

RADIO PLANS

électronique Loisirs

ISSN en cours

10f

Le voici enfin !
notre pré-ampli

TURBO



RADIOCOMMANDE

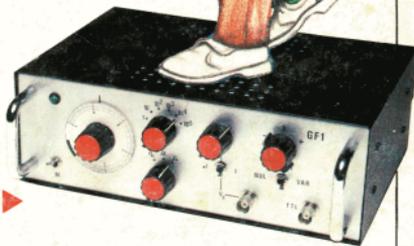
« Dossier spécial »

Sécurité
pour modèles réduits



Tête HF 41 MHz
(émission)

Le GF1
Générateur de Fonctions
0,5 Hz à 500 kHz



(AU CENTRE DE LA REVUE)
6 FICHES DETACHABLES
COMPOSANTS-SCHEMAS

414
mai
92

1992 - Italie: 3800 Lire - Dinar: 1150 - Espagne: 175 Pesetas - Canada: \$ 1,75 - Suisse: 81 FB - Belgique: 2438 - 414 - 10,00 F

T 2438 - 414 - 10,00 F

SOMMAIRE

N° 414
MAI 1982



REALISATIONS



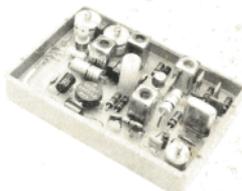
21 Sécurité pour modèles réduits

27 Préamplificateur Turbo

67 Générateur de fonctions

83 Tête HF 41 MHz (émission)

87 Télécommande infrarouge



Ce numéro comporte deux encarts numérotés :

- P. 59-60 L'INIECO
- P. 61-62 Fiches « Idées »
- P. 63-64 Fiches composants
- P. 65 Téléscit
- P. 66 Le Menteur

DOSSIER

45 La radiocommande

TECHNIQUE

95 Structure de la matière

61 Six fiches à détacher
• Fiches « Idées »
• Fiches « Composants »



DIVERS

3 Page circuits imprimés

56 Infos nouveautés

Ont participé à ce numéro :
J. Ceccaldi, D. Cholet, M. Crescas, P. Gueulle, D. Jacquopoulcs, M. Lequertier, J.P. Marvanne, M. Ramos, R. Rateau, J. Sabourin, D. Ycle.

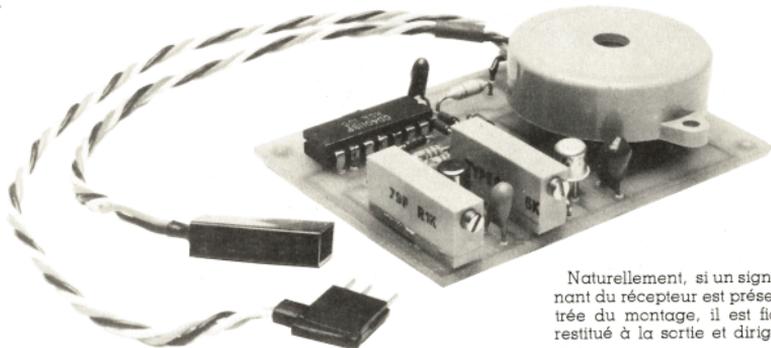
Sécurité pour modèles réduits



Pratiquant la voiture radio-commandée, l'auteur de ces lignes a souvent vu des modèles réduits percuter les bordures de trottoir ou foncer vers les spectateurs, obligeant ceux-ci à sauter pour éviter le bolide rendu fou par une perte de radio.

Le montage proposé permet d'éviter ce genre d'ennuis ; il surveille également la tension batterie, peut servir de testeur de servo, ou permettre de récupérer un avion perdu.

Le circuit s'intercale entre le récepteur et le servo sans modification de câblage de ceux-ci.



Naturellement, si un signal provenant du récepteur est présent à l'entrée du montage, il est fidèlement restitué à la sortie et dirigé vers le servo.

Principe

Le synoptique de principe est donné par la figure 1.

Dès que le circuit « détecteur de présence » détecte une disparition du signal du récepteur, le circuit « signal secours » génère des impulsions permettant de positionner le servo dans une position prédéterminée à l'aide d'un potentiomètre de réglage, et déclenche une alarme sonore.

— Dans le cas d'une voiture, nous jouerons sur le servo « accélérateur-frein », celui-ci prenant la position freinage maximum.

— Dans le cas d'un bateau, nous jouerons sur le servo de gouvernail, celui-ci se positionnera de façon à faire tourner le modèle en rond.

— Dans le cas d'un avion, nous jouerons sur le servo des gaz en le positionnant au ralenti.

Pour un planeur, le réglage est plus délicat mais on peut agir sur le servo de gouverne pour faire tourner le modèle en rond. Les spécialistes jugeront.

Un circuit « détecteur de tension » mesure en permanence la tension d'accus. Dès que celle-ci atteint un seuil (réglable), un buzzer retentit.

Cette fonction n'est pas couplée avec la génération signal secours car, arrivé au seuil critique de tension, le servo deviendrait instable. En effet, si la tension est légèrement inférieure au seuil, le servo se positionne en « secours ». Une fois arrêté, ne tirant plus de courant sur la batterie, celle-ci remonte au-dessus du seuil, le servo reprend sa place initiale, et ainsi de suite. Ceci a pour effet de rendre le modèle réduit un peu fou ce qui n'est pas le but du montage.

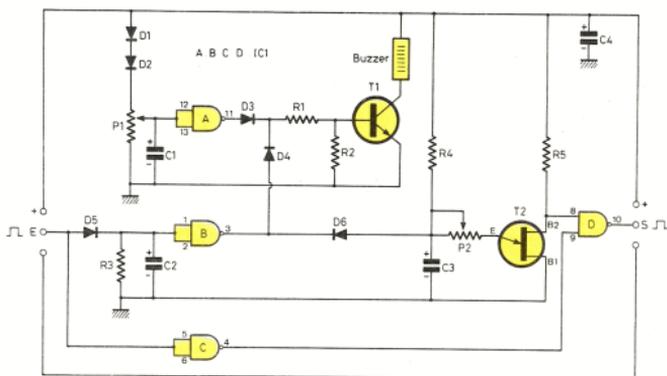
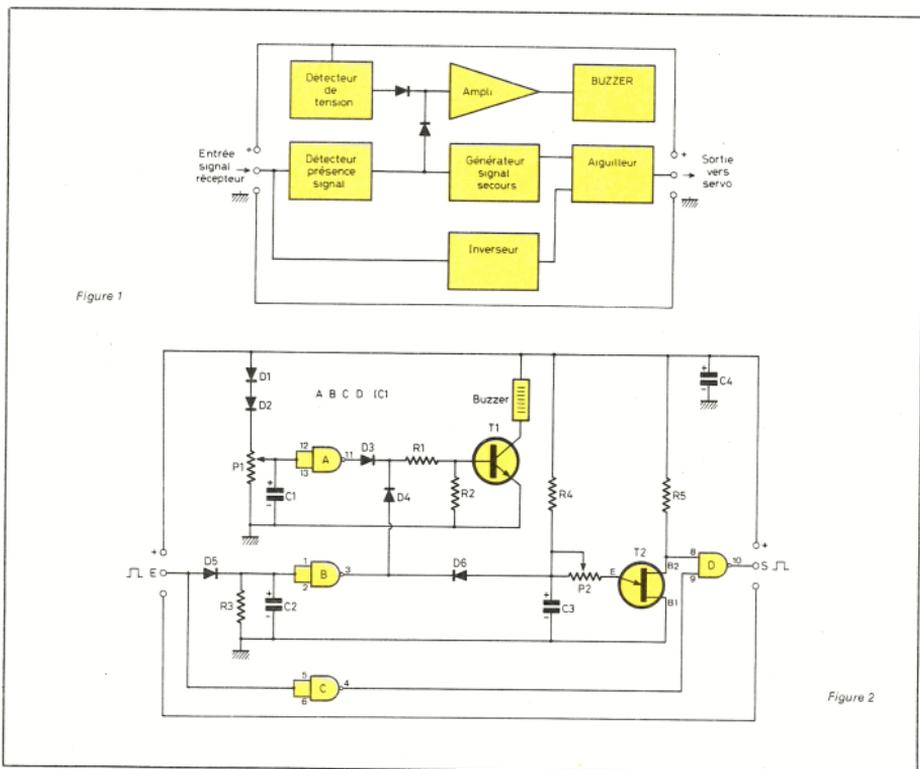
Le circuit réalise donc :

- une détection de tension entraînant, en cas de décharge des piles ou des accus, une alarme sonore,
- la détection de signal récepteur entraînant, en cas de panne, la position du servo en position secours, et l'alarme sonore.

Cette dernière détection permet beaucoup de fonctions :

- si après une évolution du modèle, le récepteur reste allumé et que l'émetteur est occupé, l'alarme se met





en marche. Ceci évitera bien des désagréments en cas de mise sous tension accidentelle lors du transport ;

— en cas de perte d'un avion dans un champ, il suffit de couper l'émetteur et de réperer la position de l'avion à l'oreille ;

— sur le terrain, émetteur éteint, récepteur allumé, si l'alarme ne se manifeste pas, c'est que la fréquence est déjà occupée ;

— pour tester un servo douteux, émetteur coupé, récepteur allumé, il suffit de brancher le servo déflectueux en sortie du montage et à l'aide du potentiomètre de réglage, vérifier son fonctionnement ;

— pour vérifier la portée d'un émetteur, il suffit d'allumer l'émetteur et le récepteur, de s'éloigner avec le modèle réduit, quand l'alarme retentit, la portée maximum est atteinte.

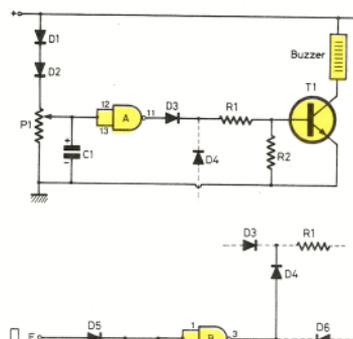
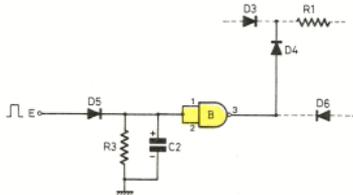


Figure 4



Analyse de fonctionnement

Le schéma de principe est représenté à la figure 2.

Circuit détecteur de tension

Le schéma est représenté à la figure 3.

Celui-ci se compose de D_1 , D_2 , D_3 , P_1 , C_1 et de la porte NAND A (1/4 de IC₁).

Les diodes D_1 , D_2 en série, représentent une référence de tension de 12 V (deux fois 0,6 V) par rapport au +.

A l'aide de P_1 , on prélève une partie de tension que l'on injecte simultanément aux pattes 12 et 13 de IC₁ (porte A). Le condensateur C_1 découplait ces entrées.

Lorsque à l'aide de P_1 , on fait varier la tension aux entrées 12 et 13, on atteint le seuil de basculement de la NAND A. Si l'on se règle juste au seuil, en faisant varier la tension d'alimentation du module IC₁, on obtient un basculement de la sortie (porte A). Lorsque celle-ci est à 1, on vient attaquer à travers D_3 et le pont de résistances R_1 , R_2 la base de T_1 qui se sature, entraînant le retentissement du buzzer.

Le choix de deux diodes séries D_1 , D_2 par rapport à une diode Zener, permet d'avoir une référence de tension avec une consommation de courant négligeable. En effet, pour qu'une diode Zener fonctionne en source de tension, il lui faut un courant de l'ordre de quelques mA. Le circuit tel qu'il est réalisé, ne consomme que 2,5 mA en fonctionnement normal et 10 mA quand le buzzer sonne. Avec une Zener, on consommerait 4 fois plus de courant en fonctionnement normal et deux fois plus en alarme.

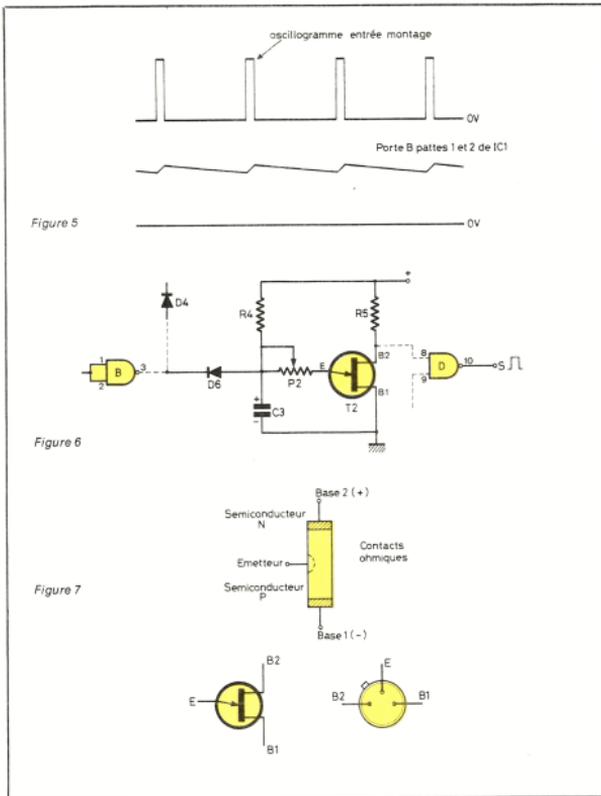
Circuit détecteur de présence signal

Le schéma est représenté à la figure 4.

Celui-ci se compose de D_4 , D_5 , R_3 , C_2 et de la porte NAND B (1/4 de IC₁).

Lorsque les impulsions sont présentes à l'entrée du module, elles sont dirigées par D_5 , vers l'intégrateur R_3 C_2 et aux entrées 5 et 6 de IC₁ (porte B).

À chaque impulsion C_2 est chargé directement et se décharge dans R_3 chaque fois que l'impulsion disparaît. Tant qu'il y a un train d'impul-



sions à l'entrée du circuit, C_2 reste chargé à une valeur moyenne supérieure au seuil de basculement de la porte B (voir oscillogramme de la figure 5). Si le train d'impulsion disparaît, le condensateur C_2 se décharge complètement dans R_3 , le seuil de basculement est atteint, la sortie 3 de IC₁ passe à 1. A travers D_4 et le pont R_1 , R_2 , la tension atteint la base de T_1 qui se sature, entraînant le retentissement du buzzer.

Les diodes D_3 , D_4 se comportent donc comme un « cu » logique. En effet, si la sortie 11 de IC₁ (porte A) « cu » 4 de IC₁ (porte B) « cu » les deux passent à « 1 » le transistor T_1 se sature, le buzzer retentit. Dans le cas où les deux sorties sont à 0, le transistor T_1 est bloqué, sa base se trouvant au potentiel de la masse par R_2 .

Génération signal de secours

Le schéma est représenté à la figure 6.

Pour positionner un servo, il faut lui envoyer une impulsion positive de largeur variant de 1 mS à 2 mS, toutes les 20 mS environ.

Nous générons de telles impulsions à l'aide d'un transistor unijonction dont nous allons rappeler succinctement le fonctionnement.

Comme son nom l'indique, celui-ci ne possède qu'une seule jonction. La figure 7 représente sa structure interne, sa représentation schématique, ainsi que son brochage. Aux deux extrémités d'un barreau semi-conducteur de type N, on installe des contacts ohmiques. Ces extrémités constituent les bases B_1 et B_2 . Vers le milieu du barreau, on trouve une

zone de semi-conducteur P créée par diffusion, constituant l'émetteur de l'unijonction.

Si l'on n'applique aucune tension, sur l'émetteur, le barreau de silicium N étant homogène, les tensions se répartissent régulièrement de la base B₂ à la base B₁ au niveau de l'émetteur, le potentiel est donc

$$V = \frac{l_1}{l} V_{B_1 B_2}$$

le rapport l_1/l étant appelé rapport intrinsèque de l'UJT et représenté par le symbole η (éta).

Si l'on applique une tension variable partant de zéro, tant que la tension entre B₁ et l'émetteur est inférieure à $\eta V_{B_1 B_2}$, la jonction d'émetteur reste bloquée.

Si V_E dépasse $\eta V_{B_1 B_2}$, la jonction devient conductrice.

Cette tension est appelée tension de Pic (figure 8).

Par un phénomène d'avalanche, le courant prend des intensités très grandes. Si on diminue la tension d'émetteur, le courant reste important tant que la tension V_E reste supérieure à la tension dite de vallée, la jonction se bloque et le courant redevient négligeable. Si l'on branche un condensateur entre émetteur et masse et qu'on le charge à travers une résistance, lorsque la tension atteint la tension de pic, le condensateur se décharge instantanément jusqu'à la tension de vallée. L'UJT se bloque la charge de C recommence et ainsi de suite.

Nous trouvons donc aux bornes du condensateur, une tension en dent de scie et sur les bases une impulsion positive pour B₁ et négative pour B₂.

Le potentiomètre P₂ permettant de limiter le courant de décharge de C₃, nous obtenons sur B₂ une impulsion plus ou moins large fonction de la valeur de P₂ à une fréquence déterminée par la valeur de R₄ et C₃, cette fréquence n'étant pas critique tout en restant dans une limite raisonnable.

Rôle de D₆

Dans le cas d'une présence d'impulsions à l'entrée du montage, nous avons vu que la sortie 3 de IC₁ (porte B) est à zéro. Ceci a pour effet de porter C₃ à la masse à travers D₆, empêchant ainsi celui-ci de se charger. Si les impulsions à l'entrée du montage disparaissent, C₃ peut se charger, T₂ oscille, la diode D₆ bloque la tension provenant de 3 de IC₁.

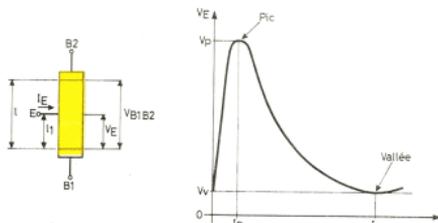


Figure 8

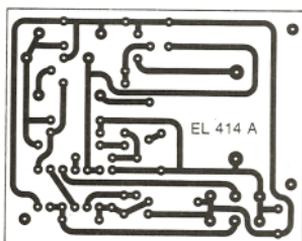


Figure 9

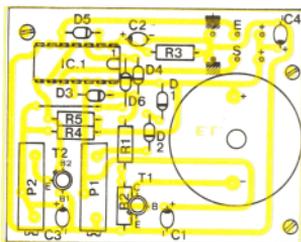


Figure 10

Circuit aiguilleur circuit inverseur

Les circuits se composent respectivement des portes D et C. N'ayant pas d'impulsion sur l'entrée du montage, nous avons donc 0 volts sur les pattes 5 et 6 de IC₁ (porte C). En sortie 4 nous avons donc une tension positive peu différente de la tension d'alimentation du montage.

