9 nF
 C₉: 10 μF, 25 V
 C₁₀: 0,1 μF
 C₁₁: 10 μF, 25 V
 C₁₂: 0,1 μF
 C₁₃: 100 pF
 C₁₄: 1 μF vert.
 C₁₅: 330 pF
 C₁₆: 0,1 μF
 C₁₇: 22 pF
 C₁₈: 100 μF vert.
 C₁₉: 0,1 μF
 C₂₀: 22 pF
 C₂₁: 100 μF, 25 V
 C₂₂: 100 μF vert.
 C₂₃: 100 μF, 25 V
 C₂₄: 100 μF vert.
 C₂₅: 100 μF, 25 V
 C₂₆: 0,1 μF
 C₂₇: 0,1 μF
 C₂₈: 100 μF, 25 V
 C₂₉: 33 pF
 C₃₀: 0,1 μF
 C₃₁: 0,1 μF
 C₃₂: 470 μF, 25 V

Nomenclature

C₃₃: 2200 μF, 40 V*
 C₃₄: 2200 μF, 40 V*
 C₃₅: 2200 μF, 40 V*
 C₃₆: 2200 μF, 40 V*
 C₃₇: 0,1 μF*
 C₃₈: 0,1 μF*
 C₃₉: 1 μF non polarisé*
 C₄₀: 1 μF non polarisé*
 C₄₁: 470 μF, 25 V*
 C₄₂: 0,2 μF*
 C₄₃: 100 μF, 40 V
 C₄₄: 100 μF, 40 V

Semi conducteurs

D₁, D₂, D₃ D₄: IN 914
 D₅, D₆, D₇, D₈: MR 501*
 D₉, D₁₀, D₁₂: IN 4002*
 D₁₁: Pont B4Y2, 280 M
 AJ₁: 2,2 k horizontal
 AJ₂, AJ₃: 10 k horizontal
 P₁: 2= 100 k B
 P₂: 2x 10k B
 IC₁: TBA 231 ou TDA 2310
 IC₂: NE 5534
 IC₃: TLO71
 TR₁: BD 237
 TR₂: BD 238
 TR₃: TIP 31
 TR₄: TIP 32

TRA₁: Transfo torique 2 x 18 V, 33 VA

TRA₂: transfo 9 V, 5VA

RG₁: régulateur 7815

RG₂: régulateur 79 15

C₂₁: 680 pF + 270 pF + 18 pF

C₂₂: 680 pF + 82 pF + 15pF

C₂₃: 220 pF + 220 pF + ajust. 0/60

C₂₄: 220pF + 22 pF

Divers

Co: Commutateur Jeanrenaud DL types EMK1 + 3 galettes, 1 circuit, 12 positions

L₁ et L₂: voyants équipé ampoule 12 V 20 mA (1 rouge, 1 vert)

I: inter simple inverseur

L₂: inter double inverseur

PRISES : secteur châssis, 2 x DIN 5B verrouillables châssis, 2 x XLR mâles châssis, 2 cinch fem. châssis, 1 jack châssis stéréo plastique, 1 câble secteur. 1 coffret ESM 48 04, 3 boutons, 9 entretoises de 10, 2 de 40, visserie, 2 passe fils pour Ø 10, 40 cm de U de 15 x 10 x 15, cosses, fil de câblage et fil blindé, circuits imprimés.

NOTA : Tous les transistors, ajustables condensateurs, diodes, résistances, circuits intégrés, sont à prévoir en double exemplaires, sauf pour ceux marqués d'un astérisque.

temps: 

difficulté: 

dépense: 



une boîte de direct à deux entrées

La BD2

Le repiquage du son d'un instrument électrifié que ce soit pour l'injecter dans une installation de reproduction sono de concert par exemple, ou bien pour en effectuer l'enregistrement (studios multipistes) peut se faire de deux manières différentes étant entendu que la modulation transitera toujours par la console. Si l'instrument possède sa propre chaîne d'amplification et de reproduction et si celles-ci, surtout, participent à la sonorité finale, on utilise en général un microphone placé devant le haut parleur de l'instrument ou de son enceinte associée, microphone relié à l'un des canaux d'entrée de la console.

L'autre méthode très utilisée avec les instruments à synthèse électronique, claviers divers, ou bien basse, part du principe que l'on va directement injecter à la console la modulation électrique de sortie de l'instrument, c'est-à-dire sans passer par l'intermédiaire microphone. On préfère en général tout de même utiliser l'entrée micro de la console pour des raisons que nous allons voir.

Dans ce cas il est pratiquement obligatoire d'intercaler entre l'instrument et la console un dispositif appelé boîte de direct.

Aujourd'hui nous vous proposons par conséquent un exemple de réalisation de boîte de direct, réalisation extrêmement simplifiée grâce à l'emploi de circuits intégrés, et, qui plus est, d'encombrement réduit et d'utilisation très pratique.

Rôle d'une boîte de direct

Les consoles qu'elles soient d'enregistrement ou de sonorisation possèdent en général deux types d'entrée qui sont soit le niveau ligne soit le niveau micro. Les premières à moyenne impédance sont toujours de type asymétrique, les secondes à basse impédance sont symétriques (presque toujours) et de sensibilité supérieure aux premières. Dans un cas comme dans l'autre un bouton de sensibilité permet d'ajuster le gain des étages d'entrée dans de très larges proportions.

Il est tout à fait possible en théorie d'utiliser les entrées lignes pour y connecter des instruments électrifiés dont les sorties sont évidemment asymétriques.

Cette solution est très utilisée par de nombreux amateurs car économique ; elle présente cependant des inconvénients. D'abord les liaisons sont asymétriques, et dès qu'elles excèdent plusieurs mètres, on s'expose à recueillir par mal de parasites. Les problèmes de symétrie et d'asymétrie ayant été très récemment abordés dans Radio Plans, nous n'y reviendrons pas. Secundo l'impédance d'entrée ligne de l'ordre d'une dizaine de $k\Omega$ est souvent un peu

juste pour les guitares et basses électriques ne contenant pas d'électronique interne. Enfin l'expérience prouve qu'avec plus d'une vingtaine de sources différentes, il est difficile d'avoir des câbles lignes et des câbles micros à deux standards différents et qu'il est beaucoup plus pratique d'avoir partout les mêmes types d'entrée pour la console. Donc pour ces trois raisons les professionnels et les amateurs avertis préfèrent transformer la sortie de leurs instruments en mode symétrique à basse impédance et c'est ce que va effectuer notre boîte de direct. Quant au problème de niveau, il est en général résolu par le réglage de gain de

Réalisation

la console et celui de niveau de sortie de l'instrument.

Cahier des charges de la BD2

Compte tenu de ce qui vient d'être dit une boîte de direct devra avoir une impédance d'entrée élevée, une impédance de sortie faible, délivrer le signal de sortie en mode symétrique. De plus son encombrement sera réduit et bien entendu elle sera autonome, donc alimentée par piles. Enfin il est souhaitable qu'au repos la consommation soit la plus faible possible afin (tout en évitant le classique bouton marche arrêt toujours possible à oublier) de ne pas voir les piles se décharger entre deux séances d'utilisation. Chiffrées, les principales caractéristiques de la BD2 sont :

- Bande passante 20 Hz à 20 kHz 0 dB,
- Impédance entrée : 47 k Ω ,
- Impédance sortie : 600 Ω ou inférieure symétrique,
- Gain : 0 dB symétrique soit unitaire,
- Alimentation : 4 piles bâtons miniatures 1,5 volts,
- Consommation : négligeable au repos.

Notons enfin que la BD2 est équipée de deux entrées asymétriques au lieu d'une, la sortie délivrant un mélange de ces deux modulations ; ceci pour répondre par avance à ceux de nos lecteurs qui nous ont demandé une entrée supplémentaire sur un ampli comme le RPG 50 RPEL. Dans ce cas la BD2 sera intercalée entre les deux instruments et l'ampli, sa sortie étant en asymétrique, c'est-à-dire que la sortie \ominus reste en l'air.

Le LM 4250C, ampli op programmable

Si nous jetons un rapide coup d'œil à la figure 6 (synoptique de la BD2), nous nous apercevons que notre boîte de direct utilise deux amplis opérationnels montés en amplificateur inverseur, composants qu'il va falloir alimenter et, ceci, par une tension symétrique.

Or se pose le problème de la consommation entre deux utilisations de la BD2, c'est-à-dire lorsque celle-ci ne se trouve pas chargée par une entrée console et de ce fait en position attente. Bien entendu il est

toujours possible de prévoir un poussoir marche / arrêt ou une coupure par les prises mais cela n'est pas pratique avec des tensions symétriques sans compter les problèmes d'oubli.

La solution évidente consiste à choisir des circuits dont la consommation reste assez faible en attente, pour avoir une autonomie suffisante. Bien entendu la consommation augmentera sensiblement en utilisation puisque les sorties du montage seront chargées par une entrée console par exemple, (il n'y a pas de mystère 1 volt sur 600 Ω cela correspondra toujours à 1,6 mA débité par la source d'alimentation). Ayant pour des raisons d'encombrement choisi des piles R6 (petites piles bâtons 1,5 volts) piles montés en série pour obtenir ± 3 volts par rapport à la masse et sachant que nous voulons un minimum d'un mois d'autonomie, que les R6 ont en moyenne une capacité de 500 mAh, un rapide calcul sur 60 jours montre que la consommation totale ne devra pas excéder 350 μ A soit 0,35 mA pour la

BD2. Celle-ci contenant deux amplis op cela nous donne 0,12 mA de consommation maximum par A op en attente. Cela est d'une puissance de dix au moins inférieur à la consommation d'un classique 741, en fait moins de 20 fois.

Heureusement il existe des AOP capables de telles performances. Examinons le tableau 1 (avec des références TEXAS ou NATIONAL SC).

Les références correspondent à des AOP couramment utilisées en audio du moins pour les 3 premiers. Quant aux autres, à droite, on peut constater qu'il s'agit d'AOP dont le courant consommé I_c est au moins une dizaine voir une vingtaine de fois moins important que les types précédents. Compte tenu d'une consommation maximum de 0,12 mA par AOP, le LM 4250 paraît tout à fait adapté. Le composant présenté en boîtier DIL 8 broches et dont le schéma interne est fourni figure 1 appartient à la catégorie des amplis op programmables. Cela veut dire qu'au moyen d'un courant de polari-

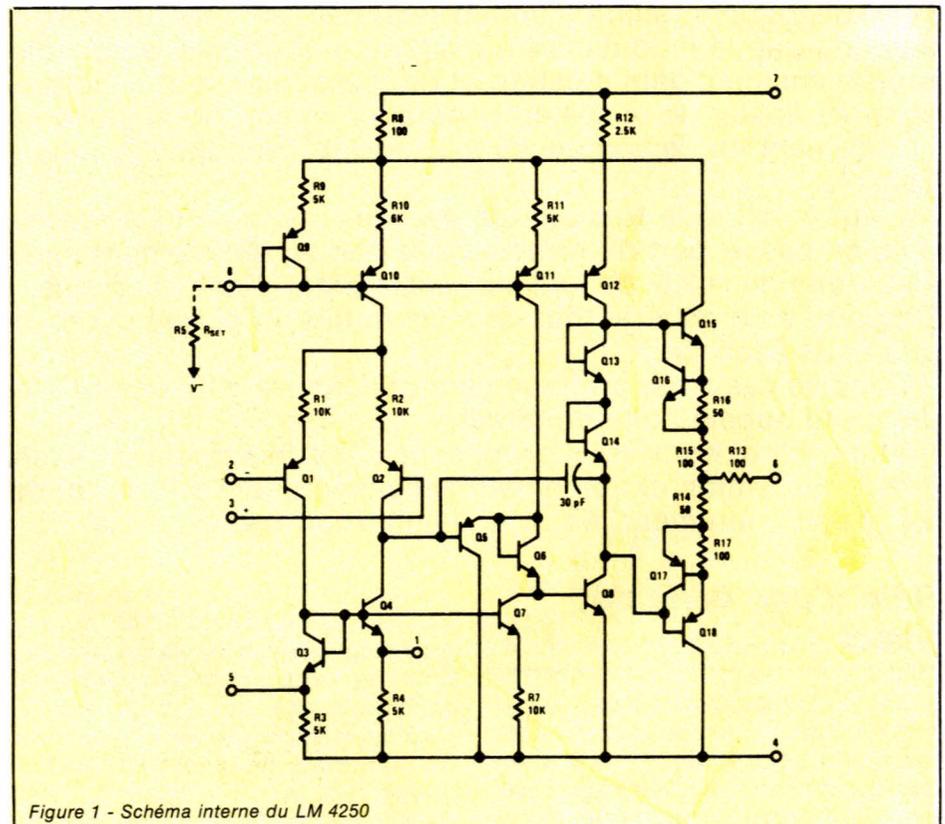


Figure 1 - Schéma interne du LM 4250

	NE 5534	TL 071	μ A 741	IF 441 TL 061	LM 4250
I_c (mA)	8 mA	2,5 mA	2,8 mA	0,2 à 0,25 mA	0,01 à 0,1 mA
SR	13 V/ μ s	13 V/ μ s	0,5 V/ μ s	1 à 3,5 V/ μ s	0,01 à 0,3 V/ μ s
BGP	10 MHz	3 MHz	1 MHz	1 MHz	50 kHz à 250 kHz

Tableau 1 - Comparaison entre AOP classiques.

Réalisation

sation déterminé par une résistance externe, on peut choisir les consommation, le produit gain bande et le slew rate du circuit pour l'essentiel et c'est pour cette raison que les grandeurs du tableau pour le LM 4250 sont dans une fourchette assez large. Soit I_{set} le courant de polarisation, figures 3, 4, 5 nous avons le courant consommé, le slew rate, et le produit gain bande du LM 4250 en fonction de I_{set} ; il suffit de lire les courbes pour un courant I_{set} de 1 à 20 μA , la figure 5 montre que le produit gain bande varie de 50 à 250 kHz. Comme notre gain sera ici inférieur ou égal à l'unité on pourrait choisir $I_{set} = 1 \mu A$, l'audio ne dépassent pas 20 kHz.

Cela d'autant plus qu'avec $I_{set} = 1 \mu A$, la figure 3 nous indique un courant consommé de l'ordre de 9 μA au repos (pas de charge, pas de signal) donc plus d'un an d'autonomie sur piles. Malheureusement intervient la notion de slew rate. De nombreux lecteurs se sont certainement aperçus en manipulant les AOP ou les amplis BF (dont la structure ressemble beaucoup aux AOP) qu'à partir d'une certaine fréquence et pour une amplitude assez importante, la sinusoïdale d'entrée devenait un triangle en sortie. Dans ce cas on dit que l'AOP triangularise. Si nous travaillons sur des petits signaux, très éloignés des tensions d'alimentation, nous observons une chute d'amplitude avec la fréquence (le plus souvent à 6 db/octave) dépendante du produit gain \times bande. Dans ce cas il n'y a ni déformation ni triangularisation, par contre sur des signaux importants, ce n'est plus le produit gain \times bande qui intervient mais bien le slew rate, c'est-à-dire la vitesse de montée de l'AOP. En effet la capacité de compensation interne de l'AOP ne peut se charger ou décharger qu'avec des courants de valeurs finies déterminées par des résistances ou sources de courant associées. Il arrive un moment où la vitesse de variation du signal est telle que la constante de temps RC n'est plus négligeable devant la période du signal injecté. On a alors triangularisation. La pente maximale d'un signal sinusoïdale a lieu au passage par zéro de celui-ci et est donnée par sa dérivée par rapport au temps.

$$V_o = V_p \sin 2\pi ft$$

$$\frac{dV_o}{dt} = 2\pi f V_p$$

V_p = tension crête du signal.