Cette tension se présente sur l'entrée 9 de IC₁ (porte D), T₂ oscillant, les impulsions de la base B₂ se retrouvent en sortie 10 de IC₁ (porte D), inversées et mises en forme par la porte D. Nous trouvons donc en sortie, des impulsions de secours, de largeur variable, réglables par P₂, permettant de positionner le servc dans la configuration désirée. Si nous rétablissons les impulsions à

l'entrée du montage, T₂ cesse d'osciller, nous avons un « + » sur la patte 8 de IC₁ (porte D). L'impulsion d'entrée se trouve inversée par la porte C ; nous la retrouvons sur la patte 9 de IC₁ (porte D) qui inverse à nouveau. Nous retrouvons sur la sortie l'impulsion d'entrée, celle-ci étant inversée deux fois.

Le condensateur C₄ a pour but de découpler l'alimentation au niveau du montage, celle-ci étant fournie par le récepteur.

Réalisation

Le montage devant être incorporé dans un modèle réduit, nous avons essayé de réaliser un circuit de petites dimensions en restant toutefois dans le domaine du réalisable par les procédés classiques pour l'amat-

Emetteur	Entrée montage	ALIM	Détection tension		Détection présence		Inverseur		Ampli	Générateur secours		BUZZER	Aiguilleur		Sortie montage
			Porte A		Porte B		Porte C			T1	T2		Porte D		
			11	1et2	3	5et6	4	8					9		
Allumé		>4,5V	0	1	0			bloqué	bloqué	muet	1			Recopie entrée	
Coupé		>4,5V	0	0	1		1	saturé	oscille	sonne		1		Secours	
Allumé		<4,5V	1	1	0			saturé	bloqué	sonne	1			Recopie entrée	
Coupé		<4,5V	1	0	1		1	saturé	oscille	sonne		1		Secours	

état 0 = état 1 = tension alimentation

Figure 11

Circuit imprimé

Le tracé du circuit imprimé représenté à la figure 9 est proposé à l'échelle 1.

Chacun adoptera sa méthode habituelle pour le réaliser, toutefois, ne pas oublier de désoxyder les pistes cuivrées avant de commencer le câblage, le mieux serait de les étamer.

Câblage du module

Le plan de câblage fait l'objet de la figure 10.

Chaque élément est repéré par un symbole R, C, D, etc. que l'on retrouve en fin d'article dans la nomenclature des composants.

Commencer par souder les résistances, les diodes « SA UF D4 » (voir réglage), ensuite les condensateurs, le circuit intégré ainsi que les transistors et les potentiomètres.

Souder le buzzer en respectant ses polarités. Ne pas le plaquer à fond sur le circuit afin qu'il soit plus haut que les composants.

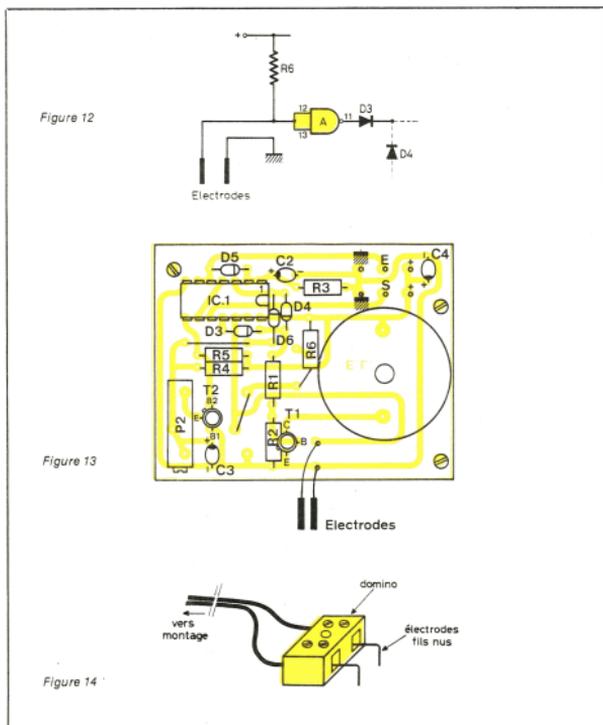
Réglages

Après vérification du câblage, (sens des diodes, 4011, transistors), D4 n'étant pas câblée, alimenter le montage aux entrées + et masse à l'aide d'une pile 4,5 V neuve en respectant les polarités.

Réglage du détecteur de tension

La diode D4 n'étant pas câblée, seul le détecteur de tension peut déclencher le buzzer.

La position de P1 étant quelconque, à la mise sous tension le buzzer peut sonner ou pas.



En jouant sur P1, rechercher le seuil de déclenchement ou d'arrêt du buzzer, régler juste au seuil pour couper le son. Le détecteur de tension est donc réglé ; dès que la tension de l'alimentation du récepteur descendra en-dessous de 4,5 V l'alarme se déclenche.

Cette tension peut paraître faible mais à l'usage, lors du déplacement

des servos, nous avons constaté que la tension chute quelque peu. Si la tension de seuil était réglée plus haute, le buzzer retentirait par petits coups à chaque déplacement des servos. Par contre, avec un réglage à 4,5 V si le buzzer retentit, c'est que les accus du récepteur donnent des signes de faiblesse et il faut donc les recharger. Les réglages sont identi-

ques quelque soit le mode d'alimentation du récepteur piles ou accus.

Le circuit détecteur de tension étant réglé, débrancher la pile, désolder les fils d'alimentation, souder D4 en respectant son sens.

Réglage position de secours

A fin de pouvoir connecter le montage, au récepteur côté entrée, au servo côté sortie, il faudra se procurer un cordon prolongateur de servo correspondant à la marque du récepteur.

Ce cordon se trouve facilement chez tous les revendeurs de modèles réduits. Sectionner le cordon en son milieu, dénuder les fils.

Câblage des prises

— Prise de sortie côté servo

Prendre la prise « femelle », la raccorder au circuit en respectant les couleurs de fils.

- fil rouge ou orange au + circuit
- fil blanc ou gris au S (seurtie signal)
- fil bleu ou noir à la masse circuit.

— Prise d'entrée côté récepteur

Prendre la prise « mâle », la raccorder au circuit en respectant les couleurs de fils.

- Même couleur pour les alimentations
- fil blanc ou gris au S (entrée signal).

Essais

Sur le modèle réduit, débrancher le servo désiré, brancher à sa place

sur le récepteur le montage, raccorder celui-ci au servo.

Mettre l'émetteur sous tension, puis le récepteur ; vérifier que le servo fonctionne de façon identique, comme avant la mise en service du montage. Couper l'émetteur, le buzzer doit retentir et le servo partir en butée d'un côté ou de l'autre.

A l'aide de P2, positionner le servo dans la position désirée, le réglage est terminé.

En remettant en route l'émetteur, le servo reprend sa position initiale et le buzzer devient muet.

A fin de permettre une bonne compréhension du montage, et pour aider en cas de mauvais fonctionnement, la figure 11 résume toutes les fonctions et les points de mesure éventuels.

Variante éventuelle pour les modélistes - bateaux

Par une simple modification du câblage, on peut ne plus surveiller la tension d'alimentation du récepteur mais l'apparition d'eau dans le fond de la coque.

Principe

Le schéma devient celui de la figure 12.

Seule la partie au niveau détecteur de tension change. Deux élec-

trodes sont placées dans le fond de la coque. Les pattes 12 et 13 de IC1 (porte A) sont reliées au + de l'alimentation par R6 de forte valeur.

La sortie 11 de IC1 (porte A) se trouve donc à zéro et le buzzer est muet.

Lorsque de l'eau réunit les électrodes, les entrées 12 et 13 se trouvent tirées pratiquement à la masse ; la sortie 11 passe à 1 et le buzzer retentit donnant l'alarme.

Câblage de cette version

Ne pas câbler D1, D2, P1, C1.

Câbler R6 comme représenté sur la figure 13 ainsi que les électrodes à l'emplacement de C1 sans oublier le nouveau strap.

La figure 14 montre un exemple de fabrication d'électrodes. Chacun fixera les électrodes en fonction de la place disponible dans la maquette.

Essais

Mettre l'émetteur sous tension puis le récepteur, en plaçant le bout des électrodes dans un verre d'eau, le buzzer doit retentir.

Nous espérons que ce montage satisfiera les modélistes et assurera la sécurité de leur modèle ainsi que de leur entourage.

D. YOLE



Nomenclature

Résistances

- R1 : 1 k Ω 5 % 1/4 W
- R2 : 4,7 k Ω 5 % 1/4 W
- R3 : 750 k Ω 5 % 1/4 W
- R4 : 22 k Ω 5 % 1/4 W
- R5 : 22 k Ω 5 % 1/4 W
- R6 : 750 k Ω 5 % 1/4 W
- P1 : 5 k Ω 10 tours
- P2 : 1 k Ω 10 tours

Condensateurs

- C1 : 22 μ F 16 V
- C2 : 1 μ F 25 V
- C3 : 2,2 μ F 25 V
- C4 : 22 μ F 16 V

* (voir texte)

Semiconducteurs

- D1 : 1N 914 ou 1N 4148
- D2 : 1N 914 ou 1N 4148
- D3 : 1N 914 ou 1N 4148
- D4 : 1N 914 ou 1N 4148
- D5 : 1N 914 ou 1N 4148
- D6 : 1N 914 ou 1N 4148

Transistors

- T1 : 2N 2222 A
- T2 : 2N 2646

Circuits intégrés

- IC1 : CD 4011

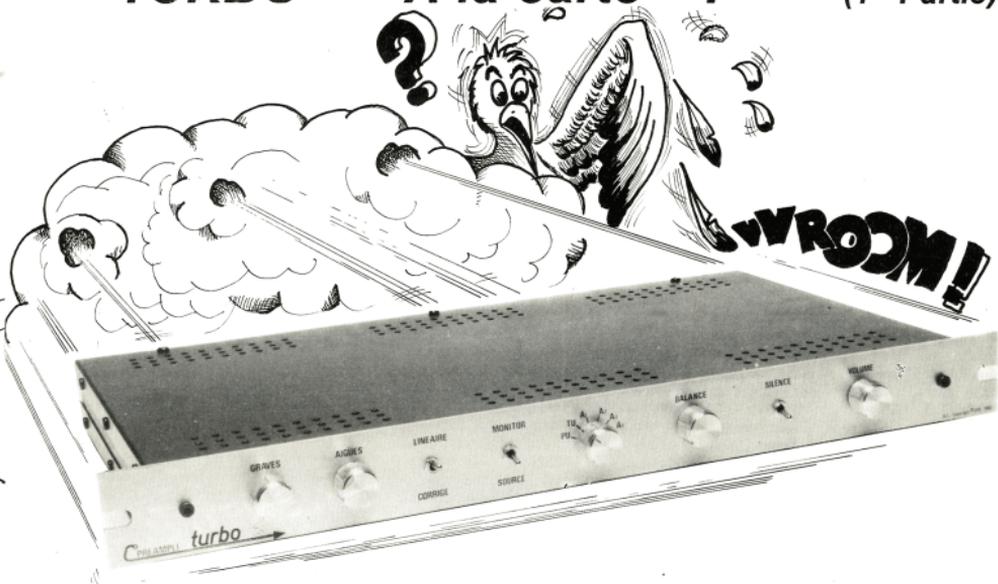
Divers

Buzzer type SM 2 1,5 V à 28 V (Sonic-tron)

Cordon avec prise (fonction de la marque du récepteur : voir texte).

Prendrez-vous un préamplificateur « TURBO » « A la carte » ?

Temps   
 Difficulté   
 Dépense    

(1^{er} Partie)

Les circuits d'entrée et l'alimentation générale

Pour avoir attendu cette réalisation qui complète un amplificateur Hi-Fi de grande musicalité (Turbo 25, 50, 75 ou 100 watts), les lecteurs tiennent leur revanche avec ce préamplificateur Modulaire.

Chacun y verra sa patience récompensée par l'attrait d'une formule « à la carte » qui nous a semblé la meilleure solution. En effet, il n'y a pas deux chaînes Hi-Fi identiques et c'est la première difficulté pour l'auteur. La seconde est d'étudier une électronique qui concilie hautes performances et simplicité de réalisation.

La troisième qui n'est pas des moindres concerne le choix des composants qui est ici des plus délicats. Si les circuits intégrés ont été adoptés, ce n'est pas au mépris des transistors, mais parce qu'ils ont le niveau Hi-Fi et sont stéréophoniques. Vos deux canaux seront bien plus facilement appariés.

Cet appareil introduit enfin une nouveauté de poids, le TDA 2310 de SGS qui surprendra son monde à l'écoute. La légende veut que nous l'ayons rapporté d'Italie... à pied. Ceci explique le délai à la parution.

1) Circuits intégrés stéréophoniques : le choix des armes

Deux familles de produits s'affrontent : deux philosophies

● La première évoquée est celle qui va du μ A 739 au TDA 2310. Quatre circuits intégrés cublés ou inconnus qui ont toujours eu la faveur des concepteurs mélomanes. Ces boîtiers se complètent extérieurement d'une compensation en fréquence par canal pour optimiser le fonctionnement.

S'ils varient légèrement sur ce point d'un fabricant à l'autre, ils restent pourtant totalement compatibles en brochage et fonction dans les modules que nous avons réalisés pour vous. Ce sont des préamplis « 14 pin » et ils aiment la classe AB, la classe A, et ressemblent furieusement aux meilleurs montages transistorisés (ou inversement) que l'on connaît en Hi-Fi de prestige.

● L'autre famille dont il sera question est celle des meilleurs amplificateurs opérationnels du moment. Ceux-ci sont Bifet ou Quadrafet, parfois Bimcos, ou simplement Bipolaires. Les récents produits C-MOS ou MAX C-MOS ont été écartés par la Hi-Fi. Est-ce le poids des MOS ou le choc des électrons ? En tout cas, ils sont rares et un peu bruyants à notre connaissance...

Pour ceux qui restent, nous savons que leur disponibilité sans problèmes vous intéresse. Au-delà, il faut bien reconnaître qu'avec les amplis-op à entrées J-FET, et à force d'en fabriquer nous accédons aujourd'hui aux performances requises en Hi-Fi.

Parvenir à prix honnête de telles qualités en bruit de fond, slew-rate et distorsion harmonique valait bien une étude : ce fut le « Turbo Minimum » il y a quelques mois. Aujourd'hui, ces amplis-op en « 8 pin » (parfois 14 pin pour l'offset) ignorent encore la classe A, pour travailler en classe B ou mieux en classe AB.

Comment voter pour le meilleur parti stéréophonique ?

Nous vous faciliterons le choix par deux mesures à court terme : la présentation des nouveaux candidats, et la double proposition de circuit

imprimé pour les fonctions à réaliser. Si d'aventure votre revendeur tenait en stock la plupart de ces circuits intégrés, vous sauriez faire le bon choix. Et d'autant plus sûrement que tout fonctionne fort bien !

Le meilleur circuit intégré est en fait celui que vous trouvez quand une seule référence est disponible. L'oreille s'habitue de toute façon à une musicalité « maison » qui en cas de défaut, provient rarement du circuit intégré. Une électronique qui paraît bonne en laboratoire semble parfois se dégrader dans la salle de séjour :

— votre paire d'enceintes a-t-elle un son généreux de « tonneau » ? Voyez les hauts parleurs de basses qui traitent à n'en plus finir...

— le son est-il « pincé » voire nasillard ? Changez ce tweeter ou ce médium qui est décentré par excès de puissance. Ou bien nettoyez votre diamant qui disparaît dans un véritable « mouton » de poussière.

En résumé, ne cherchez pas l'impossible, nous l'avons fait pour vous sans aucun succès avec des circuits introuvables. Prenez plutôt un peu de temps pour lire ce qui suit (que vous serez seul à savoir chez vous en écoutant votre chaîne) ; les polémiques épuisent inutilement les audiophiles. Et une excellente chaîne Hi-Fi est celle qui vous fait plaisir, quelle qu'elle soit...

Le μ A 739 de Fairchild, pionnier des circuits stéréophoniques

Pour mieux le comprendre, il faut savoir qu'il est né il y a environ

15 ans en Californie pour intégrer sur une même puce ce qui n'y était pas jusqu'alors. Le μ A 741 est apparu ensuite chez le même fabricant.

Le μ A 739 est réalisé par le procédé Planar épitaxial inventé par Fairchild. Son schéma interne est donné en figure 1. On pourrait presque le replier verticalement en son centre. Cachez la moitié gauche avec une feuille de papier : ce qui reste ne vous rappelle-t-il pas le schéma de tout préampli transistorisé de haut de gamme ?

Oubliez les diodes qui permettent une polarisation et des performances assez indépendantes des tensions d'alimentation. Négligez aussi les transistors Q25 et Q26 qui sont générateurs de courants eux aussi équilibrés en température. Que reste-t-il désormais ?

Deux amplificateurs différentiels en cascade et un émetteur commun (Q27) pour la sortie basse impédance. La grande identité des paires LTP Q21 et Q22, puis Q24 et Q25, est presque impossible à réaliser en composants discrets même avec un tri rigoureux et il reste la température...

Si le signal entre par la pin 8 (entrée inverseuse), il traverse successivement trois transistors (Q21, Q25 et Q27) avant de sortir du μ A 739. S'il rentre en pin 9 (entrée non inverseuse), il en est de même, car l'effet de miroir propre à une paire différentielle, égale à la phase près Q24 et Q25.

Le faible nombre de transistors traversés, la large bande d'une paire différentielle et l'étage final à courant élevé (classe A), sont de bons signes pour ce μ A 739. Rien

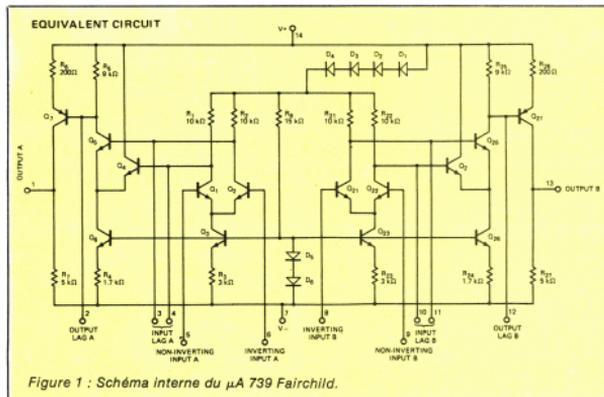


Figure 1 : Schéma interne du μ A 739 Fairchild.

d'étonnant à son succès qui se poursuit dans l'industrie (bien au-delà de la Hi-Fi).

Dans un montage à gain unitaire, le μ A 739 présente encore une vitesse de croissance de la tension de sortie de $1 \text{ V}/\mu$ seconde (deux fois mieux que le μ A 741). Dans les préamplificateurs ayant cette structure, la compensation en fréquence extérieure doit être impérativement ajustée pour chaque cas d'utilisation avec une résistance et un condensateur en série insérés entre ces broches de compensation.

À ce prix, la stabilité est assurée pour un slew-rate plus adapté qu'il faut, et on note qu'il croît avec le gain dans cette famille. Les amplis-couplés bipolaires ou J-FET fonctionnent en classe B, avec un autre schéma, et ont un slew-rate presque invariable mais souvent très élevé.

Si la distorsion harmonique totale (THD) est toujours faible dans les circuits intégrés décrits, elle s'accroît d'une faible distorsion d'in-

termodulation transitoire (DIT) pour la famille μ A 739 à TDA 2310. Ceci par compensation inter-étages et donc impossibilité pour ces intégrés de « pédaler plus vite que la musique ».

Signalons enfin que le μ A 739 est encapsulé en boîtier plastique 14 pin qui est normalement tiède en service. Ceci du fait des courants de repos plus élevés, principalement sur le transistor final (classe A), de chaque voie. Cette remarque vaut évidemment pour les autres circuits intégrés de la famille dont on voit venir la ressemblance.

La réponse de Motorola, le MC 1303 L

Ce circuit est probablement « obsolète » aujourd'hui, mais on en trouve encore beaucoup en magasin. Une seconde source était le National Semiconductor LM 1303 N. Le schéma de principe donné en figure 2 montre que la philosophie

demeure avec deux LTP en cascade (Long Tailed Pair = Ampli différentiel).

Masquez cette fois-ci la moitié inférieure du schéma avec votre cache en papier. Si les trois premiers étages sont inchangés avec leurs compensations en fréquence, également entre 1^{er} et 2^e étage (la plus employée) puis entre 2^e et 3^e étage (Output Lag), la puissance leur manque tels quels.

Elle est donc obtenue par un pseudo-Darlington associant un driver PNP et un final NPN chargé dans son collecteur par $4 \text{ k}\Omega$. C'est un montage « compound » que tous les Hi-Fistes avertis connaissent en amplificateurs de « type RCA » depuis 15 ans environ.

Le traitement du silicium monolithique en mode épitaxial passivé n'a peut-être pas permis d'éliminer ces deux transistors de sortie supplémentaires. Peut-être même les a-t-il imposés, la technologie a ses secrets... En Arizona comme partout !

En revanche, la compensation entre les pins 10 et 11 (compensation « d'entrée ») est plus simple et un seul condensateur assure la stabilité du préampli MC 1303 (par voie bien entendu). Si ce circuit intégré est employé dans nos montages, une mise au point différente s'imposera avec des valeurs de 680 pF à 820 pF en Phono Magnétique RIAA, et de $1,5 \text{ nF}$ à $3,3 \text{ nF}$ en Adaptateur d'Impédance.

Les paramètres de vitesse, bruit, gain, etc. restent quasiment inchangés, le mode de compensation en fréquence du MC 1303 est son seul aspect marginal dans la famille que nous décrivons actuellement. On retrouve un étage final en classe A, une structure à faible distorsions THD et DIT (avec limitation extrême pour cette dernière).

Nous n'avons pas su juger la différence à l'écoute entre le MC 1303 (ou LM 1303) et les produits concurrents μ A 739, TBA 231, TDA 2310 : tous sont réellement musicaux.

L'équivalent Européen de l'époque : le TBA 231A de SGS

Ce produit est toujours en vente à la SGS (1^{re} source) alors que Thomson qui en fut la seconde source n'en vend plus actuellement. Il en reste beaucoup dans les magasins et ce produit demeure un classique.

Son schéma donné en figure 3

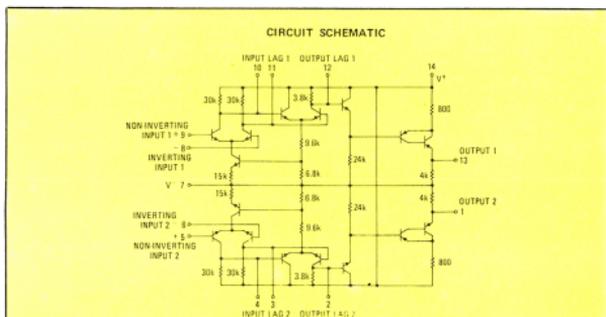


Figure 2 : Schéma interne du MC 1303 L MOTOROLA (ou LM 1303 National).

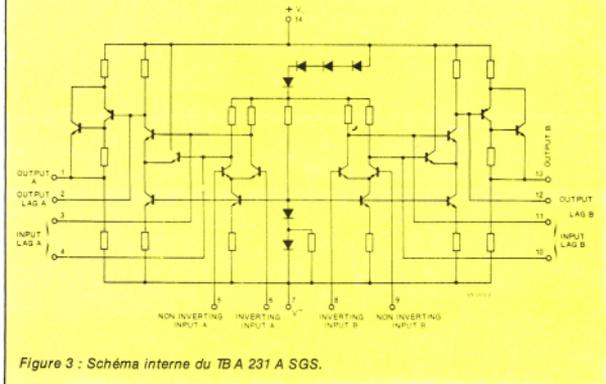


Figure 3 : Schéma interne du TBA 231 A SGS.

montre une « étonnante ressemblance » avec le μ A 739.

La première variante est une légère modification du point de repos des générateurs de courant. La polarisation des deux paires différentielles se trouve à peine modifiée. La seconde variante concerne l'étage final qui est un autre montage « compound » avec polarisation élevée sur le NPN final (collecteur commun).

Ce circuit intégré, nous le supprimons, est réalisé dans une technologie assez proche (sincin dérivée) du Planar Fairchild, qui est bien réputé sur le plan de la distorsion harmonique, comme la sortie en classe A basse impédance (5 k Ω typiquement).

Nous regrettons un peu la discrétion légendaire de la SGS sur ses produits dont l'intérieur reste souvent un mystère. L'équivalence éventuelle avec des références concurrentes est également absente des notices de la firme. L'auteur vous assure en conséquence de la parfaite interchangeabilité de ce TDA 2310 avec ses frères.

Sur le plan musical, ce préamplificateur stéréophonique termine une époque où un scepticisme injustifié envers les circuits intégrés n'a pas empêché les Japonais de développer un type concurrent « très proche » de ce que nous venons de décrire.

Avec l'arrivée d'une électronique différente pour l'audio des années à venir, il a fallu créer à nouveau et le produit vedette qui suit est certainement le mieux placé. Mais encore une fois la différence est hors de portée d'une creille ordinaire. Ne croyez pas que l'ancêtre μ A 739 (et ses jumeaux) ait vieilli tant que cela...

L'Europe en flèche avec le TDA 2310 de SGS

En mars dernier, nous avons pu admirer au festival du son, de nouveaux maillons pour chaîne Hi-Fi. L'électronique digitale y a fait une entrée remarquée avec particulièrement le lecteur de disques vidéo (VHD) et Audio (AHD) de JVC. Les caractéristiques de bande passante et de dynamique (+ de 90 dB) du disque numérique risquent fort de poser un problème insoluble aux amplis-préamplis ordinaires.

Sans parler des enceintes acoustiques qui sont fort peu nombreuses à pouvoir accepter une situation aussi... explosive, il faut nous situer face au numérique.

L'ensemble « Turbo » que vous réalisez à prévu de longue date ces équipements vedettes du dernier Festival du Son et de l'Image Vidéo. Dans le cas de l'AHD de JVC, le lecteur VHD reçoit indifféremment les disques Vidéo et Audio, puis un décodeur PCM pour l'Audio s'intercale entre l'appareil et votre préamplificateur.

Avec le nouveau circuit TDA 2310 de la SGS, il semble bien que nous tenions un composant adapté. Vu de loin, ce boîtier est un super TBA 231 A (cu μ A 739). La figure 4 qui le résume est hélas quelque peu succincte et le secret semble total sur la technologie et le détail des deux derniers étages. Ce n'est peut-être que prévisoire.

Le brochage commun à nos quatre circuits intégrés est donné en figure 5. Ils sont tous en boîtier plastique Dual in Line 14 pin. Le TDA 2310 est caractérisé par une gamme étendue de tensions admissibles tant en mode commun qu'en mode différentiel. Par suite, la plage de dyna-

mique est étendue et c'est un premier point intéressant.

Les caractéristiques du TDA 2310 mettent l'accent sur d'autres possibilités fondamentales que voici résumées :

- très faible distorsion harmonique (THD)
- large bande en boucle ouverte. Ceci permet de fonctionner en boucle fermée avec des taux de contre-réaction assez faibles, ce qui limite la DIT et améliore donc la musicalité.
- très faible bruit de fond et absence de composante « popcorn » que l'on trouve dans la plupart des amplificateurs opérationnels décrits plus loin.
- Slow-rate élevé qui va de 1 V/ μ s en gain unitaire (0 dB), à 14 V/ μ s en gain 30 dB, et surtout 50 V/ μ s pour un gain de 50 dB.

A titre de comparaison, les amplis-cp J-FET que nous décrivons ont un slow-rate constant de 13 V/ μ s, les préamplis ci-dessus étant ajustables comme nous l'avons dit.

Il vient immédiatement que les J-FET sont recommandés pour le

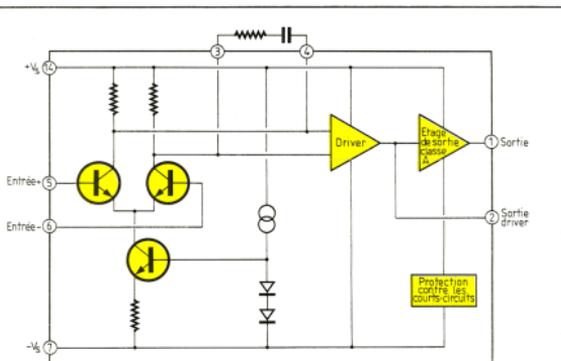


Figure 4 : Schéma interne « résumé » du TDA 2310 SGS.

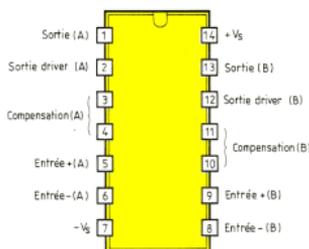


Figure 5 : Brochage commun à tous les boîtiers 14 pin (vue de dessus).

gain unitaire, à égalité avec le TDA 2310 en préampli phono (gain 30 à 40 dB), et que ce dernier est préférable pour un préampli micro (gain 60 dB), toutes remarques relatives à la vitesse pure.

Le peu de renseignements que donne la figure 4 nous permet cependant de supposer que le second étage (Driver) est dépourvu de générateur de polarisation à courant constant. Le seul point connu est le premier étage différentiel, par ailleurs fort classique. Pour ce qui est de la protection de l'étage final en court-circuit, tous les circuits étudiés en possèdent une.

Les amplis-op industriels applicables en Hi-Fi : partout disponibles.

Nous mettrons pour cette famille l'accent sur les modèles stéréophoniques qui se rencontrent chez la plupart des fabricants, que ce soient des Bipolaires, des Bifet, des Quadrafet ou des Bimcs.

Si nous avons voulu proposer des modules Hi-Fi équipés de ces circuits intégrés à usage général, ce n'est pas que pour la facilité d'emploi. Ils présentent en effet un compromis digne d'éloges pour de telles applications. Dans certains cas, nous les préférons aux boîtiers précédents par leur évidente mise en œuvre qui a de quoi séduire l'amateur.

Dans la figure 6 se distingue le circuit interne d'un amplificateur Quadrafet (Fairchild) qui représente à nos yeux un exemple typique de schéma. Tous les types concurrents, quelle que soit leur technologie, peuvent lui être comparés. Quand les transistors d'entrée ne sont pas des J-FET, ils sont bipolaires ou MOS, l'architecture interne restant très proche de ce que l'on observe sur la figure 6.

Ce diagramme concerne un μ AF 771, mais reste applicable pour le modèle stéréophonique (μ AF 772) ou quadripophonique (μ AF 774). Le nom Quadrafet vient du procédé de fabrication par implantation ionique qui met en parallèle 2 J-FET pour J1 et 2 J-FET pour J2. Selon une structure en croix.

Par cette méthode, Fairchild maîtrise mieux les caractéristiques de ses amplis qui ont un offset réduit en sortie de chaîne. Les transistors bipolaires Q4 et Q5 fournissent une charge active pour J1 et J2, tandis que J3 et J4 sont les charges d'émetteur de Q4 et Q5 respectivement.

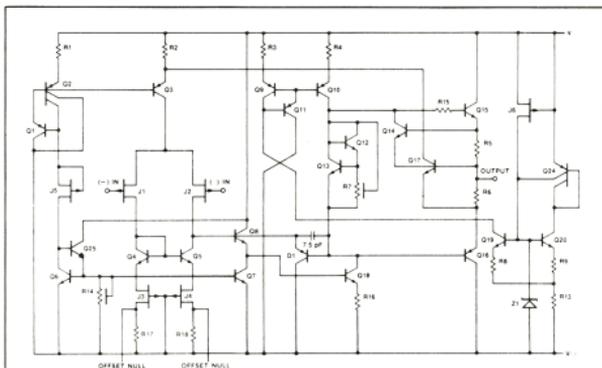


Figure 6 : Schéma interne d'un quadrafet Fairchild.

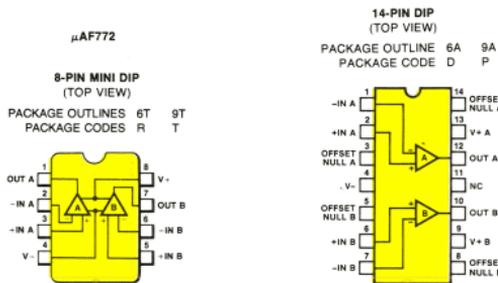


Figure 6 bis : Brochage des amplis-op doubles (vue de dessus).

Notez que tous les JFET du schéma sont des « canal P » et voient leurs sources reliées vers + Vcc et leurs drains en bas vers - Vcc. Par exemple, le J-FET J5, monté en générateur de courant IDSS, établir la polarisation de tout l'étage d'entrée.

Les transistors Q2 et Q3 forment un miroir de courant avec contre-réaction par Q1, polarisant les drains de J1 et J2. Les transistors Q5 et Q7 forment un autre miroir de courant pour polariser Q6.

Dans l'étage intermédiaire, le gain est fourni par l'amplificateur en émetteur commun Q18 assisté de Q8, une compensation en fréquence étant introduite par la capacité intégrée de 7,5 pF sur D1 (monté en diode).

Le décalage en continu nécessaire dans l'interface étages d'entrée-étages de sortie est réalisé par R7, Q12 et le transistor Q13 « Multiplieur de VBE » qui fixe le courant de

repos de l'étage final et l'asservit en température.

Cet étage de sortie travaille en classe AB, et comprend Q15 et Q16 montés en push-pull complémentaire NPN/PNP. Les initiés retrouveront ici le schéma des amplis « Turbo » comme par hasard.

Les transistors Q14 et Q17 réalisent une protection active contre les court-circuits. En effet, si la chute de tension à travers les résistances d'émetteur R5 et R6 dépasse une tension VBE (environ 0,6 V) base-émetteur, Q14 et Q17 se saturent, et par là même éliminent la commande de base de Q15 et Q16.

La polarisation des étages intermédiaires et de sortie est séparée de la polarisation de l'étage d'entrée. Le J-FET J6 est utilisé comme une source de courant uniquement au moment de la mise sous tension, il fournit du courant à la diode de référence Z1 qui établit la tension de la polarisation réglée de 6,4 V sur

tous les amplis-op (cas des boîtiers multiples). Ceci terminé, la polarisation en courant pour les étages intermédiaires et de sortie est fournie par Q₉, Q₁₀, et Q₁₁. Les transistors Q₃ et Q₁₀ forment une source de courant multiple, alors que Q₁₁ fournit la contre-réaction.

Après ce survol d'un schéma un peu chargé avouons-le, l'amateur est en droit de considérer que son signal BF va traverser beaucoup de transistors avant de ressortir du boîtier. Pourtant, il sera de bonne qualité du fait de la grande maîtrise des produits Quadrafet ou concurrents. **Donc très utilisable en Hi-Fi...**

A des fins de sélection et d'apprivoisement, nous donnons en page 43 un tableau de correspondance des boîtiers stéréophoniques convenant à nos modules.

Les circuits d'entrée de votre préamplificateur

Proposition de structure pour six sources sonores

Le synoptique de la figure 7 montre simplement que, comme nul ne l'ignore, il faut égaliser et/ou corriger les sources entrant dans un préamplificateur. De façon arbitraire, nous avons choisi 6 entrées commutées par rotacteur, ce qui aurait pu n'être qu'un sommateur pour 6 entrées mélangées par potentiomètres pour devenir une table de mixage :

- **Le phono** auquel nous pensons est magnétique à aimant mobile, nous avons écarté les bobines mobiles (et piezoélectriques divers) qui sont le fait d'une minceur de lecteurs.

- **Le tuner**, contrairement au préampli « TURBO Minimum » n'est pas amplifié mais adapté en basse impédance, le cas paraissant fré-

quent de disposer d'un niveau de tension élevé en sortie.

- **La télévision**, surtout si elle est prélevée sur le potentiomètre de volume du récepteur, doit être adaptée en impédance, et sera plus tard réellement stéréophonique avec les émissions par satellites (entre autres).

- **Une entrée auxiliaire** de même type conviendra à toute source

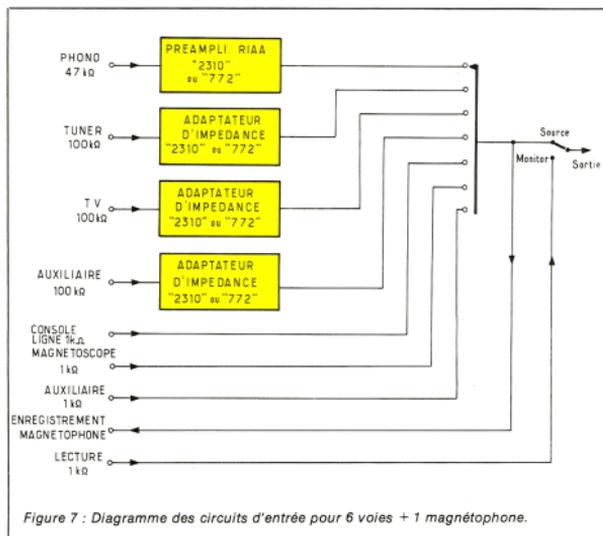


Figure 7 : Diagramme des circuits d'entrée pour 6 voies + 1 magnéphone.