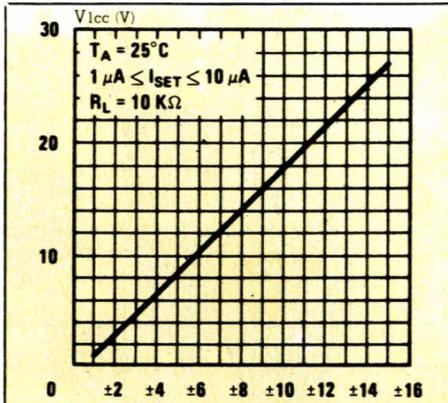


Figure 2 VAlim

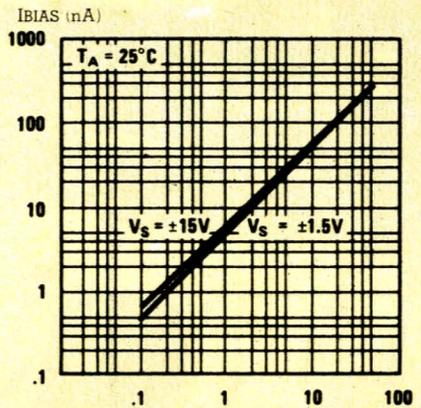


Figure 3 ISET (μA)

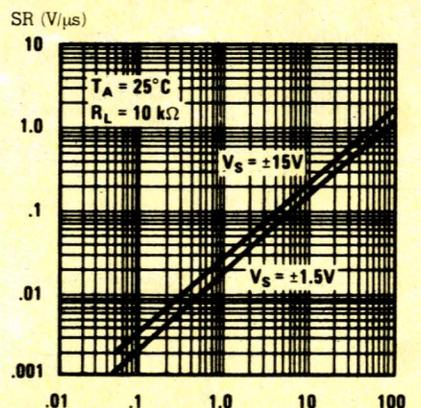


Figure 4 ISET (μA)

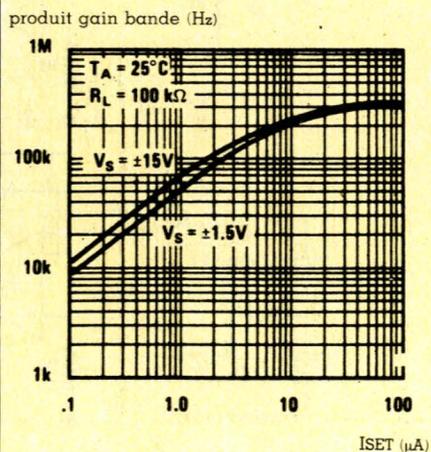


Figure 5



Découvrez la formidable joie de n'être plus timide

Vous Réussirez tout ce que vous n'osez même pas envisager aujourd'hui

LA VERITE SUR LA TIMIDITE

Vous Réussirez mieux dans votre profession et dans vos études.

Vous éliminerez la peur d'être jugé. Vous vous sentirez progressivement plus sûr de vous. Votre confiance en vous augmentera ; votre autorité personnelle s'affirmera. Les gens supérieurs ne vous impressionneront plus. Vous apprendrez à vous faire respecter. Vous obtiendrez plus facilement un emploi, de nouvelles responsabilités. Vous apprendrez à Agir. Vous apprendrez comment ne plus rougir.

Votre vie de relations sera riche d'Amitiés.

Vous évoluerez à l'aise dans l'existence ; vous chercherez les contacts au lieu de les fuir. Vous romprez votre solitude et apprendrez comment vous faire beaucoup d'amis.

Vous aurez enfin une vraie vie affective.

Vous ne redouterez plus l'autre sexe. Vous ferez l'apprentissage de comportements naturels et souples ; vos relations deviendront équilibrées et enrichissantes. Votre vie sentimentale s'épanouira. Vous serez heureux.

La timidité n'est pas une maladie mais un comportement acquis.

C'est une forme d'ANXIETE sociale : vous vous sentez anxieux à l'approche de certaines situations : prise de parole, réunions, entretiens ; ou en présence de certaines personnes : l'autre sexe, supérieurs, inconnus. La conséquence la plus visible est la fameuse "rougeur", la plus pénible, le trac.

Une Méthode anti-timidité sérieuse et efficace.

est née au cours de plusieurs années de réflexion et d'expérimentation. C'est une méthode exclusivement consacrée aux solutions pratiques à apporter aux problèmes nés de la timidité. Elle est différente de TOUT ce qui a été proposé jusqu'ici.

C'est une rééducation de vos comportements.

Au cours des années, vous avez acquis de mauvais réflexes. Guidé pas à pas, de façon méthodique, vous ferez le tour de toutes vos difficultés. Des exercices programmés concrets vous entraîneront à l'aisance sociale. 36 grilles personnelles vous entraîneront et vous aideront à acquérir l'audace que vous souhaitez.

Renvoyez ce bon à MAURICE OGIER
Institut Français de la Communication Service 890
6 rue de la Plaine, 75020 Paris, France. M^e Nation.

GRATUIT ET DISCRET

Je désire recevoir gratuitement le livre de Maurice Ogier "Comment sortir de la timidité et devenir pleinement vous-même", ainsi que toutes les informations concernant votre nouvelle Méthode et vos Conseils personnels, sans aucun engagement ni démarchage, par poste sous pli confidentiel.

Voici mon adresse permanente :

M Mme Melle

Nom.....

Prénom.....

Adresse.....

Age..... Profession.....

Bon gratuit à renvoyer à Maurice OGIER

Institut Français de la Communication, Service 890

6 rue de la Plaine, 75020 Paris, France.

Pour l'Afrique, joindre 2 coupons-réponse.

I 96/204/764/890

Réalisation

Nous aurons donc début de triangularisation pour SR de l'ordre de $2 \pi f/V_P$ soit :

$$f_{MAX} = \frac{SR}{2 \pi V_P}$$

Par exemple avec un 741 alimenté sous $\pm 15 V$ et quelque soit son gain dans un montage, il est impossible de dépasser 6 kHz si l'on veut sortir une sinusoïdale à la limite de l'écrêtage. Avec un LM 118 (SR = 70 V/ μ S) on monterait à 900 kHz toutes choses égales par ailleurs.

Nous en déduisons qu'avec une alimentation de ± 3 volts qui nous donnera (voir figure 2) une tension crête de 2,4 volts environ, il nous faut pour notre LM 4250 un slew rate d'environ 0,3 V/ μ s. La figure 4 nous indique qu'il est impossible de garder $I_{SET} = 1 \mu A$ et que nous devons prendre $I_{SET} = 20 \mu A$ ($f_{MAX} = 20$ kHz). La consommation monte alors à 0,1 mA, ce qui reste acceptable (voir figure 3). Cela montre bien l'intérêt des AOP programmables et la contradiction entre microconsommation et grande bande passante à forte amplitude. Il reste évident que l'on ne peut absolument pas prévoir que la BD2 sortira un niveau crête faible devant 2,4 volts, on peut très bien y connecter un instrument ayant une forte dynamique de sortie : piano électronique ou synthé par exemple. La valeur de I_{SET} est déterminée par la formule :

$$I_{SET} = \frac{V_{CC} - 0,5 V}{R_{SET}}$$

où R_{SET} est une résistance reliée de la borne 8 du LM 4250 à la masse et V_{CC} la tension d'alimentation positive, ici 3 volts ; pour 20 μA cela nous donne $R_{SET} = 120 k\Omega$

Le montage

Nous passerons rapidement sur le synoptique (figure 6), les deux tensions d'entrée sont mélangées dans un amplificateur inverseur de gain « moins un demi » dont la sortie est le point froid (sortie -) de la BD2. Cette sortie est à nouveau inversée de façon à avoir une sortie point chaud. Ces deux tensions inversées de même amplitude constituent avec la masse une sortie symétrique.

Quant au schéma électronique (figure 7), difficile de faire plus simple. R_1 et R_2 fixent l'impédance d'entrée, R_5 et R_3 ou R_4 le gain de $-1/2$ pour chacune des deux entrées et R_7 , R_8 le gain de -1 pour retrouver le

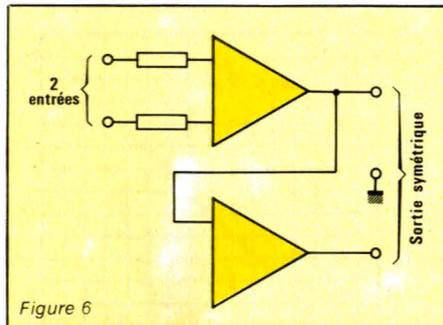


Figure 6

phase ; la résultante entre les deux sorties de LM 4250 étant un gain unitaire. R_6 et R_9 créent une symétrie de polarisation, R_{12} et R_{13} fixent le courant I_{SET} . Quant à R_{10} et R_{11} ils fixent les impédances de sortie vers masse à 100 Ω de chaque côté tout en limitant le courant dans le cas d'un éventuel court-circuit en sortie. 4 piles R_6 de 1,5 volt fournissent avec une connexion au point milieu à la masse les deux tensions ± 3 volts.

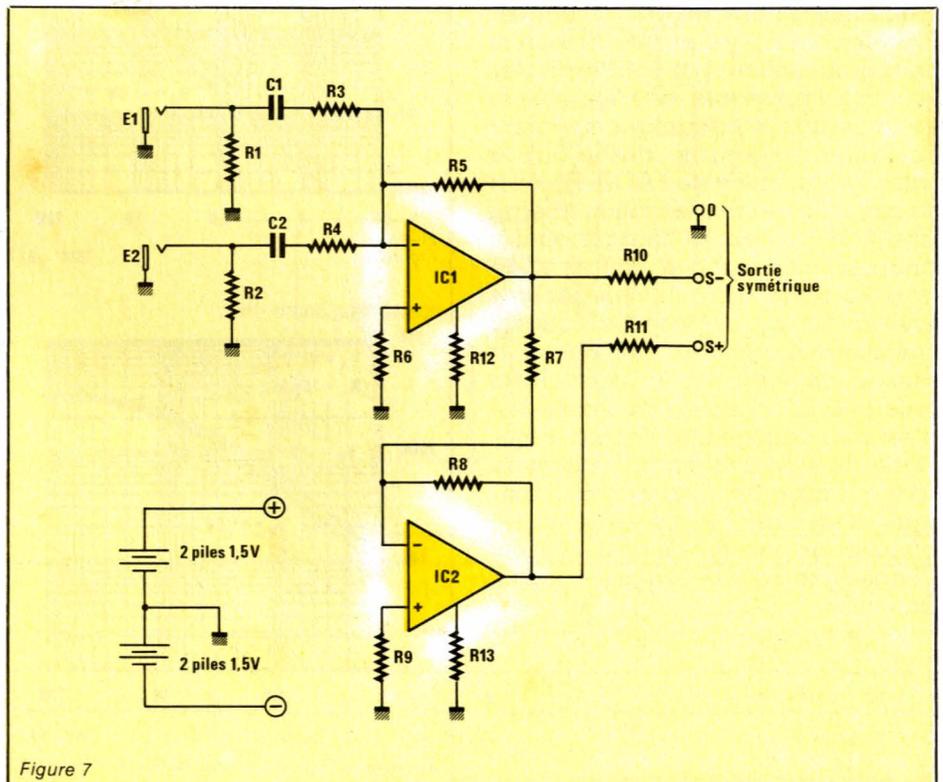
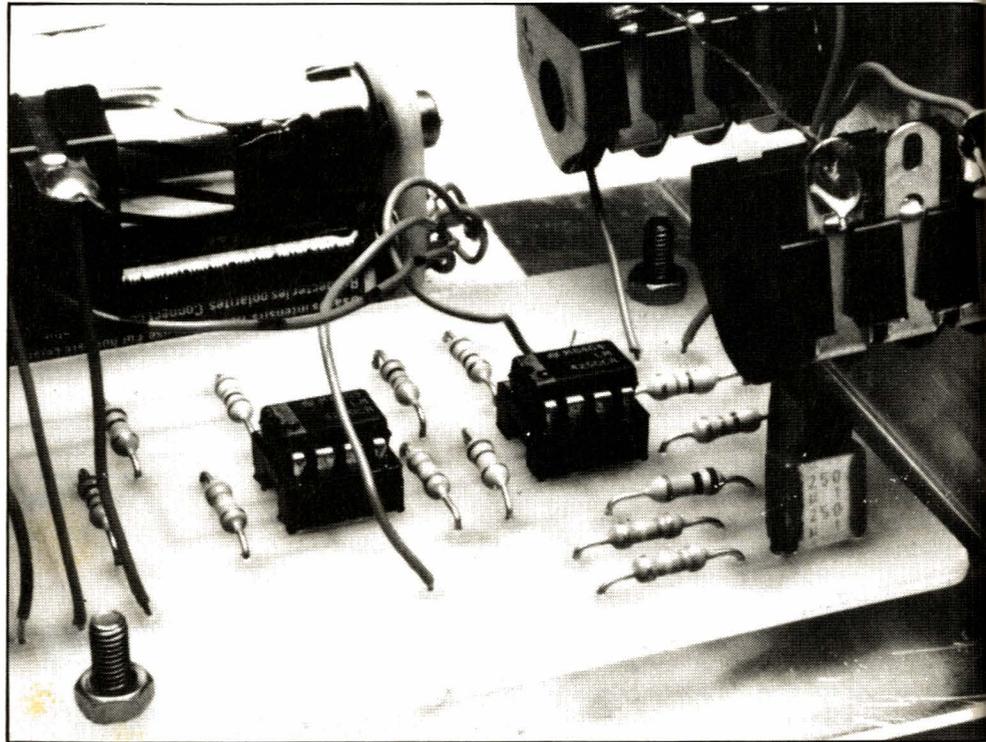
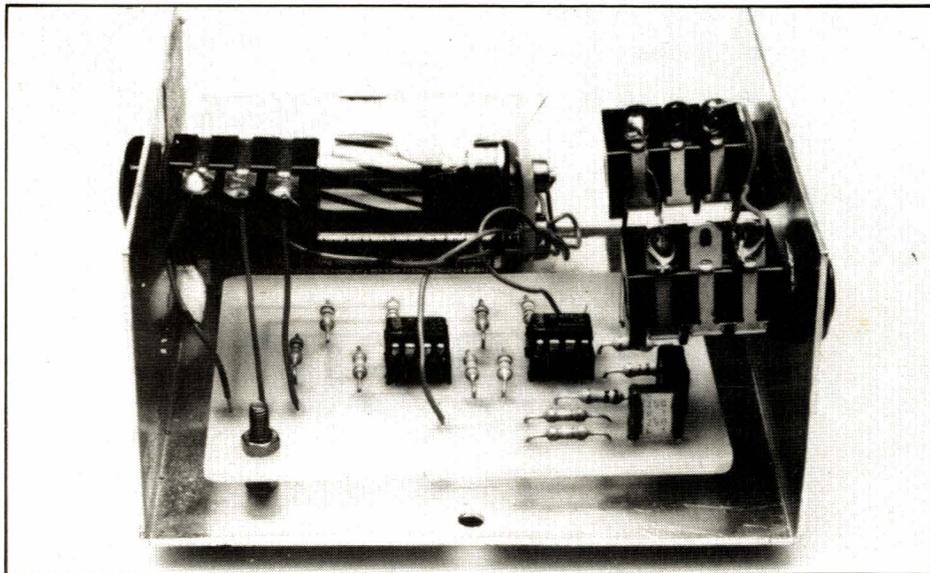


Figure 7



Réalisation

Figure 8 et figure 9 vous trouverez le circuit imprimé et l'implantation

composants. Il ne devrait pas y avoir de problème. On utilisera des jacks en entrée et un jack stéréo ou mieux une XLR3 en sortie. Les 4 piles seront montées dans un coupleur pour R₆ et

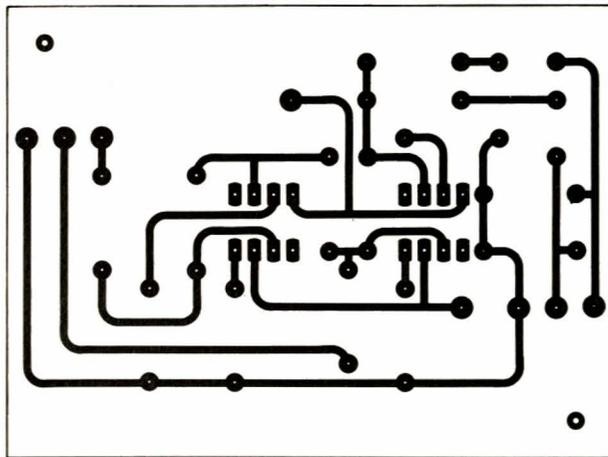


Figure 8

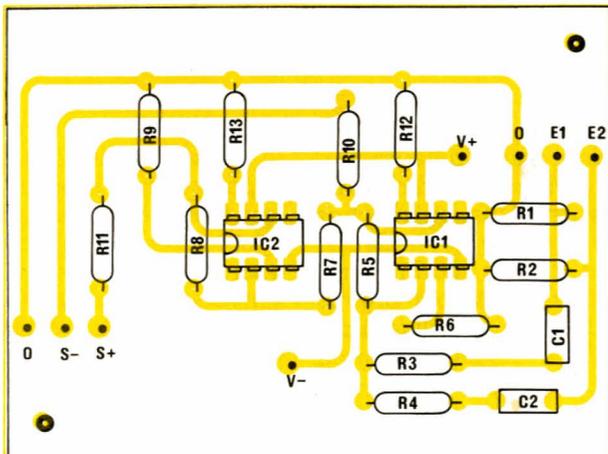


Figure 9

on ménagera (attention à la soudure) un point milieu. Surtout bien vérifier le bon contact des piles. Un coffret en tôle d'acier robuste est préférable. Des accus format R₆ seront très pratiques et permettent pour la plupart des modèles (500 mAh) un doublement de l'autonomie, chargés à fond, soit plus de 2 mois hors utilisation.