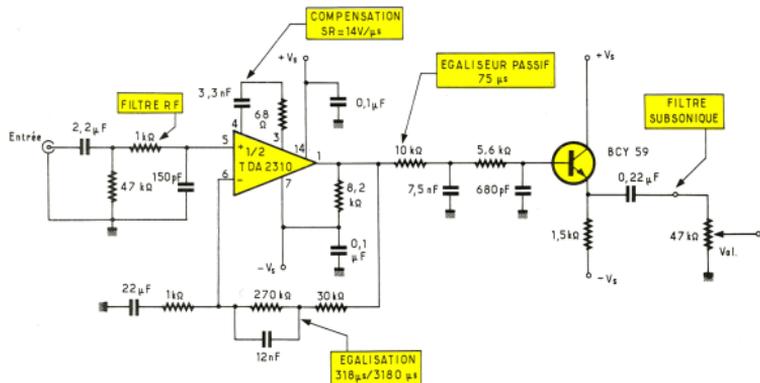


Figure 8 : Préampli RIAA avec TDA 2310 (un seul canal — documents SGS).

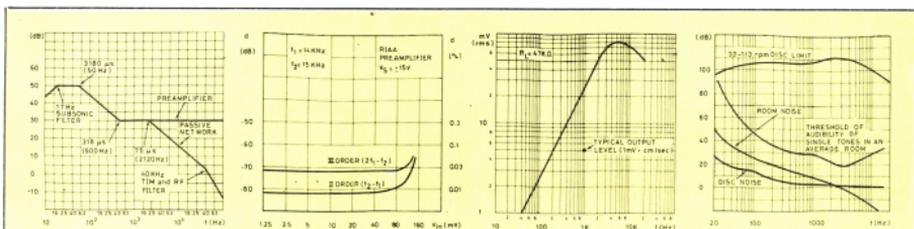


Figure 9 :

a) Courbe de réponse du préampli RIAA « 2310 ».

b) Distorsion d'intermodulation fonction du niveau d'entrée du préampli RIAA « 2310 ».

c) Niveau de sortie maximum d'une cellule magnétique de grande qualité « selon la fréquence ».

d) Gamme dynamique d'un disque rapporté à l'ambiance et selon la fréquence.

haute impédance et niveau de tension élevé (cas du lecteur numérique AHD de JVC).

- Une entrée ligne pourra expliciter le signal complexe d'une table de mixage sortant à basse impédance et niveau élevé (600 Ω /0 dB par exemple).

- Une entrée magnéscope dont les caractéristiques les plus courantes sur le matériel actuel sont de l'ordre de 1 k Ω /0 dB. Ceci pour vos films préférés, le son gagnant souvent à être relayé par vos enceintes...

- Une entrée auxiliaire pour toute application de caractéristiques électriques « haut niveau, basse impédance ».

Bien sûr, notre choix n'est pas imposé grâce à la structure « à la carte » que nous avons voulu vous proposer. Si par exemple, vous avez deux platines Phono, trois tuners ou quatre magnétoscopes (compliments), vous pouvez modifier ce diagramme en fonction de votre besoin.

De la même façon, si vous avez deux ou trois magnétophones, notre monitoring à une seule platine paraîtra un peu juste. Par la suite, nous verrons comment câbler un rotacteur spécial pour deux magnétophones avec copie intégrale.

Sachez maintenant ce dont vous avez besoin et identifiez les caractéristiques de vos sources sonores : vous trouverez certainement le module qui vous convient dans cette étude, et en ferez autant qu'en nécessite votre cas.

Le préamplificateur Phono « 2310 » dans son principe

Nous connaissons à la SGS une équipe de fanatiques du linéaire

« audio » dont le travail s'exprime bien par la figure 8. Ce schéma de principe peut dérouter quelque peu par le nombre de cellules d'intégration sur le son, de la sorte se débrasse-t-on de la Distorsion d'Intermodulation Transitoire (DIT).

Après la capacité de liaison habituelle, une 47 k Ω charge en alternatif la bobine de votre cellule. Le couple 1 k Ω + 150 pF élimine quant à lui la C.B. et toute réception radio non convoquée sur cette entrée...

Le TDA 2310 est compensé par 68 Ω et 3,3 nF pour une vitesse honorable de 14 μ s. En contre réaction, un filtre règle la pente entre 60 Hz et 500 Hz conformément à la courbe RIAA visible en figure 9 (a). La pente après 2 kHz est due à la cellule 10 k Ω + 7,5 nF en sortie du TDA 2310.

Enfin, cette pente s'accroît vers 40 kHz pour éliminer franchement ce qui à cet instant n'est plus que DIT ou harmoniques en trop par le filtre 5,6 k Ω + 680 pF. Un transistor en collecteur commun évite de charger le TDA 2310 et élimine l'impédance des filtres précédents vue par la sortie.

Ici, la SGS propose de limiter le grave avec un couplage de 0,22 μ F, seulement pour des applications en mixage qui sont possibles par le potentiomètre de 47 k Ω en sortie (logarithmique de préférence). Nous éliminons pour notre part non le grave, mais le condensateur qui est toujours un composant gênant en liaison bien sûr.

La figure 9 (b) donne une idée des niveaux relatifs des produits d'intermodulation statique de ce

préampli avec simultanément 14 kHz et 15 kHz. Notez que dans ce circuit, la courbe globale RIAA de la figure 9 (a) est suivie à $\pm 0,5$ dB et que la distorsion à 20 kHz est de 0,02 % (THD).

Comme indiqué sur la figure 9 (c), le « niveau maximum prévisible en sortie d'une cellule magnétique de haute qualité lisant des disques modernes » est inférieur à 80 mV efficaces.

La gamme dynamique nécessaire est d'environ 70 dB comme le montre la figure 9 (d) où apparaissent vers le bas le seuil d'audibilité d'un son isolé dans un local moyen, le bruit de fond ambiant, et celui propre au disque.

La figure 10 montre pour sa part la configuration exacte de notre carte Phono « 2310 », où il ne manque que deux chimiques filtrant le ± 15 V d'alimentation.

Quelques chiffres indicatifs relevés par l'auteur avec des appareils très ordinaires sur le module réalisé :

- Saturation à 1 kHz sinus — 7,5 V efficaces en sortie, — 245 mV efficaces en entrée (oui, oui !)
- Bruit de fond (sous réserves) — 5 mV crête/crête en sortie, — 57 μ V efficaces ramenés à l'entrée
- Gain global en tension (1 kHz) de 30,61 fois soit 29,7 dB

Si un lecteur chevronné souhaitait employer des transistors J-FET pour l'étage de sortie suivie de tension, il faudrait impérativement un lot de transistors canal N parmi lesquels les modèles ayant un DSS d'environ 10 mA seraient choisis. A cet effet, nous donnons quelques références possibles en nomenclature.

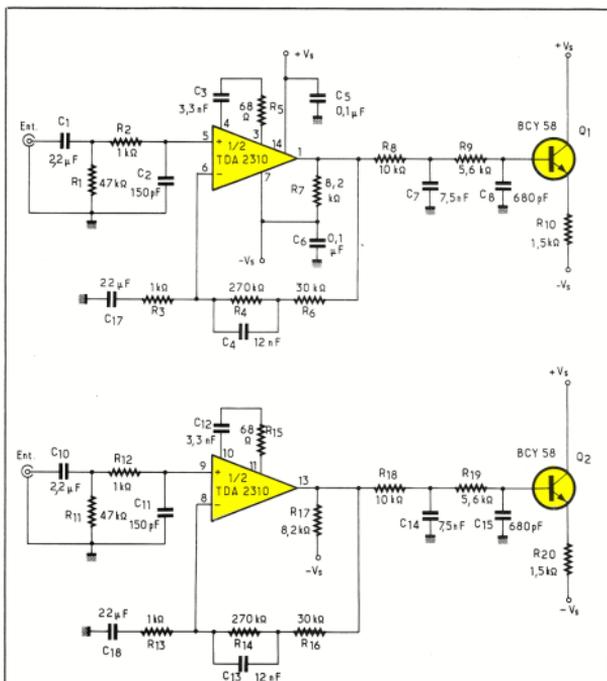


Figure 10 : Schéma de principe du préampli RIAA « 2310 ».

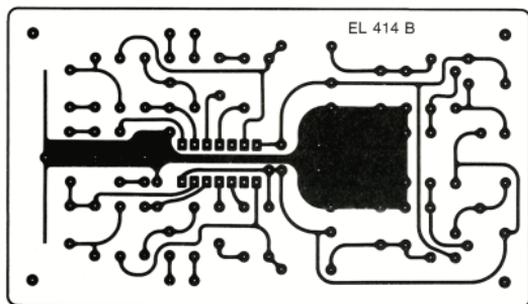


Figure 11 : Préampli phono 2310 tracé du circuit.

L'apport d'un J-FET par comparaison ou bipolaire BC 414 B (ou C) n'est pas des plus évidents. Si sa pente G_m n'est pas des plus élevées, la perte de niveau entrée/sortie est importante. Si son courant initial IDSS est trop faible, l'écrêtage sera atteint rapidement et selon un mode unipolaire. Le BC 414 B est un excellent produit bipolaire chaudement recommandé.

Le module « Phono 2310 » : sa réalisation pratique

Le circuit imprimé est assez simple à reproduire avec le tracé de la figure 11. Selon votre méthode favorite vous obtiendrez une carte prête à l'emploi qui sera percée en 0,8 mm, puis les 4 trous de fixation en 32 mm ou 3,5 mm.

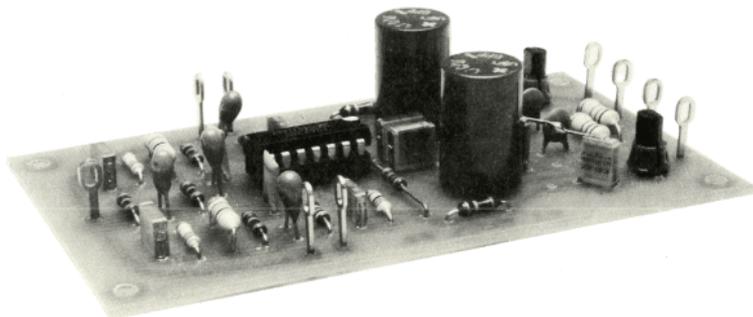
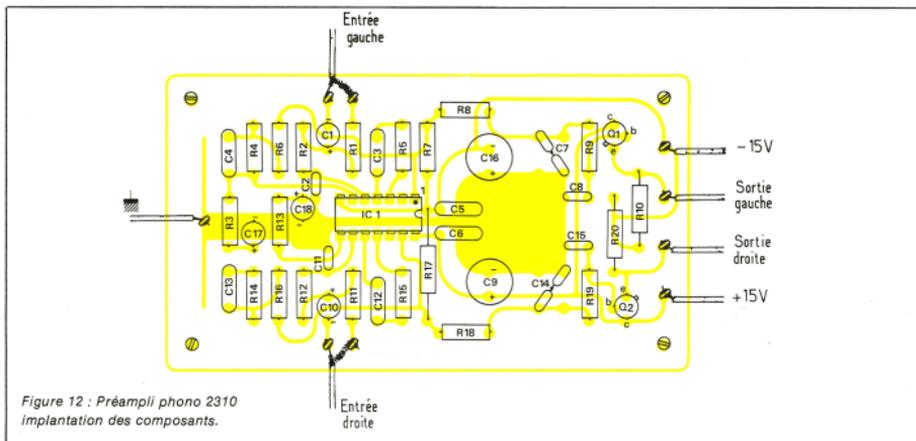
Lors du montage des composants proprement dit, la figure 12 servira de guide. Dans la plupart des équipements BF signaux faibles, il faut éviter l'emploi de supports pour les circuits intégrés. Il n'y a qu'à des fins de comparaison musicale que ces composants se justifient. Ensuite on soude le meilleur C_1 rencontré.

Sur toute carte en cours, vous avez intérêt à poser les pièces en ordre de hauteur soit les résistances 1/4 W, puis les 1/2 W éventuelles, le TDA 2310, les MKH, les tantes gautes et céramiques, Q_1 et Q_2 . C_7 et C_{14} qui sont des mises en série de deux MKH 1,5 nF pour finir avec les chimiques C_9 et C_{16} et les cosses à souder.

Si les masses d'entrées BF sont flottantes sur notre carte, c'est qu'elles viendront par le fil blindé de liaison à la prise DIN Phono lors de l'installation dans un coffret ultra-plat ESM rack « 1 unité 19 pouces ».

Pour d'éventuels essais de laboratoire, une liaison provisoire côté cuivre sera établie entre piste de masse périphérique et cosses d'entrée de même nature (côté R_1 et R_{11}). Les alimentations sont respectivement à + 15 V et - 15 V stabilisés.

Il est conseillé de nettoyer votre flux de soudure côté cuivre au trichloréthylène pour vernir ensuite à la bombe. Les circuits intégrés pour signaux faibles imposent cette opération qui élimine simplement d'éventuels fonctionnements erratiques, ou des bruits divers HF ou BF. Toutes précautions valables pour les autres cartes.



Nomenclature de la carte stéréo « Phono 2310 »

Résistances
couche carbone 5 % ou couche métallique 1 % à 5 %, 0,25 W sauf mention contraire

R1 : 47 k Ω
R2 : 1 k Ω
R3 : 1 k Ω
R4 : 270 k Ω
R5 : 68 Ω
R6 : 30 k Ω
R7 : 82 k Ω
R8 : 10 k Ω 0,5 W
R9 : 5,6 k Ω
R10 : 1,5 k Ω
R11 : 1,5 k Ω
R12 : 1 k Ω
R13 : 1 k Ω
R14 : 270 k Ω

R15 : 68 Ω
R16 : 30 k Ω
R17 : 82 k Ω
R18 : 5,6 k Ω
R19 : 1,5 k Ω 0,5 W

Condensateurs

C1 : 22 μ F/35 V tantale goutte
C2 : 150 pF céramique
C3 : 3,3 nF/250 V MKH
C4 : 12 nF/250 V MKH
C5 : 0,1 μ F/100 V MKH
C6 : 0,1 μ F/100 V MKH
C7 : 15 nF MKH (2 en série)
C8 : 680 pF céramique
C9 : 470 μ F/16 V radial
C10 : 2,2 μ F/35 V tantale goutte
C11 : 150 pF céramique
C12 : 3,3 nF/250 V MKH
C13 : 12 nF/250 V MKH
C14 : 15 nF MKH (2 en série)
C15 : 680 pF céramique

C16 : 470 μ F/16 V radial
C17 : 22 μ F/6,3 V tantale goutte
C18 : 22 μ F/6,3 V tantale goutte.

Transistors

Q1, Q2 : BC 414 B ou C (Thomson, etc.) pour le cas bipolaire.
Q1, Q2 : 2N 4416 ou 2N 3822 ou 2N 5163, etc. pour le cas FET avec un BVGS # à 30 V et surtout un IDSS proche de 10 mA
IC1 : TDA 2310 (SGS) ou à défaut
• μ A 739 PC (Fairchild)
• TBA 231 A (SGS)
• MC 1303 P (Motorola)
• LM 1303N (N.S.)

Divers

- 9 cosses-picots
- 2 intercalaires plastiques pour transistor T092 (facultatif).
- Un support de circuit intégré 14-pin (déconseillé et réservé aux comparaisons éventuelles).

Le module « Phono 772 » : son principe

Ce circuit à double ampli-op est proposé en remplacement éventuel du « 2310 ». Le schéma de principe d'origine Américaine est donné en figure 13. Ici, la charge de $47\text{ k}\Omega$ est avant la capacité d'entrée et amortit la cellule magnétique. La polarisation de l'entrée directe du $\mu\text{AF 772}$ est fixée par $820\text{ k}\Omega$.

La boucle de contre réaction RIAA complète reproduit la courbe donnée en figure 14. La résistance R_1 et le condensateur C_1 réglent la fréquence de coupure basse aux alentours de 20 Hz . C'est par ce condensateur que l'on peut entre $10\text{ }\mu\text{F}$ et $22\text{ }\mu\text{F}$ limiter ou non la réponse en bas du spectre et réduire également la sensibilité du circuit aux rayonnements magnétiques 50 Hz .

R_2 et C_2 réglent la pente après 50 Hz . La résistance R_3 et le condensateur C_2 établissent la portion plate de la courbe de réponse qui démarre à 500 Hz , et finalement R_3 et C_3 sont responsables de la pente après 2 kHz . La distorsion harmonique (THD) est exprimée par la figure 15 selon la fréquence en jeu.

Notre schéma de principe de la figure 16 varie assez peu pour devenir le module « Phono 772 ». Un filtre anti-CB équipe chaque entrée BF ($1\text{ k}\Omega$ et 100 pF), un filtrage soigné découpe les alimentations en HF ($0,1\text{ }\mu\text{F}$) et BF ($470\text{ }\mu\text{F}$) et la puissance de sortie se passe d'interface.

Selon les auteurs, C_2 et C_{11} peuvent prendre pour valeur $5,6\text{ nF}$ ou $6,8\text{ nF}$. Les gens patients pourront de la sorte préciser leur médium en fonction de leurs enceintes acoustiques. Les deux valeurs conviennent donc, mais chaque canal doit rester identique à l'autre au bout du compte.

Le module « Phono 772 » : sa réalisation pratique

Tout ce qui a été dit sur la carte précédente s'y applique évidemment, surtout le nettoyage du flux en fin d'opération. Auparavant, on reproduit le tracé de la figure 17 et le montage est ensuite guidé par le plan d'implantation de la figure 18.

Pour cette réalisation comme pour la précédente, une valeur de composant oblige à bricoler car elle n'est pas standard en boutique. R_4 et R_9 font en théorie $750\text{ k}\Omega$, soit que cha-

Figure 13 : Préampli RIAA avec $\mu\text{AF 772}$

(un seul canal, document Fairchild).

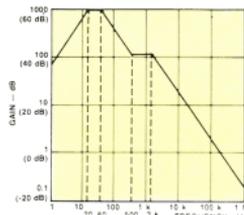


Figure 14 : Courbe de réponse théorique du préampli « 772 ».

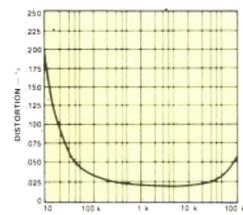
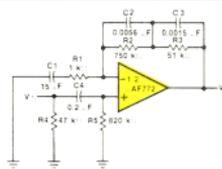


Figure 15 : Courbe de distorsion harmonique du préampli RIAA 772.

cune est formée de deux résistances de $1,5\text{ M}\Omega$ montées en parallèle sur la carte.

Les amplis J-FET ayant une tendance à développer une composante de bruit du type pop-corn, la qualité des composants R et C de la carte « Phono 772 » ne doit pas tendre à favoriser ce défaut. Le matériel de récupération est donc à proscrire.

Quelques chiffres relevés par l'auteur (sous réserves pour le bruit

relevé en condition d'utilisation) avec un $\mu\text{AF 772}$ ou un TL 072.

- Saturation en sinus à 1 kHz — $9,5\text{ V}$ efficaces en sortie, — 142 mV efficaces en entrée.
- Bruit de fond (?) avec — 5 mV crête/ crête en sortie, composantes 50 Hz et « pop corn » — $26,42\text{ }\mu\text{V}$ efficaces ramenés à l'entrée.
- Gain global en tension (1 kHz) de 67 fois soit $36,5\text{ dB}$.

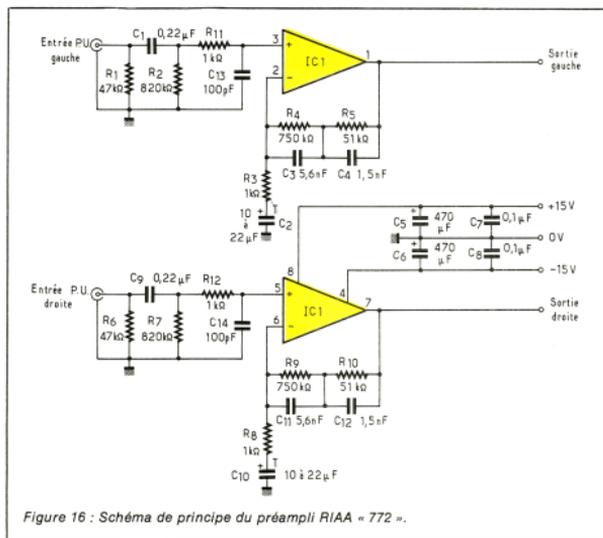


Figure 16 : Schéma de principe du préampli RIAA « 772 ».

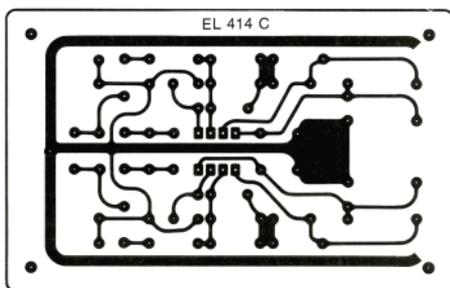


Figure 17 : RIAA FET tracé du circuit imprimé.

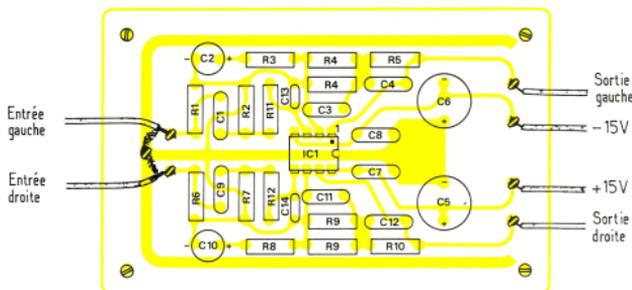
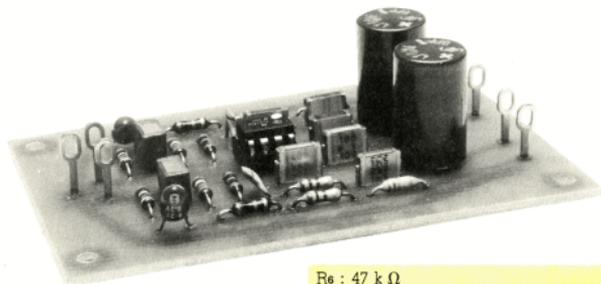


Figure 18 : RIAA FET Implantation des composants.



Nomenclature PU « 772 »

Résistances à couche de carbone ou métallique 5 % - 0,25 W

R1 : 47 k Ω
R2 : 820 k Ω
R3 : 1 k Ω
R4 : 1,5 M Ω (2 en parallèle)
R5 : 51 k Ω

Condensateurs

C1 : 0,22 μ F/100 V MKH
C2 : 15 μ F/6,3 V tantale goutte
C3 : 5,6 nF/250 V MKH
C4 : 1,5 nF/250 V MKH
C5 : 470 μ F/16 V radial

C6 : 470 μ F/16 V radial
C7 : 0,1 μ F/100 V MKH
C8 : 0,1 μ F/100 V MKH
C9 : 0,1 μ F/100 V MKH
C10 : 0,22 μ F/100 V MKH
C11 : 15 μ F/6,3 V tantale goutte
C12 : 5,6 nF/250 V MKH
C13 : 1,5 nF/250 V MKH
C14 : 100 pF céramique

Circuit intégré IC1

- μ F 772 TC (Fairchild)
- TL 072 CP (Texas)
- NE 5532 CP (RTC ou Texas)
- XR 5532 CP (Exar)
- TDB 0353 DP (Thomson-Efcis)
- LF 353 CN (National)
- TDA 2320 A (SGS)
- MC 1458 CP (Motorola)
- RC 4558 (Raytheon ou Texas) etc.

Divers

- 7 cosses picots
- Un support de circuit intégré (extrêmement facultatif sinon nuisible pour ce module) 8 pin.

Le module « Adaptateur 2310 » dans son principe

Il a pour but de convertir un niveau d'entrée élevé en tension (0 dB maximum) après égalisation de valeur relative, d'une haute vers une basse impédance. Ce type de module empêche de perdre des aiguës sur une longueur importante de câble à haute impédance. Le principe est donné en figure 19.

Il prépare l'attaque d'un circuit basse impédance en conservant toute la bande passante. La première version proposée utilise les circuits intégrés de la « famille 2310 ». Après la capacité de couplage alternatif C_1 , un potentiomètre ajustable permet dès l'entrée un équilibrage des niveaux relatifs par rapport au Phono qui est la référence.

Après avoir établi ce réglage, les amateurs chevronnés et réellement équipés en laboratoire pourront limiter la bande BF dans l'ultrason par C_{11} et C_{12} dont la valeur dépend évidemment du réglage de P_1 et P_2 . Les gens non avertis laisseront libres les emplacements de ces condensateurs céramique sous peine d'altérer l'aigu. Ce détail concerne les oreilles sensibles au 19 kHz FM stéréo par exemple (c'est assez rare) qui conduit à des sous-produits résiduels nettement audibles à l'écoute.

La compensation en fréquence du TDA 2310 est accentuée pour cette application en gain unitaire (0,1 μ F avec 47 Ω). Un filtre anti-DIT sommaire et un émetteur suiveur complètent le module adaptateur d'impédance et limiteur de HF.

Sa réalisation pratique

Il faut cette fois-ci reproduire le tracé de circuit imprimé donné en figure 20. Comme les précédents, il ne comporte aucune difficulté particulière de dessin. A des fins de découplage BF, une piste de masse et la piste -15 V traversent l'espace inter-lignes de IC1.

Le montage pratique de cette carte se conduit avec la figure 21 qui montre les composants en situation. Les souder par ordre d'épaisseur comme d'habitude. Quand le circuit imprimé équipé a été contrôlé visuellement, soudures sens des composants orientés, il est possible de la tester avec générateur BF et oscilloscope en ± 15 V.

Il est profitable pour la mise au point de connaître l'impédance de sortie de la source sonore que ce

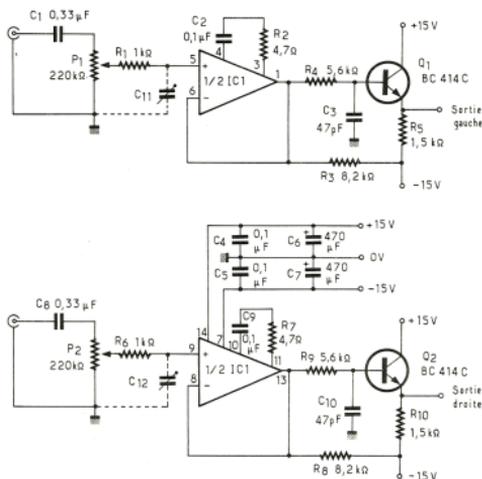


Figure 19 : Schéma de principe du préampli adaptateur « 2310 ».

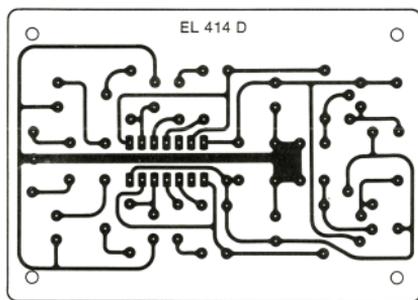


Figure 20 : Carte adaptateur d'impédance « 2310 » tracé du circuit.

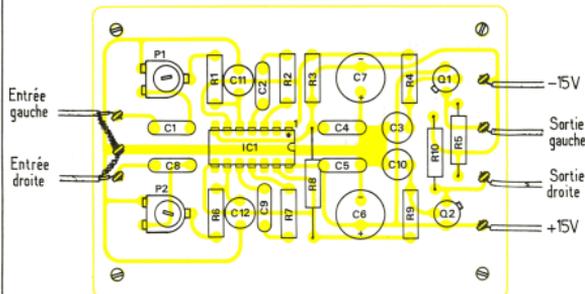


Figure 21 : Carte adaptateur d'impédance « 2310 » implantation des composants.

module « A adaptateur 2310 » doit réduire. La valeur de P_1 optimale doit lui être immédiatement supérieure dans les modèles normalisés du commerce.

Quant aux initiés qui voudraient accorder la fréquence de coupure haute dès l'entrée, ils régleront P_1 et P_2 ultérieurement et chercheront ensuite la valeur de 0 à 100 pF qui élimine le 19 kHz stéréo ou une émission genre CB.

Quelques mesures sur l'« adaptateur 2310 » avec P_1 et $P_2 = 220 \text{ k}\Omega$ ouverts à fond (et $C_{11} = C_{12} = 150 \text{ pF}$ pour les essais) :

- Bande passante à -3 dB (1 kHz et 1 V efficace) — 6 Hz à 67 kHz
- Slew rate de l'ensemble (environ) — 1,2 V/ μ seconde
- Temps de montée à 10 kHz (90 %) — 7 μ secondes pour 3 V crête/crête, — 2,5 μ secondes pour 0,8 V crête/crête.
- Bruit de fond crête à crête en sortie — 2,5 mV crête/crête (environ)
- Tension de saturation à 1 kHz — 8 V efficaces (entrées ou sortie)

Nomenclature de la carte stéréo « Adaptateur 2310 »

Résistances à couche de carbone ou métallique 1 % à 5 % 0,25 W sauf mention contraire

- R_1 : 1 k Ω
- R_2 : 4,7 k Ω
- R_3 : 82 k Ω
- R_4 : 5,6 k Ω
- R_5 : 1,5 k Ω 0,5 W
- R_6 : 1 k Ω
- R_7 : 4,7 Ω
- R_8 : 82 k Ω
- R_9 : 5,6 k Ω
- R_{10} : 1,5 k Ω 0,5 W

P_1 P_2 : 220 k Ω ajustable horizontal Pihér (selon sources)

Condensateurs

- C_1 : 0,33 μ F/100 V MKH
- C_2 : 0,1 μ F/100 V MKH
- C_3 : 47 pF céramique
- C_4 : 0,1 μ F/100 V MKH
- C_5 : 0,1 μ F/100 V MKH
- C_6 : 470 μ F/16 V radial
- C_7 : 470 μ F/16 V radial
- C_8 : 0,33 μ F/100 V MKH
- C_9 : 0,1 μ F/100 V MKH
- C_{10} : 47 pF céramique
- C_{11} : facultatif (voir texte)
- C_{12} : facultatif (voir texte)

Transistors

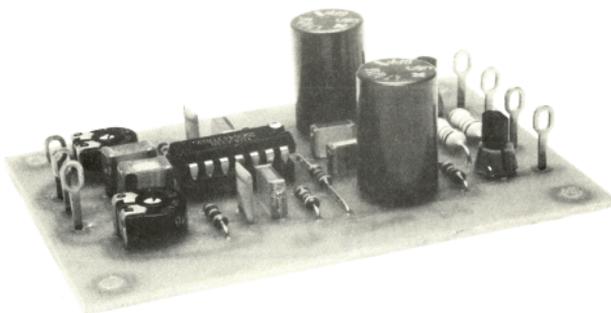
Q_1 Q_2 : BC 414 B ou C (Thomson, etc.)

Circuit intégré

IC_1 : TDA 2310 (SGS) ou équivalent (voir carte phono « 2310 »)

Divers

- 7 cosses picots à souder



La carte « Adaptateur 772 » : son principe

Ce schéma de principe est donné en figure 22 et remplace le précédent si vous choisissez pour IC_1 un double amplificateur opérationnel standard. Le montage en gain unitaire est toujours une contre-réaction totale et le circuit non-déphaseur.

L'emplacement des condensateurs anti-HF, tout aussi facultatifs que ci-dessus, est prévu en C_7 et C_8 . L'impédance d'entrée réelle vue par le circuit intégré est encore celle de la fraction curseur-masse de P_1 ou P_2 . Comme par ailleurs, la liaison d'entrée s'effectue par condensateur pour éliminer une tension continue éventuelle qui se retrouverait en sortie de IC_1 .

Par la puissance des étages de sortie classe AB équipant IC_1 , aucun

transistor externe ne s'impose et ici les performances dynamiques sont très bonnes avec tous les circuits essayés par l'auteur.

Sa réalisation pratique

Reproduire dans le nombre d'exemplaires que vous souhaitez le tracé proposé en figure 23. Le module est de petite taille et se glisse facilement partout. Il pourrait être employé avec bonheur près de la source sonore si un parcours par long câble blindé était imposé.

Dans ce cas précis, il faudrait lui ajouter une petite alimentation $\pm 15 \text{ V}$ équipée de régulateurs 100 mA, μA 78 L 15 et μA 79 L 15. La plupart des sources sonores ont une impédance de sortie plus basse qu'on ne l'imagine en écoutant l'aigu.

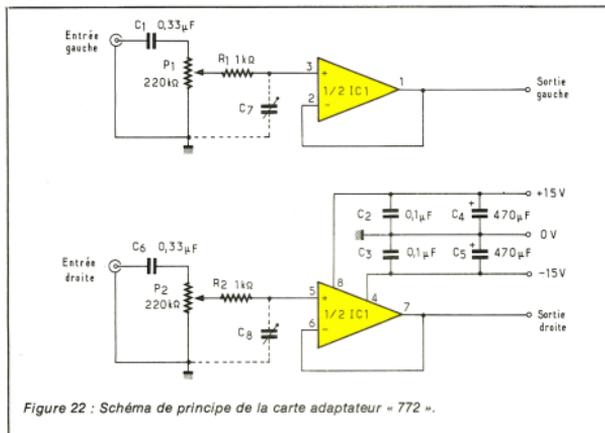


Figure 22 : Schéma de principe de la carte adaptateur « 772 ».

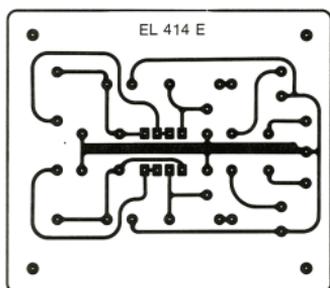


Figure 23 : Carte adaptateur « 772 » tracé du circuit imprimé.

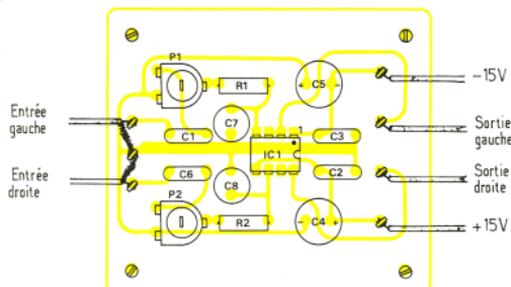
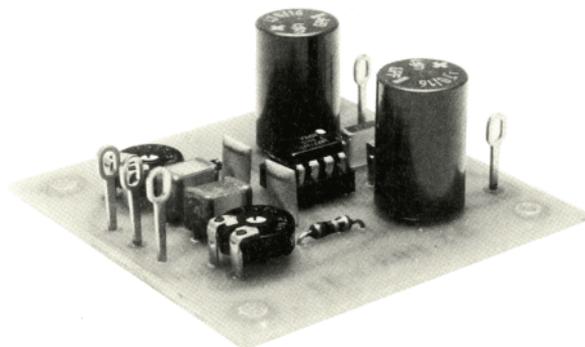


Figure 24 : Carte adaptateur « 772 » implantation des composants.



Nomenclature Adaptateur « 772 »

**Résistances
à couche métallique ou carbone
1 % à 5 % 0,25 W**

R₁ : 1 k Ω
R₂ : 1 k Ω

P₁ P₂ : 220 k Ω ajustable horizontal
Pihier (selon sources)

Condensateurs

C₁ : 0,33 μ F/100 V MKH
C₂ : 0,1 μ F/100 V MKH
C₃ : 0,1 μ F/100 MLH
C₄ : 470 μ F/16 V
C₅ : 470 μ F/16 V
C₆ : 0,33 μ F/100 V MKH

Cette éventuelle perte d'aiguës peut provenir de bien d'autres facteurs qu'il importe de découvrir avant toute éventuelle mise au point en dynamique.

La pose des composants est clairement indiquée en figure 24. Sauf exception, laisser libres les emplacements de C₇ et C₈ qui ont le même rôle que sur la carte équivalente utilisant le TDA 2310. Le tableau de sélection des circuits intégrés donné plus haut reste valable pour IC₁.

Dans cette fonction où la bande passante peut faire l'objet dans le haut du spectre d'une limitation, les différences entre amplis-op sont imperceptibles. Les modèles à J-FET ou MOS d'entrée semblent profiter de leur caractéristique d'entrées fortement résistives. Les éventuels céramique C₇ et C₈ sont encore une fois de très faibles valeurs.

Quelques chiffres relevés artisanalement donnent une idée de comportement de ce module « A adaptateur 772 ». Ils ne varient d'un IC₁ à l'autre que sur le plan du temps de montée en signaux carrés généralement plus court qu'avec la famille 2310.

- Bande passante à — 3 dB (1 kHz et 1 V efficace) — 6 Hz à 600 kHz
- Slew-rate moyen — 10 V- μ seconde
- Temps de montée moyen (10 kHz et 3 V crête/crête) — 1,5 μ s en FET et MOS, — 2,5 μ s en BIPOLAIRE

L'écart des technologies essayées reflète l'influence de la résistance élevée, soit des courants faibles. Sans C₇ et C₈, on descend en J-FET et MOS sous la microseconde potentiométrés à fond bien sûr.

- Bruit de fond moyen crête à crête — 2,5 mV en entrée/sortie
- Tension de saturation à 1 kHz — 9 V efficaces avant écrêtage.