Bien sûr ceux de nos lecteurs qui auraient du mal à se procurer les LM 4250 en DIL (LM 4250 CN) peuvent les remplacer par le TL 071 ou le LF 351 (amplis op bifet) sans rien changer (la borne 8 de ces CI n'est pas connectée). Par contre il faudra prévoir une coupure d'alimentation, l'autonomie hors utilisation étant ramenée de 2 à 3 jours. Si vous les trouvez, le LF 441, ou TL 60 ou TL 061 sont excellents et eux consomment très peu. Enfin si vous disposez d'un scope vous pourrez ajuster R_{SET} pour avoir le meilleur rapport bande passante (R₁₂, R₁₃)/consommation. Ne vous inquiétez pas d'une chute de niveau sur 600 Ω, du niveau il en restera toujours assez pour moduler à fond une entrée micro et sans pousser la sensibilité, croyez-nous. Bonne chance et... bonne réalisation !

G. GINTER

Nomenclature

R₁: 47 kΩ
 R₂: 47 kΩ
 R₃: 330 kΩ
 R₄: 330 kΩ
 R₅: 150 kΩ
 R₆: 100 kΩ
 R₇: 330 kΩ
 R₈: 330 kΩ
 R₉: 150 kΩ
 R₁₀: 100 Ω
 R₁₁: 100 Ω
 R₁₂: 120 kΩ (voir texte)
 R₁₃: 120 kΩ (voir texte)

Condensateurs

C₁, C₂: 100 nF MKH

Circuits intégrés

2 × LM 4250 CN ou 2 × LF 441 ou bien (voir texte) TL 071, LF 351.

Divers

Boîtier ESM EM 10/05, 4 piles R₆ avec coupleur ou bien accus, fils, cosses, prises jack ou XLR3.

Modulateur UHF noir et blanc pour micro-ordinateur

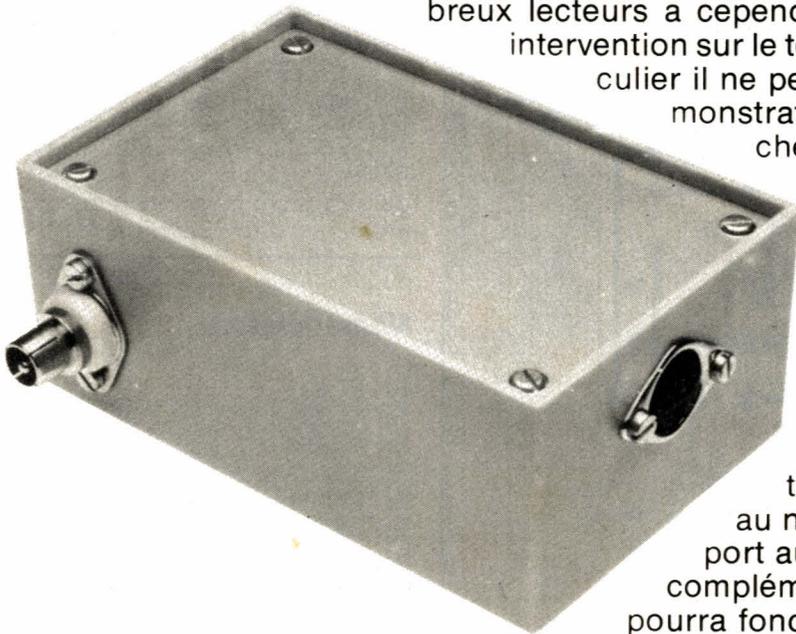
temps: 

difficulté: 

dépense: 

Le N° 428 (juillet 83) de la revue proposait aux détenteurs de micro-ordinateurs un sommateur vidéo R.V.B. synchro destiné à attaquer l'étage vidéo d'anciens TV noir et blanc.

Ce montage qui a rendu probablement un grand service à de nombreux lecteurs a cependant l'inconvénient de nécessiter une intervention sur le téléviseur auquel il est destiné. En particulier il ne peut en aucun cas servir à faire une démonstration des capacités de votre ordinateur chez un ami dont le TV noir et blanc n'aurait pas été préalablement modifié.



C'est pour cette raison que nous avons réalisé le modulateur UHF que nous allons décrire maintenant. Ce modulateur pourra aussi bien piloter un vieux TV noir et blanc qu'un poste TV couleur non muni de la prise péri TV. La qualité des images obtenues est moins bonne qu'avec le sommateur seul mais l'absence d'intervention au niveau du TV, le faible surcoût par rapport au sommateur feront de ce montage un complément idéal de votre ordinateur qui pourra fonctionner en toute occasion.

Schéma de principe

Comme nous pouvons le remarquer sur la **figure 1**, l'entrée de notre modulateur comprend le même additionneur résistif que celui du sommateur. Nous ne reviendrons pas sur la nécessité d'un tel additionneur qui a été clairement expliquée dans le N° 428 de R.P.

Pour ce qui est du modulateur UHF, nous avons fait appel à un montage intégré et pré-régulé de mar-

que ASTEC dont sont d'ailleurs munis un grand nombre d'ordinateurs et qui par ailleurs est disponible chez un grand nombre de revendeurs. L'inconvénient de ces modules réside dans le fait qu'ils sont prévus pour une modulation négative alors que le standard français fonctionne en modulation positive.

Nous trouvons donc entre l'additionneur et le modulateur un étage adaptateur dont le rôle est d'inverser le signal vidéo et de l'amener à un niveau compatible.

L'étage réalisé autour de T₁ est du type « charge répartie ». Le gain de cet étage est voisin du rapport des résistances de collecteur et d'émetteur. C'est cet étage qui introduit l'inversion de phase. Le transistor T₂ est inséré dans un montage collecteur commun qui lui n'introduit pas de rotation de phase mais adapte le signal vidéo à la fois au niveau de l'amplitude et de la composante continue puisque le couplage du modulateur UHF s'effectue en continu.

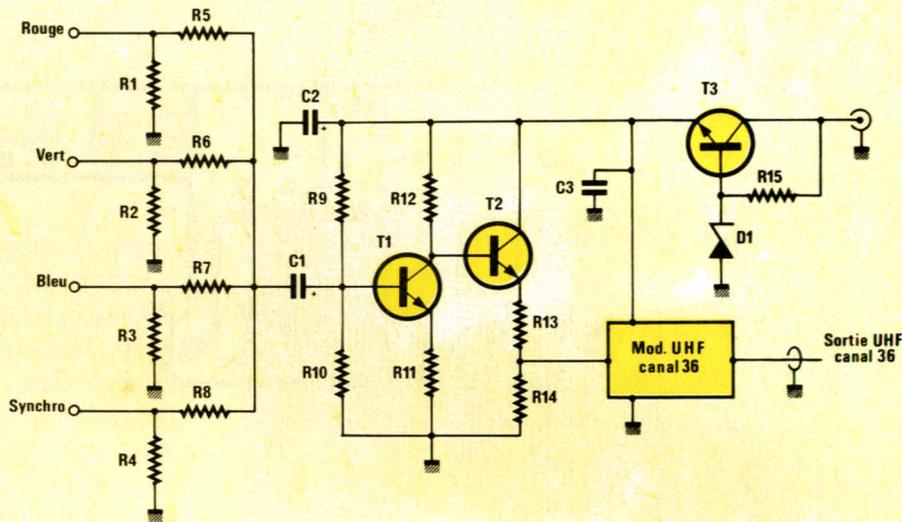


Figure 1

Au total si l'on se réfère au gabarit des signaux devant attaquer le modulateur **figure 2**, on s'aperçoit que l'amplitude maximum est de 1,8. Pour avoir une modulation positive dans notre cas, le fond des tops de synchro devra être à 1,8 V et le blanc saturé à 0,08 V. En considérant que l'amplitude de la vidéo composite sur la base de T1 vaut 0,9 V_{CC} environ, il nous faut donc un gain dynamique en tension global de 2 ; or le pont diviseur R13, R14 s'il amène la composante continue à 1,3 V environ pour une bonne polarisation en

continu du modulateur, atténué aussi l'alternatif. Si l'atténuation est de 2, le gain en tension de T1 devra valoir 4 et par conséquent R12 = 4 R11. Pour rester dans une zone de transfert linéaire de T1, la tension collecteur-émetteur de repos doit au minimum être fixée à (4 × V_{CRETE MAX}) + V_{CE SAT}, où V_{CRETE MAX} représente l'amplitude crête de la vidéo du noir au blanc, soit ici 0,6 V.

Il en résulte que R13 = R14, R12 = 4 R11 et les tensions de repos (sans modulation) :

$$V_{ET2} = 2,6 \text{ V} \rightarrow V_{CT1} = V_{ET2} + V_{BE} \cong 3,25 \text{ V}$$

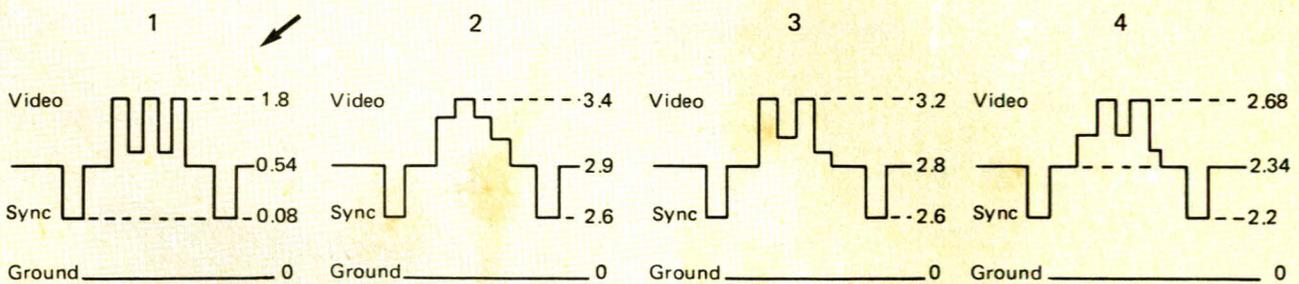
que nous devons retrouver par :

$$V_{CT1} = V_{CC} - \frac{R_{12}}{R_{11}} \left(\frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} V_{CC} - V_{BE} \right)$$

On notera que la sortie UHF s'effectue sur le canal 36. Un réglage peut être obtenu au niveau du modulateur qui possède une vis de réglage à sa partie inférieure.

Figure 2

TYPICAL INPUT WAVEFORM



MODEL	CHANNEL	CH FREQ	VCC	ICC (TYP)	BAND WIDTH	VIDEO INPUT WAVE FORM	SOUND SUB CARRIER	BLACK & WHITE OR/AND COLOUR	AUDIO SIGNAL	TRANSFER CHARACTERISTIC	PACKAGE	COUNTRIES
		MHz	V	mA	MHz	Fig	MHz		V P-P			
UM 1111 E36	E36	591.5	6.5	1	2	1		B/W		Neg	1	Europe
UM 1233 E36	E36	591.5	5	6	8	2		Colour		Neg	2	Europe
UM 1234 E36	E36	591.5	5	6	8	3		Colour		Pos	2	France
UM 1286 E36	E36	591.5	5	9	8	4	6	Colour		Neg	3	UK
UM 1286 - 2	E36	591.5	5	9	8	4	5.5	Colour	5	Neg	3	Europe
UM 1287 -	E36	591.5	5	9	8	4	6	Colour	0.5	Neg	3	UK

Réalisation

Réalisation pratique

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont donnés aux figures 3 et 4. Tous les composants, y compris le modulateur, sont fixés sur ce circuit imprimé. Compte tenu de ses faibles dimensions, ce montage pourra s'insérer dans le même type de boîtier que le sommateur. Son alimentation pourra encore s'effectuer avec un adaptateur secteur délivrant typiquement de 9 à 12 volts, la maquette comportant un étage régulant la tension d'alimentation à environ 6,5 volts (Rôle de T₃ et D₂). Le raccordement du poste TV s'effectuera bien sûr avec du câble blindé 75 Ω puisque nous avons maintenant une onde UHF à véhiculer.

Remarque

Si la luminosité et le contraste vous semblent un peu faibles, il est possible d'augmenter sensiblement le niveau de modulation en agissant sur le pont diviseur R₁₃, R₁₄ (on diminue R₁₃ ou on augmente R₁₄ dans une fourchette allant de 10 à 20 %.