C₇ : facultatif (voir texte)
C₈ : facultatif (voir texte)

Circuit intégré

IC₁ : μ AF 772 TC (Fairchild) ou équivalent (voir carte phonc « 772 »)

Divers

- 7 cosses picots à souder

Les Alimentations stabilisées

Elles conviennent à l'ensemble des modules que contient notre rack 19 pouces ESM. Le choix d'une tension symétrique par rapport au zéro volts de masse n'est pas sans importance pour l'auteur. Il tient au traitement de chaque demi-période du signal de la même façon, selon le principe « archi symétrique » de la ligne TURBO.

Il y a donc deux potentiels opposés de 15 V chacun ; cette distribution est normalisée pour toutes les cartes, rendant possible toutes combinaisons. Pour respecter la dynamique élevée qui est une part de l'effet TURBO, chaque ligne + 15 V ou - 15 V peut débiter n'importe où jusqu'à 1,5 A mpère en pointe. Les limiteurs de courant font s'écruler les tensions ± 15 V vers 1,7 A environ.

L'emploi des populaires régulateurs de tension μA 7815 et μA 7915 en version 1,5 A (standard) est permis jusqu'à ± 35 V d'entrée. Parce que surdimensionnées, les alimentations ± 15 V ont un échauffement réduit qui autorise le boîtier plastique TO 220.

Nous avons essayé sans succès les versions μA 78 M 15 et μA 79 M 15. A l'écoute les pointes étaient un peu floues, certainement par la limitation de courant vers 750 mA, apparemment atteinte au niveau dynamique. Ces références de régulateurs 500 mA sont donc déconseillées.

Pour les découplages multiples, l'idée est de disposer de nombreux chimiques, et les plus gros possibles. Seule la hauteur du coffret a su nous modérer dans cette philosophie. Pour les nombreux mylars qui les accompagnent, chaque dépanneur de télévision sait qu'ils empêchent le vieillissement des chimiques de filtrage en absorbant les perturbations rapides à leur place. On dit qu'il faut un mylar par chimique.

Le principe du régulateur + 15 V

Nous le donnons sur la figure 25 qui est désormais sans surprise pour nos lecteurs. La seule précaution indispensable pour le μA 7815 de FAIRCHILD (ou équivalents) est de ne jamais excéder + 35 V en entrée. Sur un amplificateur de puissance

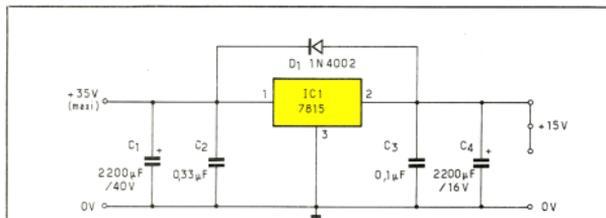
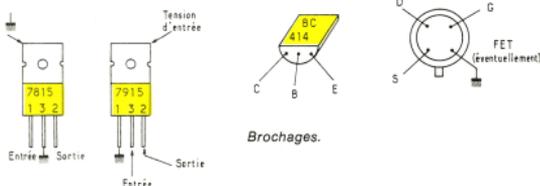


Figure 25 : Alim positive.



Brochages.

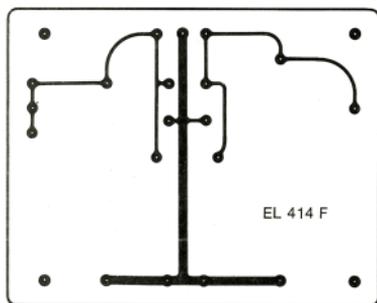
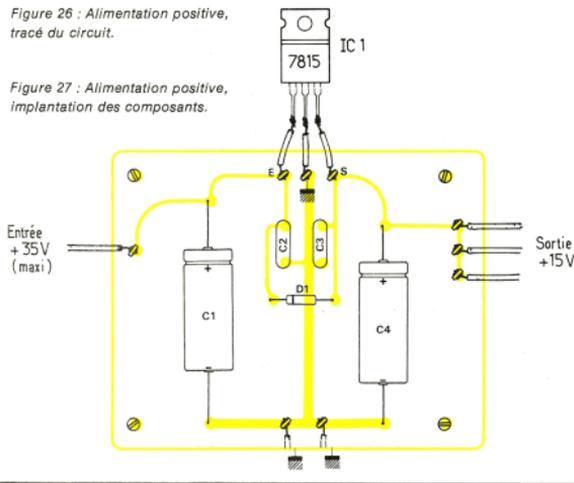


Figure 26 : Alimentation positive, tracé du circuit.

Figure 27 : Alimentation positive, implantation des composants.



(programmable) TUREO, il est aisé d'ajuster les régulateurs « 146 » pour limiter cette tension d'entrée maximum.

Cette précaution étant prise, le schéma indique en clair l'importance des condensateurs. Les mylars MKH n'étant que peu inductifs sont les types de C₂ et C₃. Leur présence est obligatoire pour un bon fonctionnement en dynamique du 7815. Les valeurs données sont courantes (0,33 μ F d'entrée, 0,1 μ F de sortie) et peuvent être doublées de condensateurs chimiques avec lesquels elles s'accordent.

La diode D₁ montée en inverse sur le 7815 est bloquée en fonctionnement normal. Au moment de la coupure du réseau, le potentiel d'entrée décroît plus vite que celui de sortie qui est maintenu par ses chimiques.

A cet instant, le 7815 est en danger par polarisation inverse et la 1N4002 le protège. Elle conduit si l'inversion dépasse 0,7 V seuil toléré par tous les semi-conducteurs au silicium. Il ne faut jamais lésiner sur une telle diode quand on aime les chimiques...

Réalisation pratique de la carte +15 V

Elle est des plus rapides comme en témoigne le tracé du circuit imprimé sur la figure 26. Il convient d'une part d'épaissir les pistes et d'autre part de forer en 1 mm. Un étamage au fer à souder est recommandé.

Le régulateur IC₁ qui a sa semelle au 0 V du futur châssis pourra y être vissé sans mica dans une prochaine étape. Sur la carte, les composants en situation sont présentés sur la figure 27. Trois sont polarisés et méritent une bonne orientation.

Si par la suite on constatait un écart sur la valeur précise des potentiels ± 15 V, il faudrait se souvenir que la large gamme dynamique des modules ne conduit pas à une égalisation forcée des potentiels d'alimentation. L'écrêtage est loin.

Nomenclature de la carte +15 V

Condensateurs

C₁ : 2200 μ F/40 V axial
C₂ : 0,33 μ F/100 V MKH
C₃ : 0,1 μ F/100 V MKH
C₄ : 2200 μ F/16 V axial

Autre semi-conducteur

D₁ : 1 N 4002 à 4007

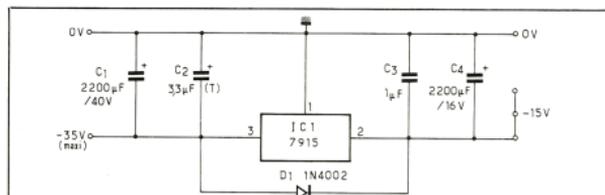


Figure 28 : Schéma de l'alimentation négative.

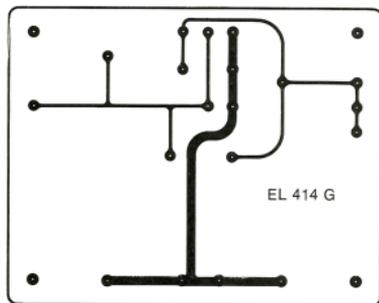


Figure 29 : Alimentation négative, tracé du circuit.

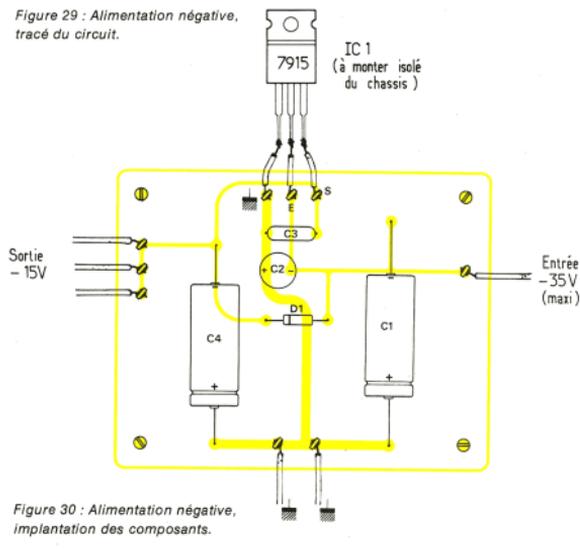


Figure 30 : Alimentation négative, implantation des composants.

Circuit intégré

IC₁ : μ F 7815 UC (Fairchild)
ou tout équivalent TO 220 15 V - 1,5 A positif
(La série « M » ne convient pas, elle est limitée à 500 m A)

Divers

- 9 cosses picots à souder
- Un peu de graisse silicone sous la semelle du 7815
- Serrage ultérieur par vis de 3 mm avec rondelles, écrou, etc.

Le principe du régulateur — 15 V

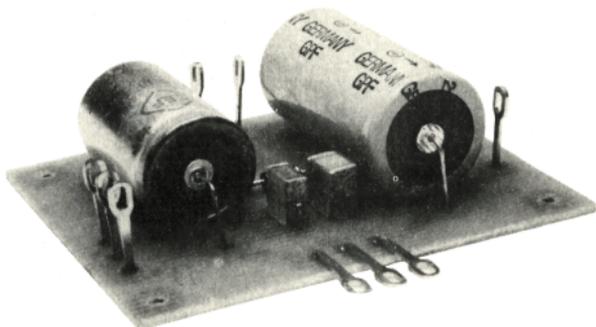
Quand il y a symétrie de technique et de technologie, on s'attend à trouver sur la figure 28 des ressemblances avec le + 15 V. Les valeurs des capacités HF ont augmenté (C2 et C3) mais l'idée est la même. Le μ A 7915 est également un modèle 1,5 A.

Réalisation pratique de la carte — 15 V

Son tracé est donné sur la figure 29 qui est un peu moins évident qu'en + 15 V. Ceci parce que le 7915 en boîtier TO 220 a un brochage différent du 7815. Il est toujours recommandé d'épaissir les pistes et si possible de les étamer au fer et à la soudeuse fraîche.

Lors du montage des composants selon la figure 30, veiller à bien repérer le + du tantale goutte C2 (de 2μ F à $3,3 \mu$ F/35 V impératifs) qui va du côté masse. La diode D1 (1N 4002) est cette fois-ci montée dans le sens entrée/sortie et ne doit pas être inversée ; les chimiques non plus.

Les modules alimentation sont mis de côté pour l'instant, nous y reviendrons lors de la mise en coffret. Le 7915 sera isolé sur mica, la semelle portant le — 30 V d'entrée.



Nomenclature Alimentation négative — 15 V

Condensateurs

- C1 : 2200 μ F/40 V axial
C2 : 2 à 3,3 μ F/35 V tantale goutte
C3 : 1 μ F/100 V MKH
C4 : 2200 μ F/16 V axial

Circuit intégré

- IC1 : μ A 7915 UC (Fairchild) ou tout

équivalent TO 220 15 V - 1,5 A négatif (la série « M » ne convient pas, elle est limitée à 500 mA)

Autre semi-conducteur

- D1 : 1N 4002 à 4007

Divers

- 9 cosses picots à souder
- un kit isolant pour TO 220 avec mica, canon, visserie de \varnothing 3 mm (obligatoire)
- Un peu de graisse silicone.

TABLEAU DE SELECTION

TYPE DOUBLE

COMMENTAIRES

FAIRCHILD	μ AF 772 TC, ATC, BTC LTC	• Amplis QUADRAFET équivalent au TL 072 et concurrents directs. Avantage par un rapport qualité/prix intéressant.
NATIONAL SEMICONDUCTOR	LF 353 CN, ACN BCN	• Amplis BIFET de hautes performances caractérisés par une rare combinaison de vitesse, bande passante en consommant un très faible courant d'alimentation.
RCA	CA 3240	• Ampli BIMOS protégé en entrée, technique remarquable qui doit pourtant s'imposer en Hi-Fi.
RTC	NE 5532 N, AN	• Ampli BIPOLAIRE, le meilleur à ce jour, il s'échauffe beaucoup en service sans soucis.
SGS	TDA 2320 A ou LS 204 CB	• Amplis BIPOLAIRES assez professionnels avec faible courant d'alimentation et hautes performances BF.
TEXAS INSTRUMENTS	NE 5532 CP TL 072 CP, ACP, BCP	• Le BIPOLAIRE est l'équivalent du même type RTC ou de l'EXAR XR 5532 CP • Les BIFET sont de véritables classiques et donnent une satisfaction sûre et durable.
THOMSON EFCIS	TDB 0353 DP, ADP, BDP	• Amplis d'entrées J-FET équivalents aux types N.S. mentionnés ci-dessus. Excellents comme on s'en doute, et qui plus est vaguement tricolores.

LA RADIOCOMMANDE

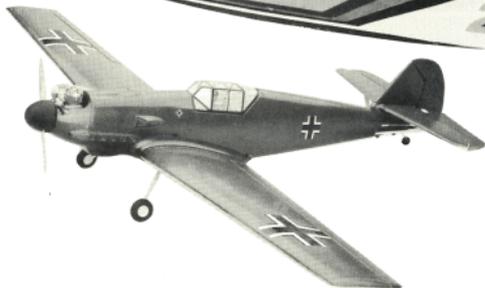
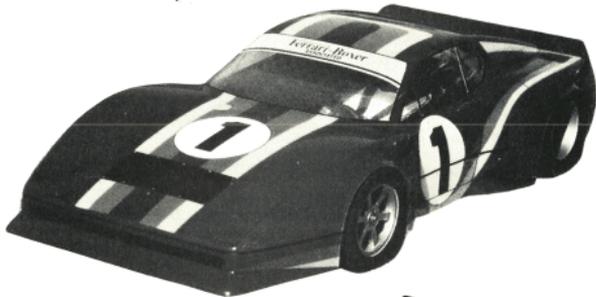
Le mois de mai marque en général la rupture avec les grisailles de l'hiver et du début de printemps, et permet à tout à chacun de renouer franchement contact avec la nature et d'en profiter pleinement.

C'est, en particulier, pour le radiomodéliste, l'époque rêvée pour s'adonner à son loisir favori. Cette période coïncide en outre avec le salon du modèle réduit, événement qui a lieu désormais annuellement dans l'enceinte du CNIT à La Défense, et où devant les merveilleuses petites machines présentées, de nombreuses vocations florissent.

Le nombre d'adeptes de cette discipline augmentant continuellement et ce notamment chez les fervents de l'électronique de loisirs, il nous a paru bon d'y consacrer quelques pages.

Faute d'être suffisamment renseignés, beaucoup de modélistes choisissent en effet pour leur avion, leur bateau, leur auto, n'importe quelle radio : seuls comptent le prix, l'encombrement, le «design», la couleur, la forte impression laissée par les multiples boutons qui peuplent la surface de certains émetteurs, la réputation de certaines marques.

Le but du présent dossier est de faire le point des différentes contraintes qui doivent étayer le choix. Aujourd'hui, nous bornerons nos raisonnements à deux constatations d'ordre général qui permettent de tirer des conclusions que nous estimons très importantes; puis nous présenterons quelques modèles actuellement disponibles sur le marché.



Première constatation

«Aucune radio n'étant actuellement imbrouillable, il faut choisir un télécommande en fonction directe des dégâts que peut causer le mobile télépilote, s'il échappe au contrôle.» En effet, si le mobile que vous télécommandez est à mi-distance entre votre émetteur et un autre émetteur deux fois plus puissant, émettant sur la même fréquence que vous des signaux modulés différents, ce mobile obéira à l'autre, non à vous; ou plutôt, la plupart du temps, votre récepteur décodera des signaux puissants mais non cohérents avec les asservissements de vos gouvernes, et les évolutions de votre mobile deviendront incohérentes, vous en perdrez le contrôle.

Pour échapper à cette servitude du risque de brouillage, plusieurs palliatifs, tous imparfaits et incomplets, existent :

— On peut recourir à une plus grande puissance d'émission, mais on est rapidement bloqué par le respect des normes P.T.T. (2 Watts HF), par la taille et l'encombrement des batteries d'alimentation, surtout si l'on veut télépiloter pendant tout un après-midi. Ce remède est fondé sur le postulat que, à même distance de votre mobile, il n'y aura pas sur votre fréquence un émetteur aussi puissant que le vôtre; il faut donc connaître son terrain, prendre ses distances.

— On a recouru également à la réservation d'une bande de fréquence à l'intérieur de la bande «amateurs», avec une limitation de puissance de manière à se préserver des risques de brouillage à grande distance! Cela suppose une discipline librement consentie par tous dans un environnement d'une surface déterminée: hélas en France, la première des libertés consiste à empiéter sur autrui; nous nous voyons ici dans l'obligation d'égrotiner certains cobayes; non pas parce qu'ils envahissent en nombre le 27 MHz, ce qui est leur droit, mais parce qu'ils ajoutent à leur poste un «tonnon», qui permet d'arroser toute la nature avec une puissance de 100 Watts pour avoir le plaisir de parler avec un inconnu à 100 km de distance quelles que soient les conditions de propagation; et que dire de celui qui, un dimanche de septembre 1981, vient à côté d'un terrain (Guyancourt) pour réperer avec son synthétiseur la fréquence d'évolution des modèles en vol pour les abattre, heureusement hors de la foule (il suffit d'un coup de modulation couvrant pendant quelques secondes l'émission du modèle)!

— Une autre solution, plus élégante, consiste à rendre le récepteur très sélectif à l'aide de filtres céramique ou à quartz: on arrive ainsi actuellement à éviter le brouillage d'un émetteur puissant dont la fréquence est espacé de seulement 5 kHz en plus ou en moins; progressivement cette plage sera encore réduite, mais on sera toujours inévitablement brouillé par une émission située sur la même fréquence; en définitive les récepteurs dits «à bande étroite» sont plus intéressants par le fait qu'ils diminuent les risques de brouillage extérieur au terrain d'évolution.

— Enfin certaines solutions professionnelles consistent à fuir la fréquence brouillée: c'est l'évasion de fréquence dont la réalisation la plus simple consiste à émettre simultanément sur deux fréquences les mêmes signaux codés: à la réception deux récepteurs sont calés sur ces deux émissions; si l'un des récepteurs est

brouillé par un signal inconnu il s'inhibe, l'autre récepteur suffit pour ne pas perdre le contrôle; à moins qu'il ne soit aussi lui-même brouillé; cette solution aboutit au résultat que dans un environnement déterminé on augmente la probabilité de n'être pas brouillé.

De cette première constatation tirons quelques conclusions liées aux dégâts que peut causer le mobile et à la valeur propre qu'il représente :

1. - pour un avion lourd, rapide et cher (ex. : maquette de 5 kg volant à 120 km/h) l'énergie d'impact est considérable (correspond dans notre exemple à environ 200 kg tombant d'un mètre! Cela tue!). Il faut choisir : - un ensemble en 41 ou 72 MHz, compte tenu de la pollution de la bande 27 MHz, - une puissance HF confortable (1 Watt rayonné est souhaitable) surtout, si l'avion va loin (plus de 500 mètres), - un récepteur à bande étroite très sélectif (d'autant plus nécessaire que la puissance HF d'émission est plus faible), - un terrain d'évolution où règne la discipline des fréquences et des évolutions (loin des spectateurs) et où la pollution électronique de l'environnement est peu importante;

2. - pour un bateau, un avion léger, une voiture dont la distance d'évolution n'excède guère 200 mètres, la bande 27 MHz est encore acceptable, le risque d'homicide involontaire par perte de contrôle étant beaucoup moins grand; le choix de la bande de fréquence sera fonction de la valeur que l'on attache au mobile téléguidé, il en va de même de la sélectivité du récepteur qui, elle, coûte plus cher que le choix de la fréquence;

3. - pour le grand planeur qui vole haut, loin longtemps, en thermique il faut un télécommande proche de celle de l'avion rapide, mais sans doute avec moins de puissance HF pour ne pas trop consommer sur la batterie d'émission;

4. - pour l'hélicoptère qui s'éloigne peu mais dont la perte de contrôle est dangereuse (poids du mobile et danger de la voilure tournante) on choisira plutôt le 41 MHz, certains récepteurs 72 MHz étant sensibles à la masse métallique qui constitue souvent la structure de l'hélico, et aux frottements métal sur métal (qui fabriquent des parasites électrostatiques).

Malgré ces lignes quelque peu pessimistes concernant notre première constatation, l'expérience prouve qu'il existe au moins 10 fois plus de casse due à la décharge des batteries, à la rupture de fils de liaison, aux mauvais contacts des prises ou de l'interrupteur d'alimentation du récepteur, aux quart défectueux remis en service après un «crash» fracassant où le récepteur semble n'avoir pas trop souffert: le brouillage existe mais il a souvent bon dos pour excuser la négligence ou la faute de pilotage.

Deuxième constatation

«Plus la plage de vitesse dans laquelle évolue le mobile est grande, plus la qualité, voire la sophistication, des commandes principales de ce mobile doit être grande.»

En effet, le télépilotage est l'exemple type d'une chaîne d'asservissement incluant le réflexe du pilote, le codage de l'émetteur (notamment la précision des potentiomètres de manche et la fréquence de récurrence du codage ou fréquence à laquelle se renouvelle l'impulsion qui caractérise la position du servomoteur (de la

gouverne concernée), le récepteur dont le décodage doit évidemment être cohérent avec le codage de l'émetteur, le servomoteur qui compare la largeur de l'impulsion de référence qu'il génère lui-même à la largeur de l'impulsion qu'il reçoit du récepteur et annule leur différence avec plus ou moins de rapidité et de précision selon la qualité de l'amplificateur-comparateur, du train d'engrenages, du potentiomètre de feed-back, la tringlerie reliant le servomoteur à la gouverne (dont la rigidité, les frottements, le jeu des chappes dans les guignols, le jeu des charnières ou de l'axe de gouverne affectent considérablement les réactions du mobile); enfin la gouverne elle-même dont les dimensions relatives à la taille du mobile et dont le taux de déplacement sont étroitement liés à la plage de vitesse dans laquelle le mobile évolue: en gros l'efficacité d'une gouverne d'avion est proportionnelle à sa surface et au carré de sa vitesse par rapport à l'air: portance = $1/2 \rho K V^2 \sin \alpha$, où S est la surface, V la vitesse, α l'angle d'attaque de l'air par la gouverne. K un coefficient qui dépend de la forme et de l'épaisseur du profil.

Chaque élément de la chaîne a un temps de réponse spécifique qui introduit un déphasage entre l'ordre reçu et l'ordre transmis; au terminal de la chaîne on trouve la somme de tous ces déphasages; si la chaîne est mal conçue, on peut aboutir à un résultat catastrophique: par exemple le phénomène de pompage à grande vitesse ou le «purposing» (genre de pompage à la faible vitesse d'atterrissage) sont des défauts graves que l'on peut enregistrer aux deux extrémités de la plage de vitesse des avions de chasse rapides; le pilote cabre alors qu'à ce moment, compte tenu des autres éléments aérodynamiques, et du déphasage de la chaîne il faudrait piquer: cela entraîne pompage et rupture des ailes.

D'une manière générale, la somme des temps de réponse électroniques est bien inférieure au temps de réflexe du pilote, qui est inférieur au temps de réponse introduit par les organes mécaniques; d'où la tendance actuelle à placer des commandes électriques sur les chasseurs en vraie grandeur (YF-16, Mirage 2000 ou 4000): par des artifices de compensation électronique on pourra aussi rapprocher le centre de gravité de l'avion de son centre de portance (appelé foyer) et augmenter la manoeuvrabilité de l'avion sans que le réflexe du pilote risque d'introduire un déphasage fâcheux.

Revenons aux modèles réduits où, toutes proportions gardées, les mêmes défauts apparaissent: nous nous bornerons à analyser les différents éléments qui constituent la chaîne et puisque par définition les défauts de chaîne sont d'autant plus graves que la plage de vitesse est plus grande, nous raisonnerons au départ sur les mobiles les plus rapides.

— Le réflexe du pilote est trop spécifique pour être quantifiable avec précision: comme le savent bien les automobilistes, il varie de 1/10^e à 1/2 seconde selon l'effort d'attention, le manque ou l'excès de concentration, etc.

— Les manches de l'émetteur doivent être sans jeu, avec des rappels au neutre très précis (manches, dits ouverts, où les potentiomètres sont montés directement sur deux cadres rigides, comme les gyroscopes à deux degrés de liberté); les potentiomètres pour être précis doivent être assez gros (piste circulaire de 2 cm

de diamètre) et de grande longévité (le curseur graphite est recommandé pour les commandes principales sollicitées en permanence).

— La fréquence de récurrence du codeur de l'émetteur est actuellement généralisée aux alentours de 50 Hz, soit 20 millisecondes pour renouveler l'impulsion de cabré par exemple; à ces 20 millisecondes s'ajoutent aux 100 ms déjà employées par le pilote pour réagir.

Certains modélistes propriétaires d'avions ou d'engins très rapides ont un codage à 100 Hz pour être cohérent avec les servomoteurs à faible temps de réponse qu'ils ont achetés fort cher.

— Les codeurs sophistiqués (double rate ou loi définissant autour du neutre une faible amplitude de déplacement de la gouverne pour une grande amplitude de déplacement du manche) ne sont intéressants que pour domestiquer en souplesse un avion ou une voiture très rapides lorsqu'ils sont à leur vitesse maximum; cela évite la brusquerie (overcontrol) des anglais-saxons) et contribue à améliorer le défaut éventuel de pompage qui dépend évidemment de l'amplitude des mouvements de gouverne; une telle commande, souvent aussi appelée exponentielle, est très utile à la profondeur et aux ailerons des avions rapides, à la direction des voitures à moteur électrique ou thermique, à la commande d'anticoque des hélicoptères (quelquefois aussi amortie par un gyroscope).

Ces codeurs sont également intéressants par d'autres possibilités qui, elles, n'améliorent pas la qualité de la chaîne; par exemple le «mixer» électronique permet de supprimer les trois à glissières ou autres mélangeurs mécaniques pour commander un empenage «papillon» en V ou pour commander des ailerons qui jouent aussi le rôle de volets de sustentation.

Enfin ces codeurs possèdent une ou plusieurs fonctions de couplage des commandes, ce qui permet par exemple sur un hélicoptère de faire varier la commande d'anticoque proportionnellement à la commande du moteur (proportion définie par le taux de couplage); ceci est particulièrement intéressant pour éviter de mettre un coupleur mécaniquement dans les hélicos de type Alouette 2 de Kawan; lorsqu'il n'y a pas de pas collectif pour commander l'angle d'attaque des pales principales, on est obligé de faire varier en effet constamment le régime moteur, ce qui oblige à compenser constamment à l'anticoque, tandis que l'existence du pas collectif permet de travailler à régime moteur presque constant.

Pour les engins lents: voiliers, petits avions de début, la plupart de ces sophistications est inutilement coûteuse.

— Les récepteurs et leur décodeur n'introduisent qu'un très court déphasage inférieur à la milliseconde que l'on peut négliger.

— Les servomoteurs, eux, doivent être choisis avec soin; ce n'est pas facile, car il existe toutes sortes de servomoteurs souvent vendus en bloc imposé avec l'ensemble acheté; ils se différencient d'une marque à l'autre par la taille, le poids, le déplacement linéaire ou rotatif, le temps de réponse, la puissance, la précision du retour électronique et mécanique au neutre, le jeu de leur pignonnerie, la solidité et l'usure des engrenages, la qualité du micromoteur et du potentiomètre de feed-back, la consommation plus ou moins grande mais toujours proportionnelle au travail demandé (autre raison de

faire la chasse aux frottements des tringleries, aux gouvernes dures).

Preque tous les servos d'une marque sont maintenant compatibles avec n'importe quel ensemble d'une autre marque, car presque tout le monde a adopté le créneau d'entrée positif au servo; ce serait donc idéal pour le choix si les prises étaient normalisées; mais dans ce domaine la plus grande diversité règne et les prises enrobées de plastique sont indémontables voire irréparables; pour un fil coupé il faut changer tout le cordon!

Quelques règles générales doivent vous permettre de vous y retrouver dans ce maquis de critères qui préside au choix:

1. - Il est illogique d'acheter cher un servomoteur ayant un temps de réponse très faible si votre chaîne est pénalisée par des tringleries en guimauve, des trous de chappes trop grands dans les guignols, des charnières molles.

2. - Il est illogique d'acheter cher des servos dotés de meilleures qualités (sans jeu, précis, rapides, etc.) pour commander des fonctions auxiliaires non directement liées à l'évolution immédiate du mobile. Les bons servos doivent être réservés aux commandes principales et non à la commande du moteur, des volets ou du train d'atterrissage, de la sirène...

3. - La puissance, donc souvent le poids et la taille du servo, est liée à la taille du mobile ou à certaines fonctions particulières qui réclament cette puissance (border les voiles au plus près, rentrer ou sortir le train d'atterrissage). Généralement pour les servos de grande puissance (traction de 4 kg), celle-ci est obtenue par une grande démultiplication des engrenages ce qui rend le servo plus lent; s'il faut à la fois puissance, rapidité, fidélité d'asservissement, il faut une amplification électronique de puissance à l'ampère interne du servo et cela coûtant plus cher doit être réservé aux commandes principales.

4. - A prix égal, le servo linéaire a souvent plus de jeu que le servo rotatif; le rotatif permet de mieux régler le déplacement de la gouverne sans être obligé de «tripoter» dans l'émetteur la course électronique de la commande (car on peut jouer sur la longueur du bras de levier du guignol de servo et sur celle du guignol de gouverne). On compensera une partie du jeu de la pignonnerie d'un servo en diminuant son influence sur la gouverne, c'est-à-dire qu'il convient d'augmenter à la fois la course du servo et la longueur du bras de levier du guignol de gouverne pour avoir le même débattement qu'avant, mais cette fois avec moins de jeu autour de la position de la gouverne.

5. - Les engrenages de servos sont maintenant suffisamment épais ou métalliques pour être moins cassants, prendre moins d'usure et de jeu; ceci est important car le servo constitue par lui-même une boucle asservie à l'intérieur de notre chaîne; tous les éléments qui font partie de cette boucle, qu'ils soient électroniques ou mécaniques concourent à donner une rapidité, un temps de réponse et une précision spécifiques; l'électronique ne s'use pas mais l'usure des engrenages peut entraîner une rapide dégradation des performances catalogue du servo.

6. - Les meilleurs temps de réponse sont obtenus avec des amplis-comparateurs très sensibles, réglés à la limite du pompage spécifique de la boucle, avec des micromoteurs à fort couple de démarrage sous faible tension (moteurs à 5 pôles à bobinage important), avec des poten-

tiomètres de feed-back assez volumineux pour rester précis et ne pas s'user trop rapidement au niveau des points de contacts du curseur par lesquels passent une intensité souvent importante.

7. - Pour ce qui concerne la consommation, un servo à sa pleine charge consomme 250 à 300 milliampères; au repos et sans charge il consomme moins de 10 milliampères; d'où la nécessité d'avoir des commandes qui ne tirent pas en permanence si l'on désire avoir beaucoup d'autonomie pour le mobile et si on ne peut l'alourdir par de grosses batteries.

— Les liaisons entre servos et gouvernes principales sont souvent la partie la plus mal exécutée des modèles; c'est pourtant celles sur lesquelles on peut le plus influer pour changer le pilotage du mobile; rien ne sert d'acheter un bel ensemble de radiocommande si cette partie-là est bâclée; outre tout ce qui a déjà été dit sur la rigidité et l'absence de jeu, il convient aussi de respecter les angles de débattement et les surfaces de gouvernes préconisées dans les plans des modèles.

— Enfin nos derniers propos vont s'appliquer au pilotage et à la capacité du mobile d'évoluer dans les 3 dimensions, ce qui a un impact important sur la disposition des «manches» de l'émetteur; une voiture, un avion, un voilier, un hélicoptère ne se commandent pas de la même façon: c'est une évidence, mais y regarder de plus près, on constate qu'une voiture peut changer de direction sans que le volant soit sollicité si le virage est suffisamment relevé pendant le changement de direction souhaité; tout se passe comme pour l'avion qui, lui, doit s'incliner pour virer: pour simplifier, disons que son adhérence sur l'air est bien inférieure à celle des pneus sur la route; avec le volant d'une voiture on modifie un rayon de braquage, l'angle de braquage du volant, si l'on ne glisse pas, est gardé pendant tout le virage; avec la commande d'ailerons (ou de direction + dièdre) on obtient sur l'avion un taux de roulis qui donne une inclinaison; cette inclinaison obtenue, il faut, contrairement à la voiture, remettre le manche d'aileron au neutre pour continuer le virage avec le même rayon de courbure; pour dérouler le virage le volant de l'auto est ramené au milieu tandis que le pilote d'avion donne de l'aileron opposé au virage.

Tout ceci pour dire que si vous achetez une télécommande 2 voies que vous réchez à la voiture, n'hésitez pas à prendre un volant comme commande de direction: c'est plus instinctif. Mais si vous voulez que cette télécommande serve aussi à l'avion de début que vous projetez de construire, vous seriez avisé de choisir un émetteur à manche «bala» ayant au moins deux manches revenant au neutre (rappel par ressort pour les ailerons ou direction + dièdre et profondeur); mais s'il s'agit d'un voilier où le gouvernail doit compenser en permanence l'effort du vent sur la voile et empêcher le voilier de se mettre à la cape ou dans le lit du vent, il est inutile d'avoir un rappel au neutre: un «trimmage» permanent est nécessaire, car la progression d'un voilier est la résultante de forces contradictoires exercées sur deux milieux hétérogènes: l'air et l'eau; l'avion au contraire, se déplace toujours à l'aide des forces qu'il exerce sur un milieu quasi-homogène l'air.

En guise de conclusion, nous souhaitons que ces considérations peut-être un peu ardues et rébarbatives éclaireront bien votre choix.

ENSEMBLES D'EMISSION-RECEPTION

Les appareils version 1982, et principalement ceux de haut de gamme, concrétisent les tendances des années précédentes, grâce à l'évolution de l'industrie du circuit intégré, comme dans beaucoup d'autres domaines.

Ceci se traduit par :

- une modularité complète des émetteurs aussi bien en ce qui concerne le codage que la HF ;

- l'adoption quasi générale pour les ensembles performants de la modulation de fréquence à bande étroite (FMSS) sur toutes les bandes réservées aux radiomodélistes : 27, 41, 72 MHz et dans quelques cas 436 MHz. Cette dernière bande conduit à des appareils chers, en égard aux réels avantages qu'elle offre ;

- l'apparition sur le marché d'émetteurs dotés de mémoires programmables

Le codage et le décodage

Si l'on considère le signal délivré par un codeur « digital » proportionnel classique et les techniques récemment mises en œuvre pour le générer, on s'aperçoit qu'il est facile d'obtenir des fonctions complémentaires par l'adjonction de modules enfichables.

C'est ainsi qu'on rencontre actuellement des ensembles disponibles avec une foule d'options présentées sans forme de modules.

Les principales fonctions ainsi réalisées sont les suivantes :

— Double course (dual rate)

Cette fonction permet d'obtenir deux courses différentes au verso pour un même débattement du manche.

— Commande de course progressive

Encore appelée courbe en « S » ou « exponentielle ». En fait la variation de l'angle de rotation du servo n'est plus directement proportionnelle au débattement du manche. La plage et plus importante autour du neutre et plus abrupte vers les butées de fin de course. Ceci est très intéressant dans de nombreux cas de pilotage, en particulier pour la commande de direction d'un petit bolide au 1/8^e.

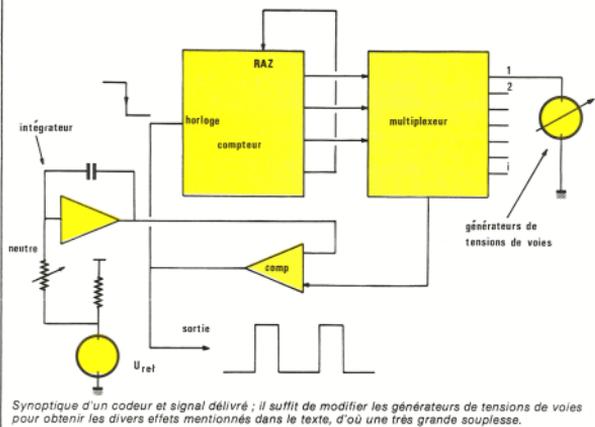
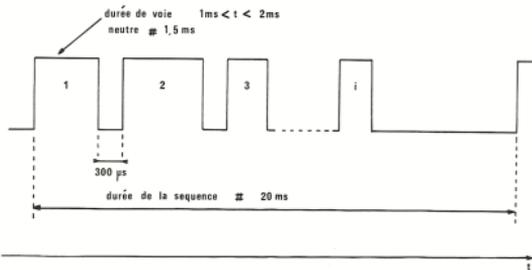
— Mélange ou mixage de voies (ou encore couplage).

Cette fonction permet d'asservir deux voies au même ordre. Elle s'avère particulièrement pratique pour les commandes qui doivent être interdépendantes sur certains modèles réduits. On peut doser le taux de mélange au niveau de l'émetteur.

Auparavant le mélange s'effectuait soit mécaniquement sur les servos, soit électriquement par l'adjonction d'un module entre récepteur et servos des voies concernées.