F. JONGBLÖET

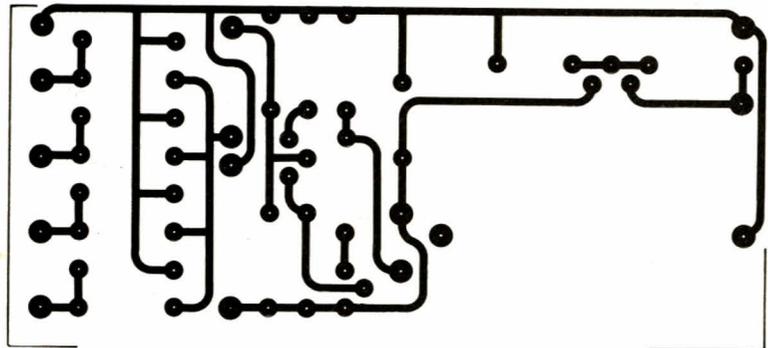


Figure 3

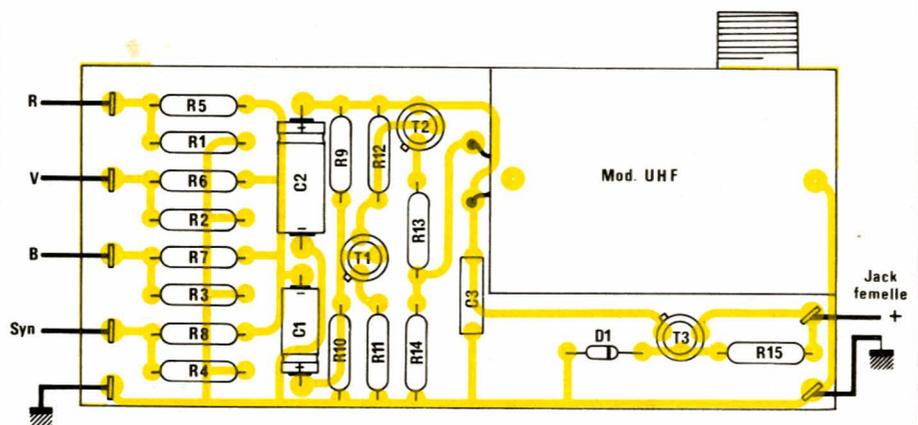


Figure 4

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₂, R₃, R₄: 82 Ω
 R₅: 4,7 kΩ
 R₆: 1,5 kΩ
 R: 18 kΩ
 R₈: 2,2 kΩ
 R₉: 10 kΩ
 R₁₀: 2,7 kΩ
 R₁₁: 220 Ω
 R₁₂: 820 Ω
 R₁₃: 2,2 kΩ
 R₁₄: 2,2 kΩ
 R₁₅: 330 Ω

Semi-conducteurs

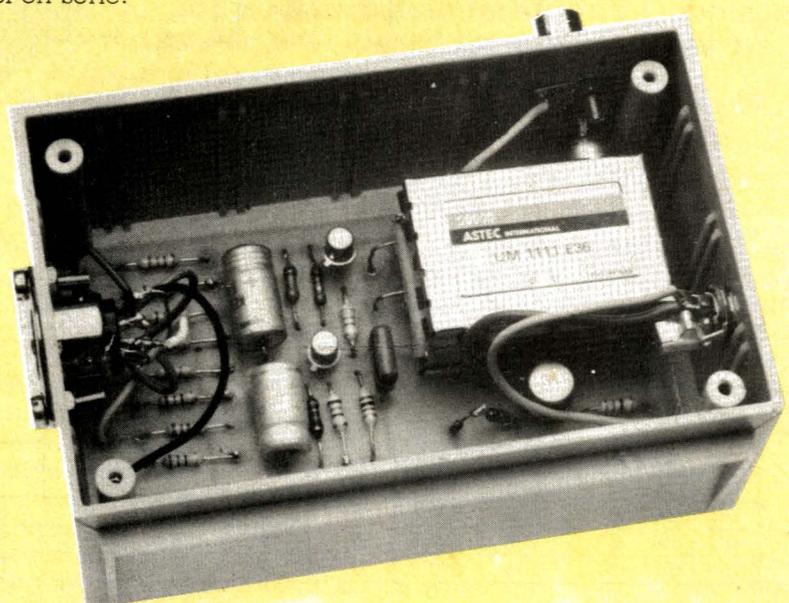
T₁, T₂: 2N 2222 A
 T₃: 2N 1711
 D₁: Zener 7,2 V/400 mW ou Zener 6,2
 + diode Si en série.

Condensateurs

C₁: 47 μF 25 V chimique
 C₂: 100 μF 25 V chimique
 C₃: 100 nF

Divers

1 coffret MMP pupicoffre Réf. 20 M (ou Retex polybox 5101 GA)
 1 embase jack miniature
 1 embase coax TV
 1 embase DIN 5 b
 1 modulateur UHF (ASTECS) réf. UM 1111 E 36



Un codeur PAL

temps: ⏳ ⏳ ⏳
 difficulté: 🧩 🧩 🧩
 dépense: 💰 💰 💰 💰

Dans un numéro à venir, nous publierons la description et la réalisation d'un décodeur quadristandard PAL, SECAM, NTSC 3,58MHz et NTSC 4,43. La première expérience d'un décodeur PAL/SECAM date déjà d'un an. Ce décodeur était équipé des circuits intégrés Thomson TEA 5620-TEA 5630. Cette réalisation nous a montré qu'il était utile, voire même nécessaire, de donner aux lecteurs intéressés, les moyens de contrôle et de mise au point d'une telle carte. Avec le codeur PAL associé au générateur de barres, la mise au point ou le réglage d'un décodeur PAL est très aisé.



Dans un premier temps nous verrons comment utiliser ce générateur puis rappellerons brièvement le principe du codage PAL. Nous poursuivrons en examinant les solutions adoptées pour le circuit intégré RTC TEA 1002 et nous en terminerons avec la réalisation pratique et les résultats d'essais effectués avec le décodeur PAL/SECAM équipé des circuits Thomson paru dans le numéro 428 de Radio Plans.

Utilisation du codeur PAL

La figure 1 représente les diverses utilisations du codeur PAL. Le codeur délivre un signal vidéo composite. Celui-ci peut donc être directement injecté dans un décodeur PAL ou multistandard. Le décodeur restitue alors les signaux différence de couleurs qui, associés au signal de luminance débarrassé de la composante chroma, peuvent être appliqués soit directement au moniteur VCC 90 soit à une carte de dématricage. On remarquera en sortie du décodeur PAL ou multistandard un bloc : « amélioration des transitoires couleur ». Ce circuit est destiné à raidir les fronts de montée des composantes R-Y et B-Y.

On utilise pour cela un circuit spécialisé le TDA 4560 RTC qui fera l'objet d'un prochain article.

Le signal vidéo composite peut finalement être appliqué à l'entrée d'un modulateur, ASTEC ou RTC,

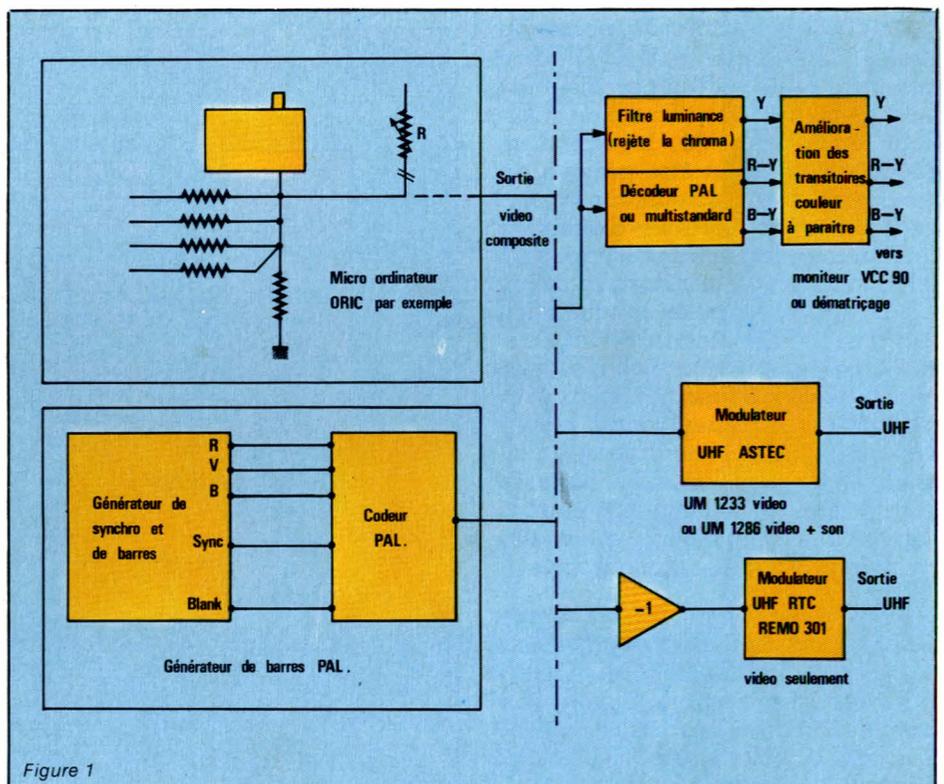


Figure 1

comme dans le cas du codeur SE-CAM décrit précédemment. Dans le cas du modulateur ASTEC UM 1233 le signal de sortie vidéocomposite a la polarité adéquate mais son amplitude devra être réduite : 800 mV crête à crête du fond des tops de synchro jusqu'au niveau du blanc. Ceci revient donc à polariser l'entrée modulation à 3,00 V et appliquer le signal vidéo à travers un condensateur de 10 μ F à cette même entrée.

Si, à la composante vidéo, on veut associer un signal son, on peut utiliser le modulateur ASTEC UM 1286.

Avec ce modulateur l'écart porteuse image et porteuse son vaut 5,5 MHz, l'ensemble ainsi constitué est parfaitement adapté au test des appareils de réception de TV aux normes B ou G. Le modulateur RTC Remo 301 déjà décrit dans le numéro 437 de Radio Plans ne pourra être utilisé qu'à condition d'intercaler entre la sortie vidéocomposite et l'entrée modulation un étage inverseur. L'entrée vidéo devra, comme précédemment, être polarisée à 3 V et le signal vidéo couplé en alternatif. Le modulateur REMO 301 étant prévu pour la norme L, la voix son ne peut être utilisée puisque l'écart porteuse son - porteuse vision vaut 6,5 MHz.

Terminons le chapitre consacré à l'utilisation du codeur PAL en signalant qu'une telle réalisation ne s'adresse qu'aux lecteurs ne possédant pas de micro-ordinateur. En effet, comme le montre le schéma de la figure 1, un ORIC par exemple peut sans aucune difficulté se substituer au codeur PAL. Le signal vidéocomposite peut être prélevé directement à l'intérieur du micro, mais il est préférable d'effectuer cette manipulation en possession du schéma interne paru dans la revue ORIC. En effet, cette modification entraîne la suppression de la résistance de polarisation R. Il n'est pas possible de prélever le signal à travers un condensateur car R contribue fortement à l'atténuation du signal, la tension recueillie dans ce dernier cas est insuffisante pour le décodeur multistandard et les circuits de synchronisation associés.

Bien évidemment si l'on est certain du bon fonctionnement de la chaîne de réception, de l'entrée UHF jusqu'à la sortie vidéo, aucune intervention n'est nécessaire puisque l'on utilise le signal UHF délivré par l'UM 1233 accessible en sortie.

Le codage PAL

Le système PAL (phase alternated Line) est une amélioration du système NTSC (National Television System Committee) créé en 1948 par les Américains. Ce système utilise deux sous-porteuses déphasées de 90° et modulées en amplitude par les signaux $E'u$ et $E'v$ proportionnels aux signaux $E'R-E'Y$ et $E'B-E'Y$. La particularité du système PAL par rapport au NTSC réside dans l'inversion à chaque ligne du sens de la sous-porteuse modulée par $E'R-E'Y$. Cette disposition permet d'annuler après un traitement approprié certains défauts du NTSC.

En NTSC comme en PAL, la valeur de la fréquence sous-porteuse de chrominance est calculée de manière à ce que le signal de chrominance, se comportant comme un parasite vis-à-vis de la luminance, donne une visibilité minimale lorsque un récepteur noir et blanc reçoit une émission couleur. On aboutit pour le système NTSC à la fréquence :

$$F_{spNTSC} = 3,579\ 545\ \text{MHz}$$

et pour le système PAL à la fréquence :

$$F_{spPAL} = 4,433\ 618\ 75\ \text{MHz}$$

La figure 2 reproduit le schéma synoptique d'un codeur PAL. Les signaux $E'R$, $E'v$, $E'B$ d'entrée sont transformés par matricage en un signal de luminance défini par la relation suivante :

$$E'Y = 0,3 E'R + 0,59 E'v + 0,11 E'B$$

et deux signaux de différence de cou-

leurs $E'u$ et $E'v$ définis par les relations :

$$E'u = 0,493 (E'B - E'v) \text{ et } E'v = 0,877 (E'R - E'v)$$

En raison du faible pouvoir de résolution de l'œil vis-à-vis des informations de chrominance, il est possible de réduire le spectre des vidéosignaux $E'u$ et $E'v$ à environ 1,3 MHz. Les signaux de différence de couleurs sont appliqués aux entrées des modulateurs. Dans le codage PAL le principe retenu est la modulation d'amplitude à porteuse supprimée. Comme annoncé précédemment la fréquence de la sous-porteuse vaut 4.433 618 75 MHz et se déduit de la relation :

$$F_{SP} = 1135 (F_H/4) + F_I$$

où F_{SP} représente la fréquence de sous-porteuse, (F_H) la fréquence ligne et F_I la fréquence image.

Les signaux de différence de couleurs modulent donc deux sous-porteuses décalées en phase de 90°. Le vidéosignal est élaboré dans un mélangeur qui additionne :

- Le vidéosignal de luminance $E'Y$ légèrement retardé par la ligne à retard afin d'assurer sa coïncidence dans le temps avec les vidéosignaux de différence de couleurs modulant la sous-porteuse.

- Le signal de sous-porteuse modulé par $E'u$.

- Le signal de sous-porteuse modulé par $E'v$. L'inverseur K est actionné à la fréquence ligne $\times 2$, c'est dire que pour ce signal la phase change à chaque ligne. L'inverseur K et l'étage de gain -1 sont les élé-

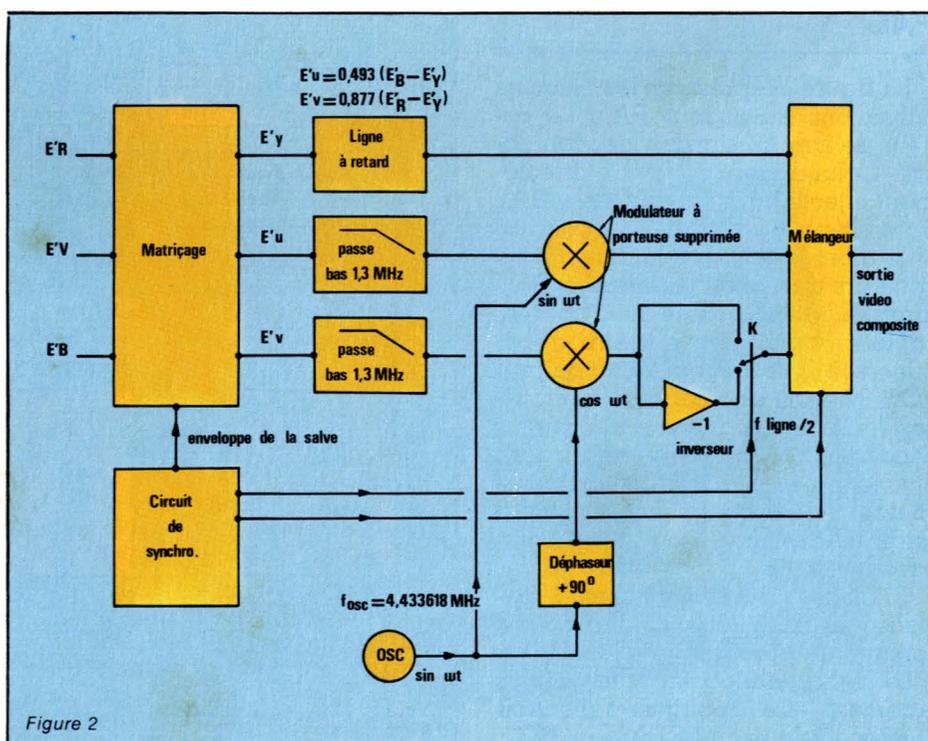


Figure 2

ments qui transforment un codeur NTSC en codeur PAL. Il n'y aura donc aucun problème pour réaliser un codeur compatible PAL/NTSC.

— Les signaux de synchronisation ligne et trame.

— L'enveloppe de la salve d'identification générée par les circuits de synchronisation et appliquée aux circuits de matricage.

On dispose donc, pour démoduler les signaux de chrominance, d'un signal de référence transmis sur chaque palier arrière de suppression de ligne sous la forme d'une salve de dix périodes à la fréquence de la sous-porteuse. Cette salve permet dans le décodeur la reconstitution de la sous-porteuse, avec la phase voulue, nécessaire à la démodulation. Afin de reconnaître les lignes à modulation $-E'_v$ des lignes à modulation $+E'_v$, la phase de cette salve est changée alternativement à chaque ligne de $+135^\circ$ à -135° . En outre pour une même ligne la phase change toute les deux trames.

L'équation du signal vidéocomposite peut finalement s'écrire :

$$E_M = E'_Y + E'_U \sin(2\pi f_{sp.t}) \pm E'_V \cos(2\pi f_{sp.t})$$

L'amplitude de la sous-porteuse se calcule par la formule :

$$G = \sqrt{E'_U^2 + E'_V^2}$$

Les caractéristiques de la salve sont définies de la manière suivante :

— Départ de la salve de sous-porteuse : $5,6 \mu s$ après le front avant de l'impulsion de synchronisation ligne.

— Durée de la salve : $2,25 \mu s \pm 0,23 \mu s$ correspondant à 10 périodes ± 1 .

— Valeur crête-à-crête de la salve de sous-porteuse : $3/7$ de la différence entre le niveau de suppression et le niveau du blanc.

Munis de toutes ces définitions nous pouvons aborder la description du circuit intégré utilisé dans cette réalisation.

Le circuit intégré TEA 1002

Le circuit intégré codeur PAL est un circuit RTC référencé TEA 1002. Rassurons les revendeurs et les lecteurs, c'est un circuit qui est employé dans les jeux vidéo depuis déjà quelques années, ce n'est pas un circuit en développement ni un circuit qui fait son apparition sur le marché.

En résumé, il ne devrait y avoir aucun problème commercial sur ce circuit. Il peut être employé pour les jeux vidéo mais aussi pour des incrustations de vidéotexte ou des générateurs de mires. Le TEA 1002 est un circuit intégré bipolaire qui convertit les informations logiques R, V, B d'entrée en un signal vidéocomposite codé PAL capable de commander directement un modulateur UHF.

Lorsque le circuit intégré est alimenté sous sa tension nominale 0, +12 V entre les broches 16 et 10, la consommation atteint 70 mA. Tous les signaux d'entrée sont des signaux logiques (0 ou 1). Le TEA 1002 interprète ces signaux de la manière suivante :

niveau bas : tension d'entrée inférieure à 0,8 V

niveau haut : tension d'entrée supérieure à 2 V.

Le signal de sortie vidéocomposite a une amplitude crête-à-crête nominale de 3 V. Le schéma synoptique interne du codeur PAL est représenté à la figure 3.

Description générale

Le circuit comprend un oscillateur qui doit être associé avec un quartz à

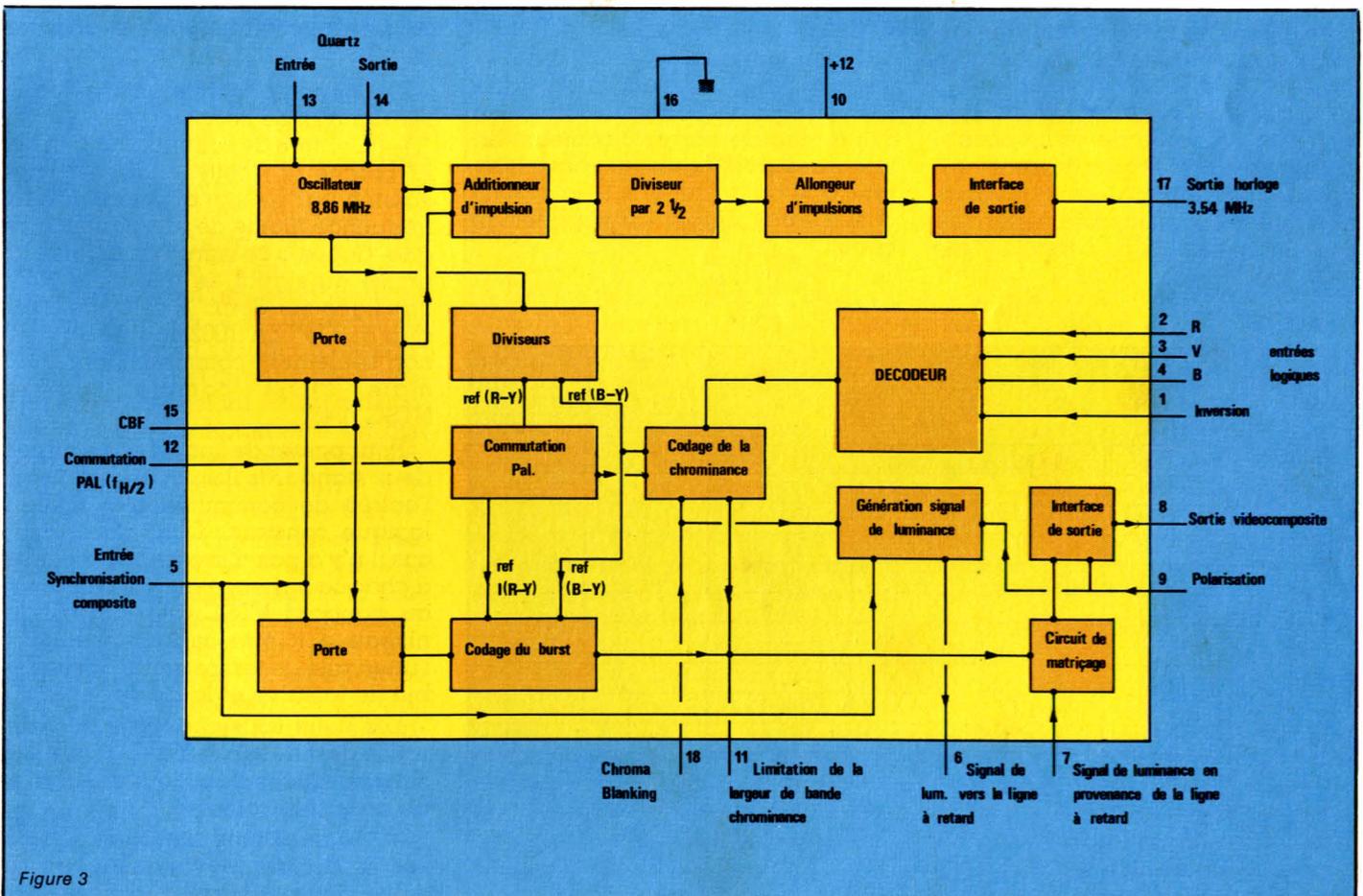


Figure 3

Réalisation

8867,238 kHz. Cette fréquence est le double de la fréquence de la sous-porteuse. Nous avons effectué plusieurs essais, avec des quartz de fabrication et taille différente et nous conseillons aux lecteurs d'utiliser le quartz fabriqué et recommandé par RTC. Ce quartz est référencé 4322 143 04050 et, est en principe maintenu en stock chez les distributeurs agréés RTC.

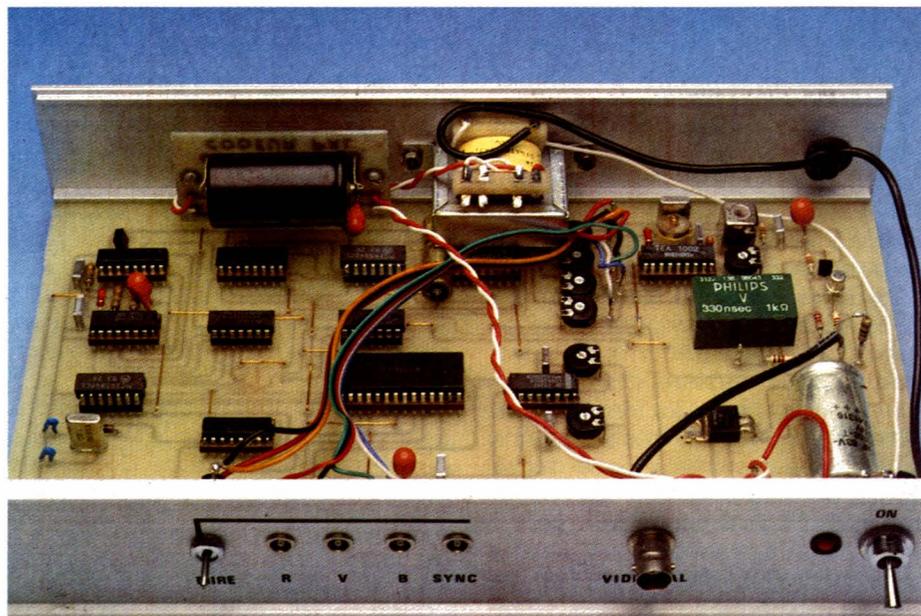
Après division par deux on récupère les signaux à 4433,619 kHz qui sont utilisés pour les modulateurs R-Y et B-Y.

Le signal à 8867,238 kHz est en outre envoyé vers un diviseur par 1/2 puis un allongeur d'impulsions avant d'atteindre l'interface de sortie. On récupère à la broche 17 un signal à 3,54 MHz, destiné à des circuits de synchronisation extérieurs ou des circuits de jeux. Dans notre application cette sortie n'est pas utilisée.

Les signaux d'entrée RVB

Les signaux R, V, B sont appliqués respectivement aux entrées 2, 3 et 4. Ces entrées sont du type logique avec les critères désirés et envoient cette information au circuit de codage de luminance et de chrominance.

On trouve à la broche 1 une entrée logique : commande d'inversion. Lorsque cette entrée est au zéro logique, les signaux présents aux broches 2, 3 et 4 sont interprétés comme des entrées R, V, B. Lorsque cette



broche est à l'état haut les niveaux d'entrées sont décodés comme étant R, V, B.

Dans le premier cas le signal de chrominance a son amplitude minimale alors que dans le second cas cette amplitude est réduite dans un rapport 2. Le tableau de la figure 4 rend compte de la valeur des différentes grandeurs de sortie (luma et chroma), pour les 16 combinaisons possibles des 4 signaux d'entrée (R, V, B, INV).

La commande d'inversion est intéressante car, judicieusement utilisée, elle permet la transformation d'une mire de barres 8 couleurs en une mire à 16 couleurs. Nous verrons à la fin de cet article la modification - très simple - à apporter au circuit.

Les signaux de synchronisation et de service

A la broche 5 est reçu le signal de synchronisation composite (ligne + trame) inverse noté CSYNC. Ce signal sera bien sûr additionné avec la luminance et la chrominance, mais il est en outre utilisé avec CBF - enveloppe de la salve - pour assurer le bon fonctionnement du diviseur par 2,5.

On dénombre trois entrées pour les signaux de service :

— L'entrée de commutation PAL à la broche 12 ; cette entrée est actionnée par un signal extérieur à la fréquence moitié de la fréquence ligne. Grâce à ce signal on inverse la phase du signal de référence R-Y, une ligne sur deux. A ce stade il est clair que le TEA 1002 peut être utilisé non seulement comme codeur PAL mais aussi comme codeur NTSC 4,43.

Pour passer de l'un à l'autre de ces deux standards il suffit de maintenir l'entrée de commutation à niveau logique constant. Dans ce dernier cas il n'y a pas d'inversion de phase à chaque ligne, ce qui est conforme au standard NTSC 4,43. En PAL le niveau doit être constant pendant l'intervalle de temps limité par le début de la salve et la fin de l'image.

Les deux sous-porteuses de référence destinées à R-Y et B-Y sont ensuite envoyées au codeur de salve et au codeur chroma.

— Le deuxième signal de service est le signal de validation de la salve ; le signal appliqué à cette en-

Figure 4

INV broche 1	R broche 2	V broche 3	B broche 4	Couleur	Luminance % V ₉ ≥ 4 V	Luminance % V ₉ ≤ 3 V	Phase porteuse chroma	Amplitude porteuse chroma
0	1	1	1	blanc	100	100	—	—
0	1	1	0	jaune	66,5	91,5	167	± 33
0	0	1	1	cyan	52,5	77,5	283	± 48
0	0	1	0	vert	44	69	241	± 44
0	1	0	1	magenta	31	56	61	± 44
0	1	0	0	rouge	22,5	47,5	103	± 48
0	0	0	1	bleu	8,5	33,5	347	± 33
0	0	0	0	noir	0	0	—	—
1	1	1	1	noir	0	0	—	—
1	1	1	0	bleu	8,5	33,5	347	± 17
1	0	1	1	rouge	22,5	47,5	103	± 24
1	0	1	0	magenta	31	56	61	± 22
1	1	0	1	vert	44	69	241	± 22
1	1	0	0	cyan	52,5	77,5	283	± 24
1	0	0	1	jaune	66,5	91,5	167	± 17
1	0	0	0	gris	75	100	—	—

trée est représenté à la figure 5. Ce signal est de fréquence égale à la fréquence ligne, et constitué d'impulsions larges de 2,2 μ s. Le front montant de ces impulsions est décalé de 4,8 μ s en retard par rapport au front de descente des impulsions de synchronisation ligne.

Nous verrons, au stade des réglages, que position et largeur de la salve agissent fortement sur la saturation de l'image.

— Le troisième et dernier signal se situe à la broche 18 et il s'agit d'une entrée d'inhibition de la sortie vidéocomposite pour le signal de chrominance. On doit donc envoyer à cette broche un niveau bas pendant tout le temps du retour ligne (12 μ s) et un niveau haut pendant le temps utile de l'image (52 μ s).

Les signaux de sortie luminance et chrominance

Le signal de chrominance est disponible à la broche 11 du circuit intégré. Cet étage de sortie est du type émetteur commun. La charge, résistance interne de 1,5 k Ω est connecté entre le pôle positif et l'alimentation - broche 10 - et le collecteur du transistor - broche 11. La sélectivité de cet étage de sortie peut être améliorée en plaçant, en parallèle sur la charge un circuit résonnant. Le circuit sera constitué par un condensateur - blocage de la composante continue - en série avec le circuit résonnant à 4,43 MHz constitué d'une self ajustable TOKO 10 μ H en parallèle sur un condensateur de 120 pF.

Si l'on place un passe-bande dans le circuit chroma, il est impératif de retarder le signal de luminance pour que luminance et chrominance arrivent au même instant. Pour cette raison le signal de luminance est disponible à la sortie de la broche 6. Une ligne à retard pourra être connectée entre les broches 6 et 7.

Si le filtre de chrominance n'est pas utilisé - broche 11 en l'air - le signal de luminance issu de la broche 6 sera appliqué à la broche 7 par l'intermédiaire d'un pont diviseur : résistance de 1,2 k Ω entre les broches 6 et 7 et résistance de 1 k Ω entre la broche 7 et le zéro électrique.

Finalement, les deux composantes du signal vidéo : luminance + synchro et chrominance sont additionnées et envoyées vers l'étage de sortie.

Rôle de la broche 9

La tension appliquée à cette entrée permet le décalage du signal vidéocomposite en sortie à la broche 8, mais cette fonction est combinée avec une variation du niveau de chrominance.

Si la tension appliquée à la broche 9 est inférieure ou égale à 3 V, il n'y a aucun décalage en continu et la tension appliquée à la broche 1 joue parfaitement son rôle : mire de luminance décroissante de gauche à droite, 95 % si $V_1 = \text{« 0 »}$ et mire de luminance croissante de gauche à droite, 75 % si $V_1 = \text{« 1 »}$. Si la tension

à l'étude du schéma proposé pour ce codeur PAL.

Le schéma du codeur PAL

Le schéma du codeur PAL est représenté à la figure 7. Nous ne reviendrons pas sur la génération du signal de synchronisation et des différentes barres de couleur puisque ce schéma réutilise une partie du générateur de mires R, V, B, synchro ayant déjà fait l'objet d'une parution. Rappelons très brièvement que la

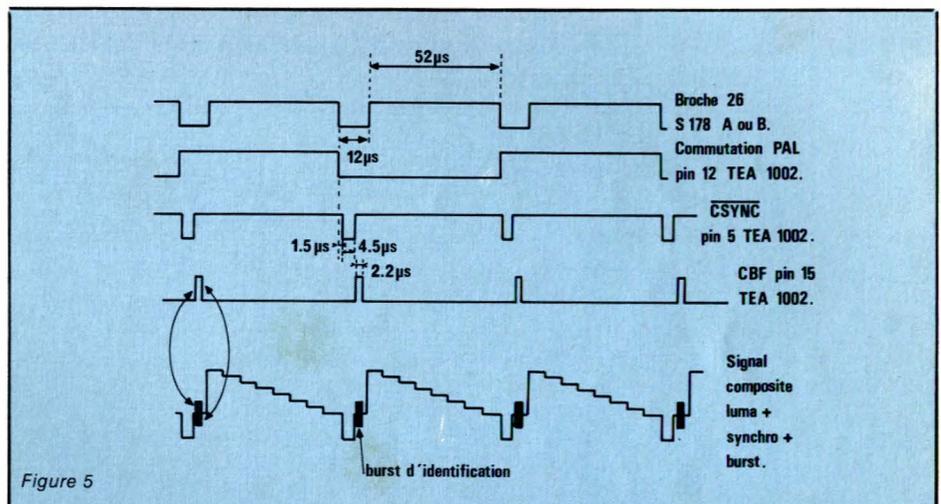


Figure 5

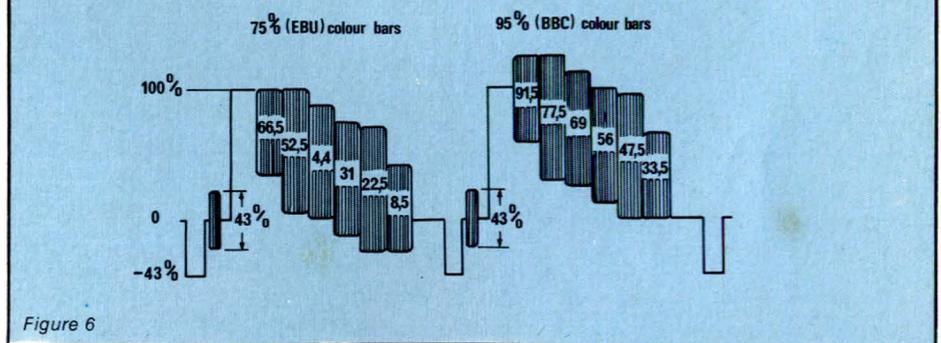


Figure 6

appliquée à la broche 1 est supérieure à 4 V, l'amplitude du signal de chrominance est réduit et on obtient une mire à 75 % quelle que soit la position polarisation de la broche 1.

Le décalage est obtenu pour une tension V_9 comprise entre 9,5 et 12 V. Le schéma de la figure 6 rend compte de l'aspect du signal de vidéocomposite en sortie pour une mire de barres à 75 % ($V_9 \geq 3$ V) et une mire de barres à 95 % ($V_9 \leq 3$ V). Dans ces deux cas la broche 1 est au zéro électrique.

Nous pouvons maintenant passer

à la génération du signal de synchronisation composite est confiée à un circuit spécialisé S 178 A ou B Siemens, que le signal A(H) à la broche 26 est à la fréquence ligne et qu'il est utilisé pour verrouiller un PLL. On obtient en sortie du VCO un signal de fréquence 10 fois supérieure à la fréquence ligne, après des divisions successives par deux on dispose des signaux R, V, B dont l'ordre est conforme à la mire de barres normalisée : blanc, jaune, cyan, vert, magenta, rouge, bleu et noir.

Grâce au signal issu de la bro-

Réalisation

che 28, les signaux R, V, B sont inhibés pendant le temps de retour ligne (12 μ s) et pendant les 25 premières lignes de chaque trame.

Pour ces explications on pourra s'aider du diagramme des temps de la figure 8.

Nous avons vu dans le précédent chapitre que le TEA 1002 devait recevoir un certain nombre de signaux. A la lecture de ces quelques lignes précédentes il est immédiat que les signaux R, V, B et synchro pourront être directement appliqués aux entrées correspondantes.

Ces informations sont prélevées sur les curseurs des potentiomètres de réglage de niveau R₇, R₈, R₆ et R₉. Ces mêmes signaux peuvent être utilisés pour alimenter les entrées R, V, B synchro d'un moniteur. On se ménage ainsi un choix possible R, V, B synchro, ou vidéocomposite, ou UHF modulé - si le modulateur est présent.

Reste à résoudre le problème des signaux de service appliqués aux broches 12, 15 et 18 du TEA 1002. A la broche 18 le problème est simple, le signal issu de la broche 28 du S178 est tout à fait indiqué à condition de l'inverser. La fabrication du signal de commutation à la fréquence moitié de la fréquence ligne ne pose aucun problème : on a recours à une des deux bascules D du circuit IC 7, 4013. Par contre il est impératif que la sortie de cette bascule change d'état au début de la ligne, l'entrée horloge est donc actionnée par le signal complémentaire de celui disponible à la broche 26 du S 178. Sans cette inversion de phase la commutation a lieu juste entre la fin de la salve et le début de la ligne, il s'ensuit une aberration de couleur et l'on obtient de gauche à droite la mire suivante : blanc, jaune, magenta, rouge, cyan, vert, bleu et noir. Tout se passe comme si les voies Rouge et Verte étaient inversées. Ce phénomène est tout à fait normal puisque dans ce cas la porteuse R-Y utilisée dans le signal de ligne utile est de phase opposée à la porteuse de la salve correspondante.

Toujours, à partir du signal à la fréquence ligne, issu de la broche 26 du S 178 on génère l'enveloppe de la salve de référence. Dans ce cas il n'y a pas d'autre solution que d'utiliser deux monostables en série. Le premier positionne le début de la salve par rapport au début de la ligne et le second détermine la largeur : 2,2 μ s.

Le rôle des différents composants supplémentaires ayant déjà expliqué, nous serons bref. A la broche 1

un inverseur autorise le passage d'une mire de barres normale 95 % à une mire de barres inversée 75 %. Une ligne à retard est placée entre les broches 6 et 7 de manière à compenser le retard dû au filtre passe-bande connecté entre les broches 10 et 11 du circuit. On place en parallèle sur l'élément TR D11N TOKO destiné à des circuits résonnant à 5,5 MHz une capacité additionnelle pour amener cette fréquence à 4,43 MHz.

Le quartz à 8867,238 kHz est connecté en série avec un condensateur ajustable entre les broches 13 et 14. Le potentiomètre R 15 fixe le point de polarisation de l'entrée 9.

primé dont le tracé des pistes est donné à la figure 9, l'implantation correspondante étant représentée à la figure 10. Le câblage et la réalisation n'appellent aucun commentaire particulier. Remarquons que le circuit imprimé a la taille nécessaire pour s'adapter parfaitement dans un boîtier ISKRA.

Alimentation

Le circuit devra être alimenté par une source de 12 V pouvant débiter environ 200 mA. En fonctionnement normal la consommation mesurée sur notre prototype ne dépasse pas 180 mA. Une alimentation de ce type

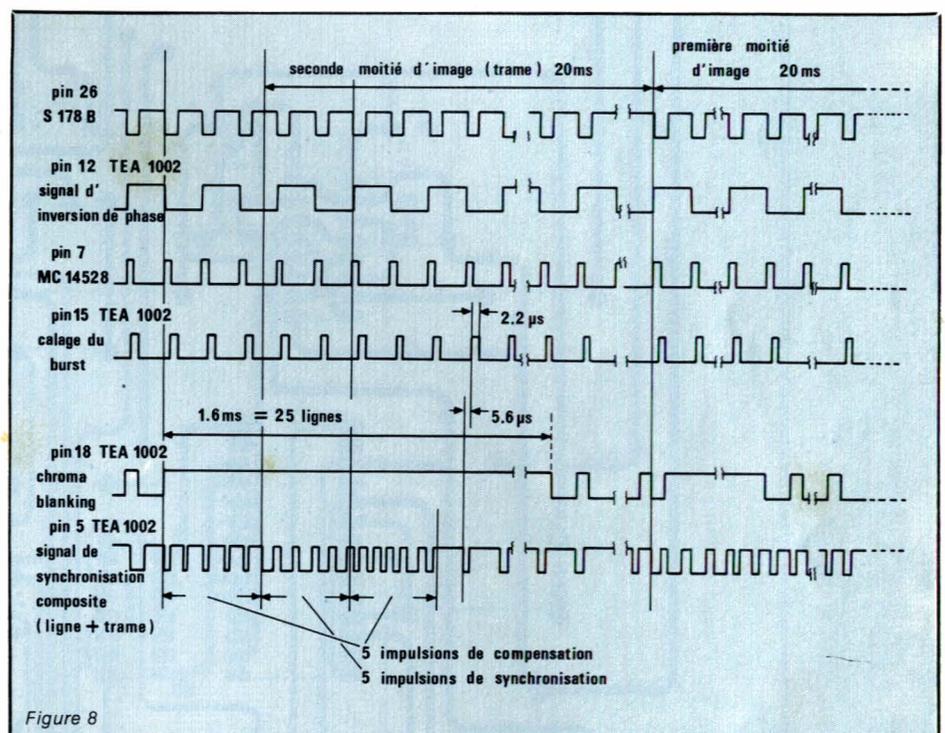


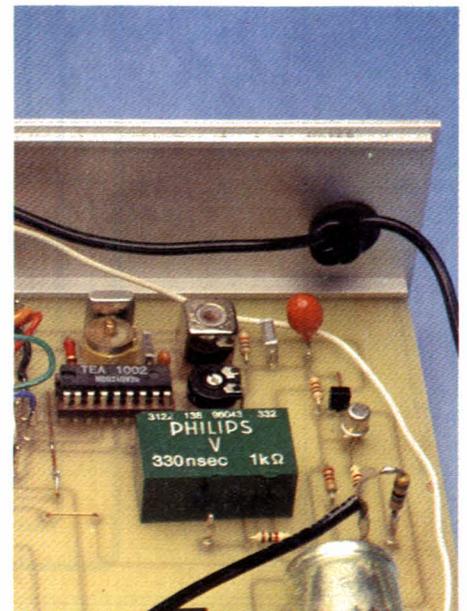
Figure 8

En fonctionnement normal, la tension sera fixée en dessous de 3 V mais au cours des réglages on peut utiliser celui-ci si l'on désire se rendre compte de l'effet obtenu.

Finalement la tension de sortie vidéocomposite est disponible aux bornes de la résistance R 12. Cette tension est envoyée, via un atténuateur à un étage de sortie : un simple transistor monté en collecteur commun. On dispose finalement, en sortie d'une tension d'environ 1 volt crête-à-crête. L'impédance de sortie vaut 75 Ω .

Réalisation pratique

Tous les composants de la figure 7 sont implantés sur un seul circuit im-



Réalisation

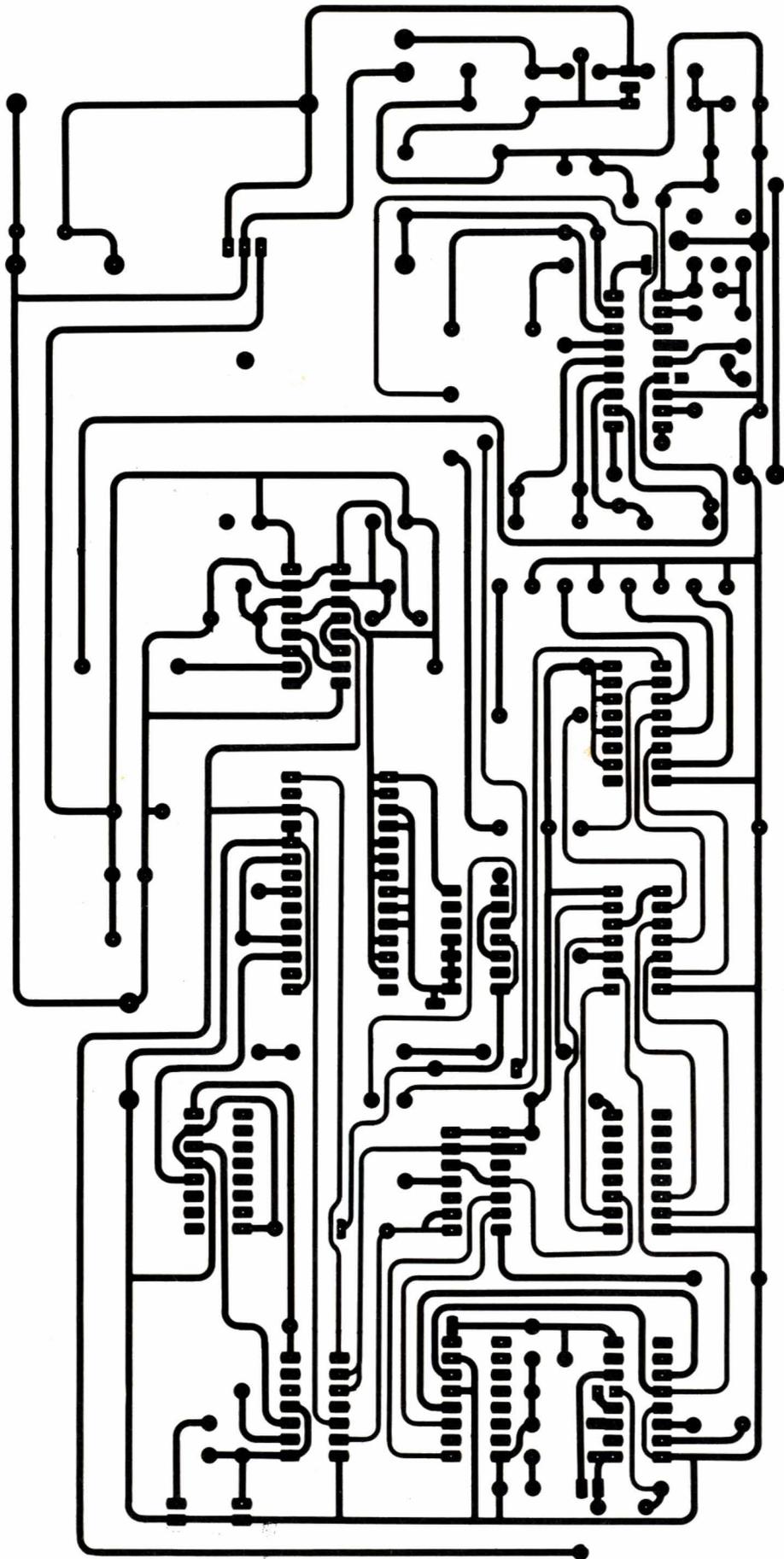


Figure 9

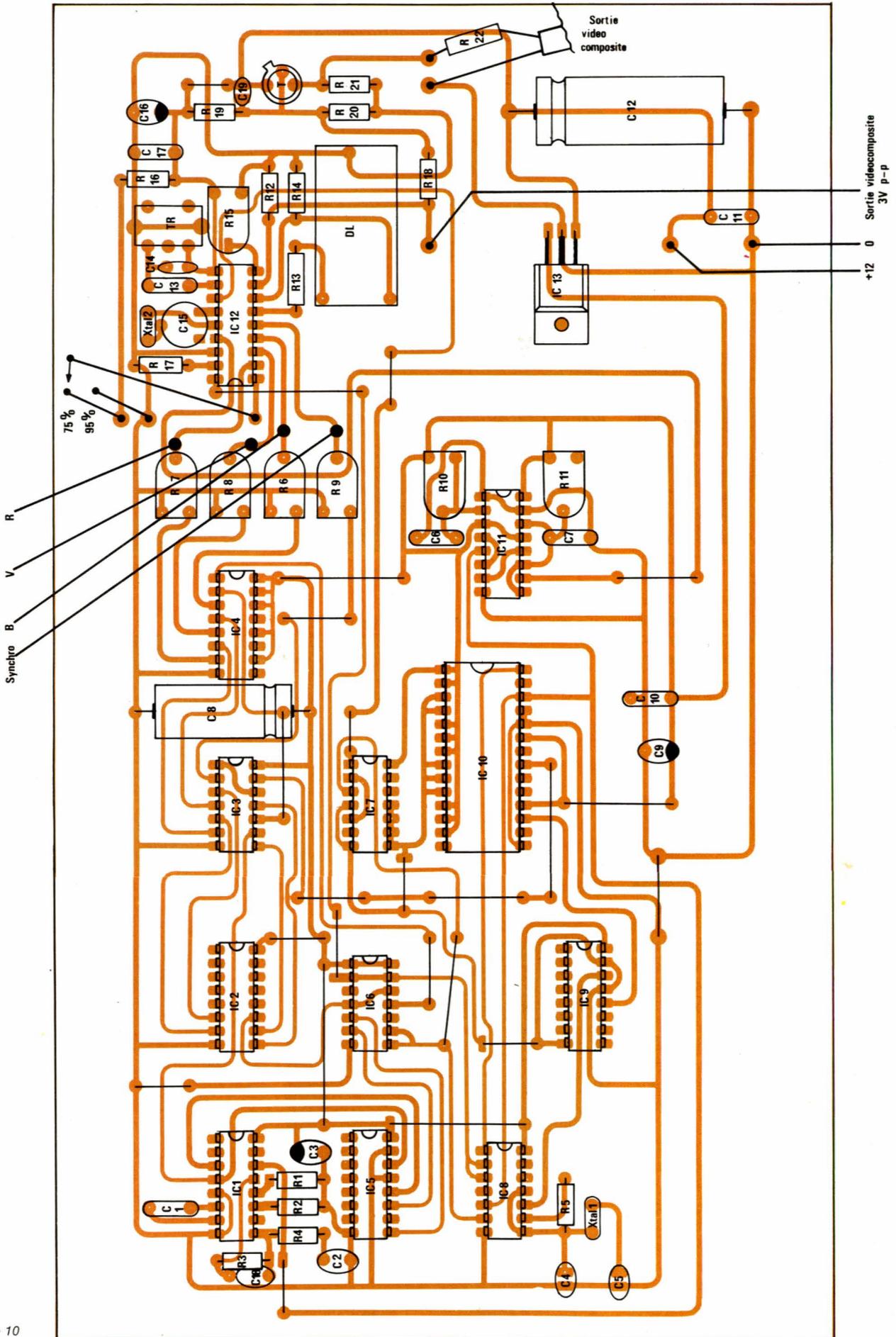


Figure 10

Réalisation

ne posant aucun problème à nos lecteurs, il n'est pas donné de schéma ni de circuit imprimé. L'association d'un transformateur 12 V/5VA d'un redresseur, filtrage, et régulation est archi-classique.

Mise au point et réglages

Comme dans toute réalisation, les opérations de câblage seront suivies des vérifications usuelles : contrôle du positionnement des circuits intégrés, des condensateurs chimiques, détection d'une mauvaise soudure ou d'un pont de soudure. Dès la fin de ces opérations la maquette peut être mise en service.

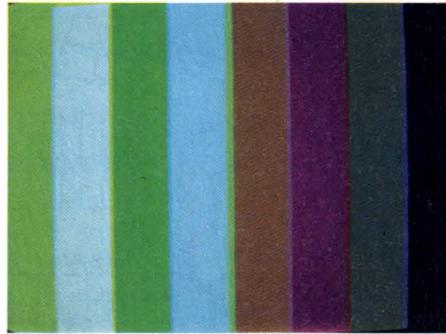
Avant toute chose vérifier le fonctionnement du générateur de synchronisation et des signaux R, V, B associés. Pour cela il est aisé d'utiliser soit un moniteur soit un récepteur TV muni d'une prise Péritel. Dans ce dernier cas on appliquera aux entrées commutation lente et rapide la polarisation convenable. Si l'on ne dispose pas de moniteur ou téléviseur, la vérification sera faite au moyen d'un oscilloscope.

Si le résultat du test est probant : mire de barres à 100 %, action des potentiomètres R_6 à R_9 convenable, on peut poursuivre avec le test de la sortie vidéocomposite.

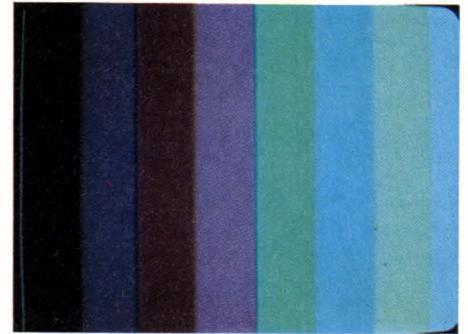
Le potentiomètre R_{15} sera placé au minimum de manière à ce que l'entrée broche 9 soit au zéro électrique.

Il reste alors quatre réglages à effectuer, aucun de ces réglages n'étant interdépendant, la procédure sera donc simple et rapide. En premier lieu on vérifiera l'allure des signaux présents aux broches 12 et 18 en s'aidant du diagramme des temps de la figure 8. Si tout fonctionne normalement on peut s'attacher au réglage de R_{10} , R_{11} , C_{15} et TR. On commencera par placer l'enveloppe de la salve d'identification ; réglage de R_{10} pour placer le début de la salve à $4,8 \mu s$ après le front descendant du top de synchro ligne, puis réglage de la largeur à $2,2 \mu s$ au moyen de R_{11} .

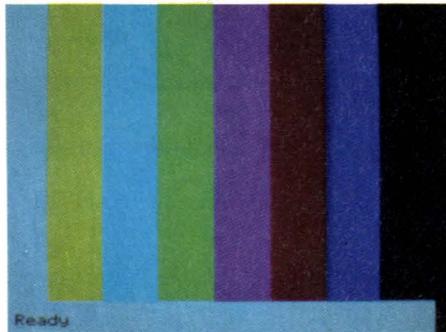
Pour cette manipulation on utilise un oscilloscope double trace et l'on visualise simultanément le signal de synchronisation - broche 21 du S'178 B - et le signal appliqué à la broche 15 du TEA 1002. Pour une plus grande souplesse, l'oscilloscope peut être déclenché par les im-



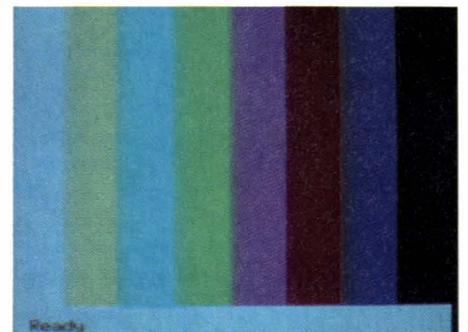
Mire R, V, B



Mire codeur PAL 75 %



Mire R, V, B ORIC



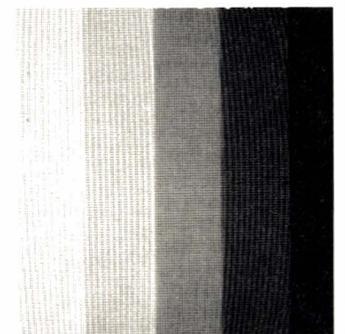
Mire PAL ORIC



Mire PAL 95 %



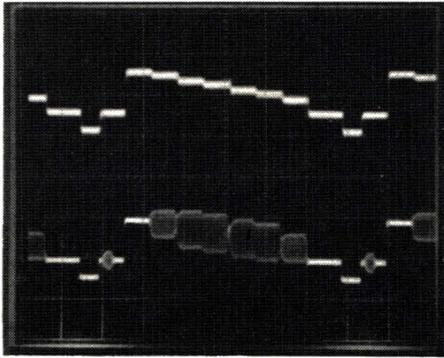
Mire noir et blanc 75 %



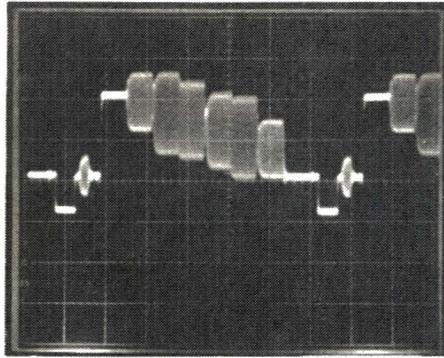
Mire noir et blanc 95 %

pulsions trame issues de la broche 27 du S 178 et travailler en mode « delay » au moyen de sa deuxième base de temps (s'il en possède une).

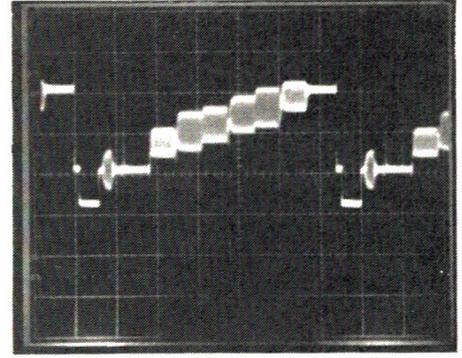
Ceci clot les opérations de réglage préliminaires et il est maintenant nécessaire de disposer d'un décodeur PAL accouplé à un moniteur.



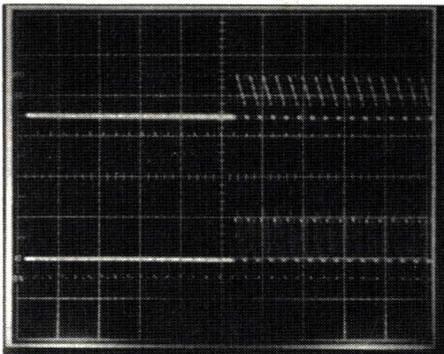
Trace du haut : signal luminance.
Trace du bas : vidéo composite 10 μ s/div. et 1 V/div.



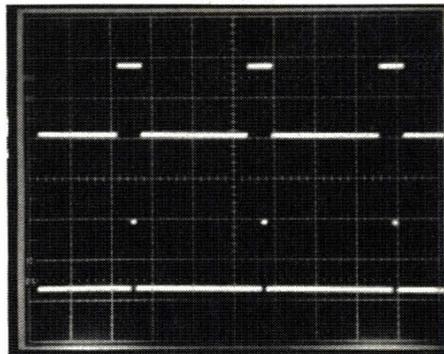
Vidéo composite mire 95 %
10 μ s/div. et 1 V/div.



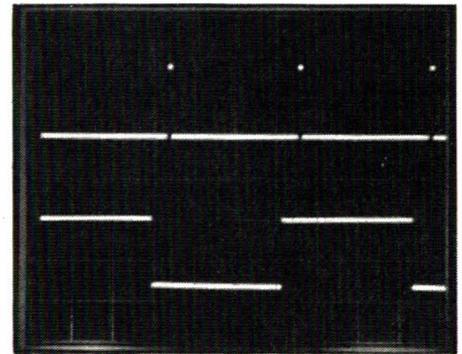
Vidéo composite mire 75 % inversée
10 μ s/div. et 1 V/div.



Synchronisation sur le top frame, mise en évidence
des 25 lignes supprimées



Haut : broche 18 chroma blanking.
Bas : broche 15 (20 μ s/div.).



Haut : broche 15 du TEA 1002.
Bas : broche 1 du 4013.
(même réglage que 5)

Quelques oscillogrammes rendant la mise au point plus aisée

REMARQUE : Il n'est pas forcément nécessaire d'utiliser un décodeur PAL et un moniteur, en effet, certains téléviseurs possèdent un circuit de décodage PAL/SECAM POUR LE SIGNAL VIDÉO. Attention il ne s'agit pas pour autant de téléviseurs multistandards car pour ces téléviseurs, s'ils sont commercialisés en France, ils ne peuvent détecter qu'une modulation vidéo positive. Cela revient à dire que si l'on injecte un signal UHF codé PAL il n'y aura aucun résultat mais si l'on injecte un signal vidéo composite codé PAL, le décodeur PAL/SECAM restituera le signal de chrominance. Bien sûr cet état de chose n'est pas un cadeau des constructeurs, mais plutôt une simplification et uniformisation des procédés de montage et d'assemblage.

Il est quasi évident qu'une carte PAL/SECAM adaptable à toute la gamme des téléviseurs d'un fabricant coûte moins cher qu'une carte PAL OU une carte SECAM à monter dans un téléviseur en fonction de sa destination finale.

Ceci ne veut pas dire non plus que tous les téléviseurs possèdent un décodage PAL/SECAM au niveau de l'entrée vidéo. Cette caractéristique est vraie pour tous les téléviseurs Philips ou Radiola fabriqué à partir

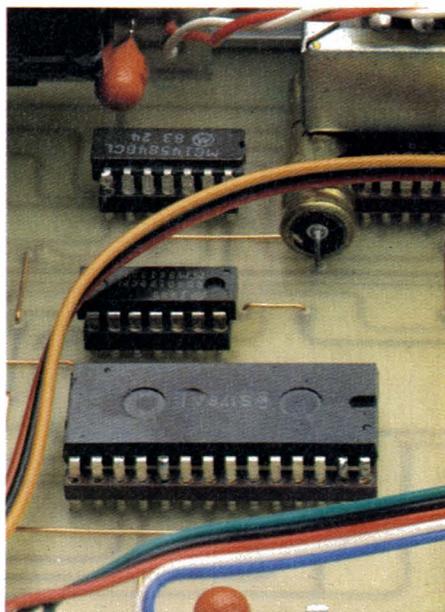
du châssis TVC 12. Ces appareils sont bien sûr assez récents. Cette caractéristique est aussi vérifiée pour certains téléviseurs de la gamme Bang et Olufsen. Le décodeur PAL/SECAM est bâti autour des circuits Motorola de la famille 3300.

Si votre téléviseur ne se classe pas parmi les deux types précédemment cités, il vous faudra vous procurer le schéma interne du téléviseur. En tout état de cause on ne risque rien à

essayer. En injectant un signal vidéo composite codé PAL sur l'entrée de la prise PÉRITEL le diagnostic est immédiat : si le téléviseur possède un décodeur PAL/SECAM, il restitue le signal chroma et la mire de barres de couleur, si le décodeur PAL est absent on observe une mire de barres de gris : seul le signal de luminance est pris en compte par le téléviseur.

Revenons maintenant au réglage de C₁₅ et TR. Nous supposons pour cela que vous avez opté pour l'une des deux solutions : téléviseur PAL/SECAM ou décodeur et moniteur.

Le codeur PAL étant correctement alimenté, téléviseur ou moniteur en service, on doit, si toutes les connexions sont correctes, observer immédiatement une mire. Si tel n'est pas le cas vérifier le câblage, les signaux aboutissant au TEA 1002 et les signaux de sortie luminance aux broches 6 et 7 chrominance à la broche 11 et signal vidéo composite à la broche 8. Il est fort peu probable que le codeur soit bien réglé, on a donc toutes les chances de visualiser une mire de barres de gris. On ajustera la fréquence de l'oscillateur, au moyen du condensateur ajustable C₁₅ pour amener celle-ci au voisinage de 8 867,238 kHz. Dès que l'on est suffisamment près de cette fré-



Réalisation

quence la mire de gris se transforme en mire couleur.

On ajuste ensuite TR pour avoir l'image la plus propre possible. Enfin, les réglages de R₁₀ et R₁₁ peuvent être repris - très légèrement. On remarquera l'influence de la position R₁₀ et largeur R₁₁ de l'enveloppe de la salve sur la saturation de la mire.

Vérifier finalement le bon fonctionnement de l'inverseur 95 % - 75 %. La mire est alors prête pour tous les tests que vous désirez ou peut recevoir un modulateur UHF.

Transformation de la mire 8 couleurs en mire 16 couleurs

Comme nous l'avons annoncé en début de cet article, ces modifications sont très simples. Pour cela il existe deux solutions différentes donnant deux résultats différents.

Les deux mires 16 couleurs facilement réalisables sont représentées à la figure 11 : signaux d'entrée R, V, B et INV et résultat sur l'écran. La première solution est très facile à mettre en œuvre puisqu'il faut simplement appliquer à l'entrée INV (broche 1 du TEA 1002) le signal d'entrée du diviseur MOS 4040. Aucun interface n'est nécessaire. Si on le désire on peut câbler cette solution et placer un interrupteur de mise en service 8/16 en face avant. Dans cette configuration on obtient une mire de

barres imbriquée 95 %, 75 %, 95 %, 75 %, ETC.

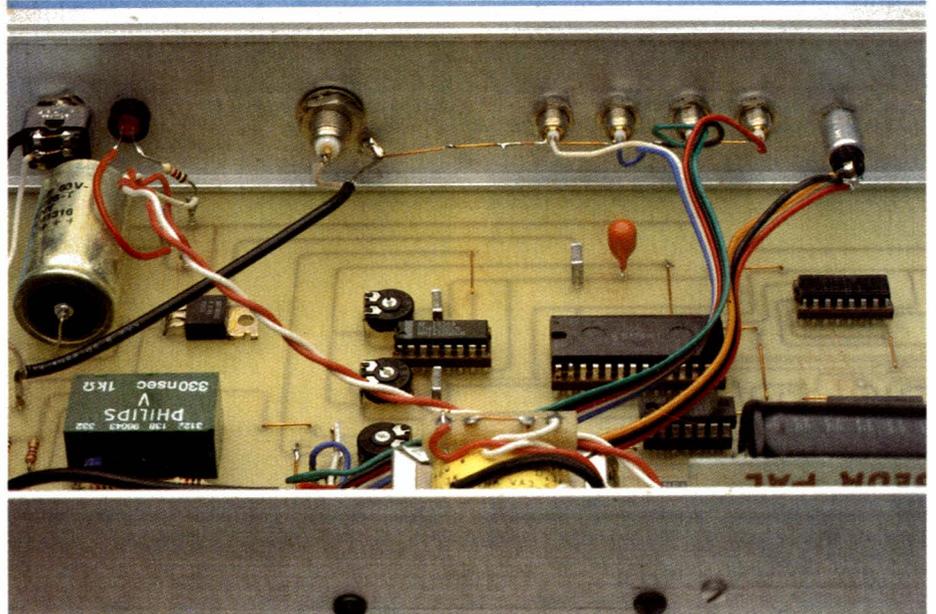
La deuxième configuration est moins pratique puisqu'il faut isoler les trois entrées R, V, B.

On a pour les entrées R, V, B, 5 de IC₃ relié à 7 de IC₂ pour R, 3 de IC₃ relié à 6 de IC₂ pour V et 11 de IC₃ relié à 9 de IC₂ pour B.

che à droite la mire à 75 % puis la mire à 95 %.

Conclusion

La mire décrite dans ces pages n'est pas un but mais seulement un



Les nouvelles connexions seront les suivantes :

5 de IC₃ relié à 9 de IC₂, pour R, 3 de IC₃ relié à 7 de IC₂, pour V, 11 de IC₃ relié à 10 de IC₂, pour B, entrée INV broche 1 du TEA 1002 à la sortie 6 de IC₂. La nouvelle mire de barres obtenue est représentée à la figure 11. Dans cette configuration les deux mires se sont plus intercalées mais se succèdent avec de gau-

outil de vérification, dépannage ou mise au point. Elle vous permettra de tester votre télévision - présence d'un décodeur PAL - où nous l'espérons, régler le décodeur multistandard qui paraîtra dans un prochain numéro. Rappelons que ce décodeur sera équipé d'un circuit RTC TDA 4550 ou TDA 4555, ces deux circuits ne différant que d'une permutation de 3 broches.

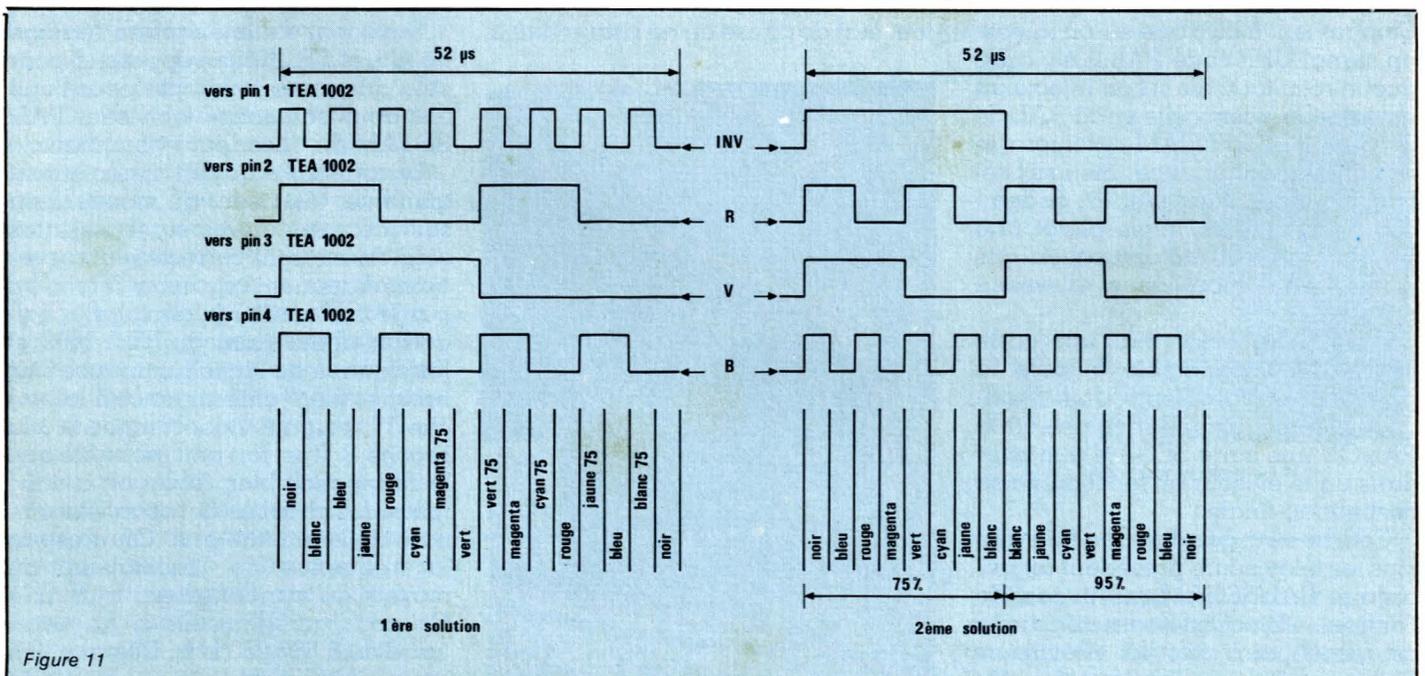


Figure 11

Et pour permettre les approvisionnements nécessaires signalons que l'on trouvera sur ces cartes de nombreux transformateurs TOKO :

D11N, A2, 3335, 3334 et une inévitable ligne à retard 64 μ s.

Cette mire pourra être utilisée pour tester le standard PAL ou le

NTSC 4,43 en bloquant la commande d'inversion de phase.

François de DIEULEVEULT.

Nomenclature

Circuits intégrés

IC₁: MC 14046
 IC₂: MC 14040
 IC₃: MC 14584
 IC₄: MC 14503
 IC₅: MC 14017 } ou CD, HBF, HEF...
 IC₆: MC 14071 } 4046, 4040...
 IC₇: MC 14013
 IC₈: MC 14584
 IC₉: MC 14017
 IC₁₀: S 178 B Siemens
 IC₁₁: MC 14528
 IC₁₂: TEA 1002 RTC
 IC₁₃: Régulateur 8,5 V

R₅: 10 M Ω
 R₆: 470 Ω
 R₇: 470 Ω
 R₈: 470 Ω
 R₉: 470 Ω
 R₁₀: 47 k Ω
 R₁₁: 47 k Ω
 R₁₂: 1 k Ω
 R₁₃: 1 k Ω
 R₁₄: 1 k Ω
 R₁₅: 10 k Ω ajustable
 R₁₆: 10 k Ω
 R₁₇: 1,2 k Ω
 R₁₈: 1 k Ω
 R₁₉: 10 k Ω
 R₂₀: 2,7 k Ω
 R₂₁: 1 k Ω
 R₂₂: 75 Ω

C₅: 22 pF céram.
 C₆: 1 nF MKH
 C₇: 1 nF MKH
 C₈: 470 μ F/16 V chimique
 C₉: 47 μ F/16 V tantale
 C₁₀: 0,1 μ F MKH
 C₁₁: 0,1 μ F MKH
 C₁₂: 1000 μ F/40 V
 C₁₃: 10 nF MKH
 C₁₄: 47 pF
 C₁₅: 47 pF ajustable
 C₁₆: 47 μ F/16 V
 C₁₇: 0,1 μ F MKH
 C₁₈: 0,1 μ F MKH
 C₁₉: 4,7 pF céramique

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁:
 R₂:
 R₃: 68 k Ω
 R₄: 330 Ω

Condensateurs

C₁: 220 pF
 C₂: 0,1 μ F MKH
 C₃: 47 μ F/16 V tantale
 C₄: 22 pF céram.

Divers

DL: ligne à retard : 330 ns
 Z_e = Z_s = 1 k Ω
 T: 2N 2369

XTAL₁: 10 MHz
 XTAL₂: 8,867238 MHz

Retour sur le codeur SECAM

Certains lecteurs ont éprouvé des difficultés à mettre au point le codeur SECAM du N° 437 et nous ont demandé des explications à juste titre. En effet il y a eu quelques erreurs dont quatre peuvent provoquer un non fonctionnement et les autres des difficultés de réglage.

Les quatre erreurs « capitales » sont les suivantes :

— Il manque un petit bout de piste sur le circuit imprimé entre L₄ et C₂₄, R₂₉, celui-ci ayant probablement disparu lors des opérations de photogravure.

— Sur l'implantation R₅₁ et R₅₂ sont inversées. Donc R₅₂ (470 Ω) vient à la place de R₅₁ (18 k Ω) sur l'implantation et vice versa.

— La valeur de R₃₄ est 2,2 k Ω et non 8,2 k Ω .

— T₄ est implanté à l'envers sur la figure 17.

Les améliorations :

• Utiliser des transistors de classe B ou C et non A (ce n'était pas précisé) car certains étages sont faiblement contre-réactionnés et ceux fonctionnant en commutation comme T₁₃ ne le sont pas du tout. On améliore ainsi les temps de montée et le produit gain-bande. Cela peut s'avérer nécessaire sur certaines maquettes.

• Prendre une valeur de 10 μ F (tantale) pour le découplage C₄₃.

• Suivant l'alimentation utilisée, il se peut qu'il soit nécessaire de découpler les points d'alimentation de IC₃ et IC₄ (avec encore des 10 μ F).

• Pour améliorer le signal de synchronisation, il est préférable d'abaisser la valeur de R₃₆ à 470 Ω , de même R₅₄ peut descendre à 22 Ω .

• Enfin utiliser des 33 pF pour C₃₀ et C₃₁ au lieu de 47 pF.

Voilà, nous espérons que cette mise au point permettra à certains lecteurs de se tirer d'affaire.

Premier Kit, Kit premier, Kit IMD

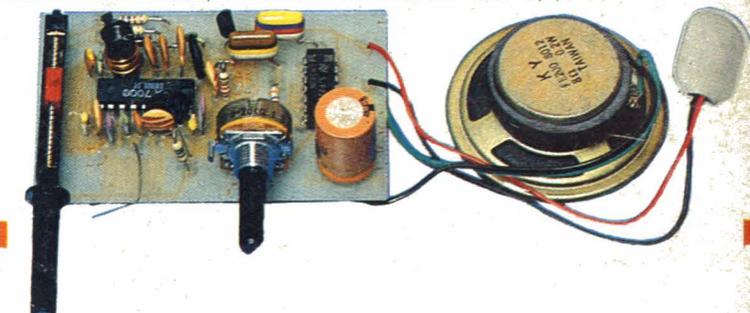


Une gamme de montages simples pour l'initiation par la pratique à l'électronique

Kits IMD disponibles en permanence

KN1 Antivol électronique	TTC	65,00 F	KN14 Correcteur de tonalité	52,00 F	KN45 Amplificateur d'antenne	32,00 F	KN54 Métronome sonore et lumineux livré avec diodes Leds et haut-parleur, alimentation 9 V, la pièce	86,00 F
KN2 Interphone à circuit intégré	83,00 F*	KN15 Temporisateur	95,00 F	KN46 Récepteur FM	75,00 F*	KN55 Truqueur de voix, effet canard, alimentation 12 V, la pièce	86,00 F	
KN3 Amplificateur téléph. à circ. int.	89,00 F*	KN16 Métronome	50,00 F	KN47 Chasse-moustique	74,00 F	KN62 Alimentation symétrique double réglable de + et - 6 V à + et - 15 V 1A livré sans transfo, la pièce	108,00 F	
KN3 bis	39,00 F	KN17 Oscillateur de morse	46,00 F	KN49 Chenillard 6 voies - programmable - allumage séquentiel	245,00 F	KN63 Antivol pour automobile, moto, appartement, alimentation 12 V, sortie sur relais, la pièce	118,00 F	
KN4 Détecteur de métaux	41,00 F	KN18 Instrument de musique	82,00 F*	KN50 Strobe. 10 joules efficaces	165,00 F			
KN5 Injecteur de signal	44,00 F	KN19 Sirène électronique	62,00 F	KN52 Piano lumineux (livré avec clavier manuel)	298,00 F			
KN6 Détecteur photo-électrique	95,00 F	KN20 Convertisseur 27 MHz	61,00 F	KN53 Modulateur de lumière 3 voies pour automobile fonctionne sur 9 Leds en sortie, alimentation 12 V continue, la pièce	108,00 F			
KN7 Clignoteur électronique	48,00 F	KN21 Clignoteur secteur réglable	80,00 F					
KN9 Convertisseur de fréq. AM/VHF	44,00 F	KN22 Modulateur 1 voie	66,00 F					
KN10 Convertisseur de fréq. FM/VHF	47,00 F	KN23 Horloge numérique	165,00 F					
KN11 Modulateur de lumière psyché	125,00 F	KN23 Option alarme	46,00 F					
KN11 bis	73,00 F	KN24 Indicateur de niveau crête à Leds	132,00 F					
KN12 Module amplificateur	75,00 F*	KN26 Carillon de porte 2 tons	73,00 F					
KN13 Préampli pour cellule magnétique	47,00 F	KN27 Indicateur de direction	64,00 F					
		KN28 Indicateur de verglas	74,00 F					
		KN30 Modulateur de lumière psychédélic. 3 canaux avec micro incorporé	139,00 F					
		KN32 Alimentation pour Kit IMD	96,00 F					
		KN33 Stroboscope semi-pro.	130,00 F					
		KN33 bis Réflecteur pour strob.	49,00 F					
		KN34 Chenillard 4 voies	132,00 F					
		KN35 Gradateur de lumière	50,00 F					
		KN36 Régul. de vitesse (puis. 1000 W)	94,00 F					
		KN40 Sirène 24 W réglable	117,00 F					

NOUVEAUTÉ : KN 64 Récepteur FM livré avec HP Ø 50 mm - 8 Ω - équipé du TDA 7000 145 F*



Le Kit **IMD** c'est simple!

Revendeurs demandés dans toute la France.