— Module proportionnel/tout ou rien :

Ces modules transforment une voie proportionnelle en plusieurs canaux tout ou rien. Il est en effet bien rare qu'on ait besoin de plus de cinq voies proportionnelles pour piloter un modèle réduit. Les autres organes à commander se satisfont d'ordres tout ou rien. Le fait de transformer ainsi une voie proportionnelle inutilisée



Synoptique d'un codeur et signal délivré ; il suffit de modifier les générateurs de tensions de voies pour obtenir les divers effets mentionnés dans le texte, d'où une très grande souplesse.

rend l'exploitation de l'émetteur plus rationnelle. Sont ainsi commandés : les phares, sirènes ou autres avertisseurs, les treuils, etc.

— Programmation

Grâce à l'évolution des mémoires EAROM et PROM mono-tension due à la micro informatique, certaines marques, telles ROBBE et LEXTRONIC présentent des modules mémoires programmables. Le possesseur d'un ensemble de ce genre pourra appeler durant l'évolution de sa maquette, certaines figures préprogrammées. Ces mémoires sont « transparentes », c'est-à-dire qu'à n'importe quel moment le pilote peut reprendre les « rôles ».

L'émission et la réception

Comme nous le disions au début de ce paragraphe, les derniers ensembles de milieu et de haut de gamme travaillent presque tous en modulation de fréquence à bande étroite.

Ce type de transmission accroît les garanties vis-à-vis des brouillages, de même qu'il auto-

rise une occupation plus rationnelle des canaux alloués : on peut dorénavant émettre simultanément sur des canaux adjacents (espacement de 10 KHz) alors qu'on était obligé auparavant de respecter un écart de deux canaux. Attention toutefois, il ne faut pas en conclure qu'une radio ainsi équipée est imbrouillable. Elle l'est, ne serait-ce que si on confrère sur le même terrain émet sur la fréquence image de votre émetteur.

Expliquons-nous : les récepteurs actuels fonctionnent tous suivant le principe du super-hétérodyne avec une fréquence intermédiaire de 455 KHz. L'oscillateur local délivre une fréquence telle que $F_o = F_r$ ou $F_o - F_r = 455$ KHz. Mais il existe une autre fréquence F_r telle que $F_o - F_r = 455$ KHz. Votre récepteur ne voit pas la différence, et si elle existe, la prend également en compte.

Il apparaît donc que cette fréquence dite « image » est éloignée de 910 kHz (2×455) de votre fréquence d'émission. En France la nouvelle bande 41 MHz débute effectivement à 11 MHz mais en RFA elle débute à 40, 110, et de nombreux ensembles en sont originaires !...

La conception des modèles sophistiqués autorise le changement de bande de fréquences par réinsertion d'une autre platine.

Toutes les liaisons sont effectuées par l'intermédiaire de connecteurs.

Au niveau des récepteurs, les circuits intégrés spécialisés, de même que les filtres céramiques très sélectifs, accroissent non seulement les performances mais aussi la fiabilité et la miniaturisation.

On trouve à l'heure actuelle des filtres du 11^e ordre de très faibles dimensions !

LES NOUVEAUTES

GRAUPNER

Une seule nouveauté dans la gamme GRAUPNER pour 1982, les autres appareils de la gamme étant déjà disponibles courant 1981.

Il s'agit de l'ensemble T1014, 7 voies à modulation de fréquence bande étroite, en 27, 41 et 72 MHz. Il peut être associé au récepteur FM SSS 8 voies dans la bande correspondante.

Ce modèle ne dispose pas des raffinements de la technique modulaire. C'est donc une version économique, mais disposant de 7 voies dont 4 par manches de précision, destinée aux modèles réduits ne réclamant pas les fonctions spéciales décrites plus haut.

Parmi les modèles déjà existants en 1981, on peut encore citer :

— un ensemble économique, le E8SSM27, à 4 voies, qui ne se fait qu'en 27 MHz à modulation

d'amplitude. Il est prévu pour travailler avec le récepteur SSM 27 ;

— l'ensemble C4SSM (27 MHz) ou E4SSM (pour 41 ou 72 MHz), avec le récepteur superhét associé. Ces deux matériels demeurent dans la catégorie très conventionnelle, sans aucun des perfectionnements récents ;

— en haut de gamme, le système modulaire TM 2014 travaille en FM à bande étroite. Six

modules (mixage pour 2 voies, courbes exponentielles pour 2 voies, dual rate, etc.), peuvent compléter l'élément de base. Les portuses HF peuvent être choisies parmi les trois bandes : 27 MHz, 41 MHz et 72 MHz ;

— la série Varioprop PRO-MIX, elle aussi modulaire, et qui continue une carrière déjà bien ancrée.



HOBBY PEOPLE

Trois magasins

HP 91

58, chemin des Boeufs
91380
CHILLY-MAZARIN
Tél. 920.80.87

HP 20

115, rue des
Pyrénées
75020 PARIS
Tél. 367.33.69

HP NORD

11, rue
Nationale
59 TOURGOING
Tél. (20) 26.43.02

Vous y trouverez :

- AVIONS
- BATEAUX
- VOITURES
- RADIOCOMMANDES

et tous les accessoires.

Magasin agréé
F.N.A.C.

**VENTE PAR CORRESPONDANCE
DANS TOUTE LA FRANCE
CRÉDIT GRATUIT**

Dr. Böhm

71, rue de Suresnes, 92380 GARCHES - Tél. (1) 741.64.33
«Orgues électroniques en kit»

TOP-SOUND DS système digital

Magnifique instrument, doté d'une palette sonore incomparable 45 registres principaux, sonorités de synthèse polyphonique : VCF, VCOs, VCA, LFO, ADRS, Piano, Clavecin, Phasing, batterie et accomp. automat., tirettes, violons symphoniques.

Technologie ultramoderne à microprocesseurs.

Montage agréable et facile notices accessibles au profane.

Prix en kit 10-23000 F, équipement progressif et facilités de règlement.

Autres modèles classiques et jazz, 1 à 3 claviers, voir catalogue F 75 F.

Magasin ouvert du mardi au samedi 10-12 et 16-19 h

Veuillez m'adresser

- Documentation gratuite TOP-SOUND avec prix
- Notice technique avec schémas (joindre chèque 38 F.)
- Disque démonstration TOP-SOUND (joindre chèque 65 F.)
- Catalogue général F 75F (joindre 7 timbres lettre).
- Disque démo., musique classique (joindre chèque 65 F.)

Nom :

Adresse :

Profession :

LEXTRONIC.

Ce fabricant continue à diffuser toute la gamme déjà proposée l'an passé. En nouveauté, on trouve maintenant l'ensemble émetteur X007 « compétition », récepteur FM 14SP.

Il s'agit d'un système modulaire, comportant :

— huit têtes HF différentes (FM ou AM dans les trois bandes) ;

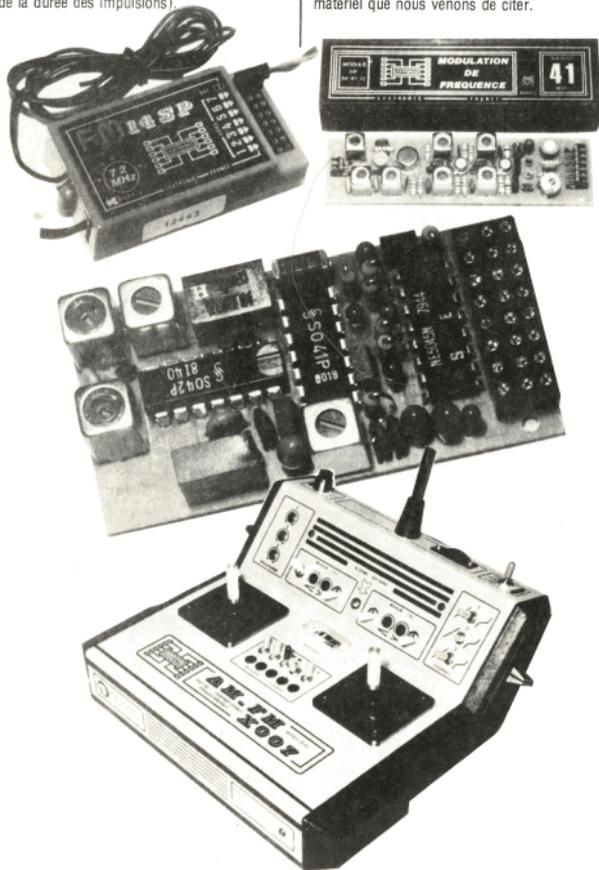
— plusieurs variantes de codeurs : à la platine de base, peuvent s'ajouter : une alarme sonore (témoin de batterie), un module dual rate (4 et 8 voies), une option « courbe exponentielle » pour 3 voies, un module mixer pour 2 voies (couplage parabolique), une option « programmation de figures », et, pour la version nautique, un dispositif transformant une voie proportionnelle en plusieurs canaux tout ou rien (douze canaux au total, avec deux voies). Cette dernière adaptation impose l'emploi, en aval du récepteur, d'un sélecteur à mémoire (discriminateurs attaquant chacun un relais, en fonction de la durée des impulsions).

Tout ce matériel est équipé de manches professionnels, à potentiomètres rotatifs étanches (rotation de 70°), et trims électroniques commandés par potentiomètres à glissière. Le raffinement va jusqu'à un réglage de la hauteur des manches...

Les récepteurs prévus pour ces émetteurs, référencés FM14SF et FM14SP, fonctionnent tous les deux en bande étroite, grâce à l'emploi de filtres à plusieurs pôles dans les étages FI. Ils sont compatibles avec les émetteurs d'autres marques : Robbe (série éco FM), Multiplex, Sanwa, Graupner.

Ajoutons enfin que ce même émetteur peut recevoir en option une double commande, et permet, en liaison avec un microprocesseur, d'attaquer une mémoire externe, ou un mini-cassette.

Pour les mois à venir, LEXTRONIC ne se repose pas sur ses lauriers : on annonce un ensemble travaillant à 436 MHz, extrapolé du matériel que nous venons de citer.



MODELUD

On ne trouve, chez ce constructeur, qu'un ensemble économique (AP 241), mais qui fonctionne sur 41 MHz, en modulation d'amplitude. Livré complet, cet ensemble comporte l'émetteur (2 voies), le récepteur, deux servos avec palonnier circulaire, et un boîtier de piles avec interrupteur (pour le récepteur).



MULTIPLEX (TENCO)

Signalons deux ensembles FM à bande étroite chez ce constructeur :

— L'EUROPA sport, à 6 voies, est un système modulaire travaillant à 27 ou 41 MHz. Il est normalement livré avec un récepteur 4 voies, extensible à 6 voies. Les modules comprennent : un dispositif de mixage, le remplacement éventuel d'un manche par un volant (commande mande de voiture) ou par 8 commandes tout ou rien (commande de bateau).

— Le COMBI 80, à 7 voies, existe en modèle de base à 5 voies pour l'émetteur, tandis que le récepteur comporte toujours 7 voies. La HF travaille sur 27, 41 ou 72 MHz. Il s'agit encore d'un système modulaire, tant au niveau de la HF que du codage (comme sur l'Europa). En plus, une sortie BF est prévue pour le test des servos. Des liaisons par connecteurs permettent, dans l'émetteur, d'inverser le sens de rotation des servomécanismes.



ROBBE

— Émetteur AMS 27 + récepteur TERRA AMS 27 T4

Ensemble 4 voies :
— 2 voies par manches plus 2 voies additionnelles par levier (sans rappel).

Cet ensemble n'existe qu'en modulation d'amplitude et en 27 MHz (espacement 10 KHz).

Une originalité : le manche des gaz est équipé d'un levier qui permet de décaler la course au maximum d'un tiers. Astuce pratique pour la commande gaz/frein des voitures.

— Robbe ECO FM (bande étroite) + récepteur FMSS R4 : ensemble 4 voies existant en 27 et 41 MHz.

C'est un 2 + 2 avec possibilité d'inversion du sens des servos.



Même possibilité sur le manche de gaz que l'AMS 27.

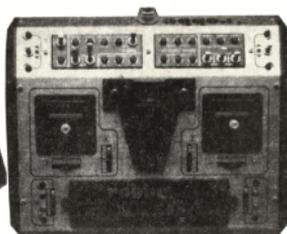
— Série PROMARS - FMSS (bande étroite)

Ensembles modulaires 8 voies disponibles en 27,41 et 72 MHz.

Huit modules d'extension sont proposés avec six emplacements réservés sur le pupitre.

Citons : un module de programmation, un module différentiel, un module de mixage, un module Helmix (mixage spécial pour hélicoptère), un module d'écologie, un module dual rate, un module multiswitch, un module proportionnel-tout ou rien.

La série PROMARS-REX dispose en outre de la possibilité d'ajouter un terminal INFO à microprocesseur qui peut faire office de compte-tours (jusqu'à 30 000) ou de timer. Le même emplacement peut être réservé à un module mémoire programmable. Il s'agit là de ce qui se fait de mieux actuellement en radiocommande.

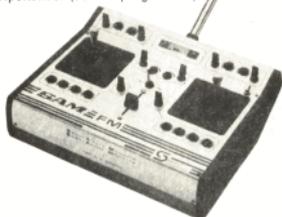


SCIENTIFIC FRANCE

Cette société française importe les marques Sanwa et Simprop.

Chez Simprop, une série complète est baptisée SAM FM (Système A Module). On y trouve le SAM 4 junior, le SAM 7 sénior, et le SAM 7 expert, à l'émission ; ces trois modèles existent en 27 MHz, 41 MHz et 72 MHz, et sont prévus pour travailler avec un récepteur à sept voies proportionnelles sont remplacées par 6 canaux tout ou rien.

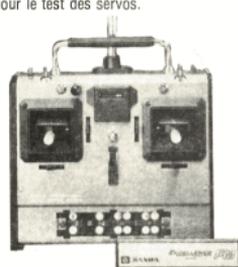
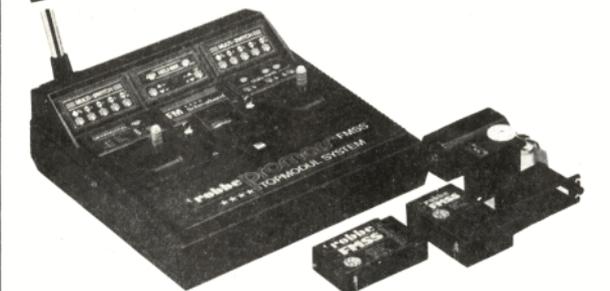
L'amateur qui aura fait l'acquisition du modèle d'émetteur le plus simple (SAM 4 junior), peut passer au SAM 7 en y adjoignant les éléments de codage manquants. Sur tous les émetteurs, on peut, en option, ajouter : un mixer 2 voies, un module de programmation de figures, un ensemble dual-rate, et un module exponentiel (course progressive).



La remarquable diversité de la gamme Sauwa ne nous permettra pas de passer en revue tous les modèles de la marque. Une première série économique, référencée STAC, existe en 4 et 6 voies, avec modulation d'amplitude dans les bandes 27 ou 72 MHz.

Plus perfectionnée, la série Black Custom FM, non modulaire cependant, se fabrique en 4 et 6 voies, et reçoit automatiquement le dual-rate et le mixage (2 voies) réglable. En plus, les FMGH et FMGP incorporent un chronomètre digital, et une alarme sonore pour la surveillance de la batterie.

Toujours chez Sauwa, on accède au haut de gamme avec la série « Excellence FM », qui regroupe six appareils différents (tous en FM) : un modèle 2 voies, un modèle 3 voies avec volant (commande de voiture), un 4 voies, un 5 voies, un 6 voies et un 7 voies. Tous les équipements sont installés d'entrée, la firme n'ayant pas recours à la solution modulaire : dual-rate, mixage différentiel, etc. Les réglages, sur tous les modèles de cette série, sont accessibles à travers une trappe. Une sortie BF, par ailleurs, délivre directement les signaux de modulation, pour le test des servos.



LES SERVOMECHANISMES

Nous nous limiterons aux techniques digitales de radiocommande, seules exploitées maintenant sur la majorité des matériels. En aval de la chaîne de réception, donc en sortie du décodeur (voir la partie de notre dossier consacrée aux ensembles émetteurs et récepteurs), on dispose de créneaux de largeur variable, aiguillés sur les différentes voies d'utilisation.

Pour la plupart, ces signaux sont destinés à fixer la position d'un mécanisme : direction d'une voiture, gouvernail d'un bateau, ailerons d'un avion, etc. Aux servo mécanismes est alors confiée la tâche d'assurer les mouvements de ces organes aux largeurs des créneaux.

Le choix d'un servomécanisme reposera donc sur deux catégories de critères : ceux qui se rapportent aux caractéristiques mécaniques (force ou couple, amplitude des déplacements, etc.) et ceux qui concernent l'électronique. Nous commencerons par ce dernier aspect.

Fonctionnement d'un servomécanisme digital

Sous sa forme la plus synthétique, un servomécanisme peut se réduire au schéma de la figure 1. Un comparateur, dont la sortie délivre le courant d'alimentation du moteur M, reçoit, sur chacune de ses deux entrées :

- l'information transmise par le codeur du récepteur (entrée e_1),
- une tension prise au curseur du potentiomètre P, dont l'axe est entraîné par le moteur (après démultiplication).

Le courant ne devient nul, et le moteur ne s'arrête, que lorsqu'il y a identité des états sur e_1 et e_2 , à chaque potentiel de commande appliqué sur e_1 , correspond donc une position d'équilibre de P, donc du mécanisme de sortie.

La figure 2 explicite le comportement électronique de l'ensemble. Le signal sortant du décodeur, et aiguillé vers la voie considérée, est un créneau de durée t_1 (réglable de 1 à 2 ms environ à l'émission), entre les niveaux de tension 0 et +E (ligne a). Après différenciation, on dispose d'impulsions positives et négatives (ligne b). Les premières déclenchent un monostable associé au servomécanisme, et donnant un créneau négatif (entre les niveaux 0 et -E) de durée t_2 (ligne c), déterminée par la tension du potentiomètre P.

On réalise enfin l'addition algébrique des signaux de la ligne a (entrée) et de la ligne c (monostable), ce qui conduit à la ligne d. Trois cas sont alors possibles :

- si $t_1 = t_2$, la tension reste nulle en d, et le moteur ne tourne pas : on se trouve à l'équilibre correspondant au temps t_1 choisi à l'émission.
- si $t_1 < t_2$ (Cas de la figure 2), le moteur reçoit une succession d'impulsions négatives, et tourne dans un sens que nous baptiserons 1, jusqu'à réaliser l'égalité de t_1 et t_2 .
- si $t_1 > t_2$, le moteur reçoit des impulsions positives (entre 0 et +E), et tourne dans le sens opposé 2, jusqu'à l'équilibre.

Les servomécanismes actuels sont pratiquement tous construits autour de circuits intégrés qui réunissent les principales fonctions nécessaires :

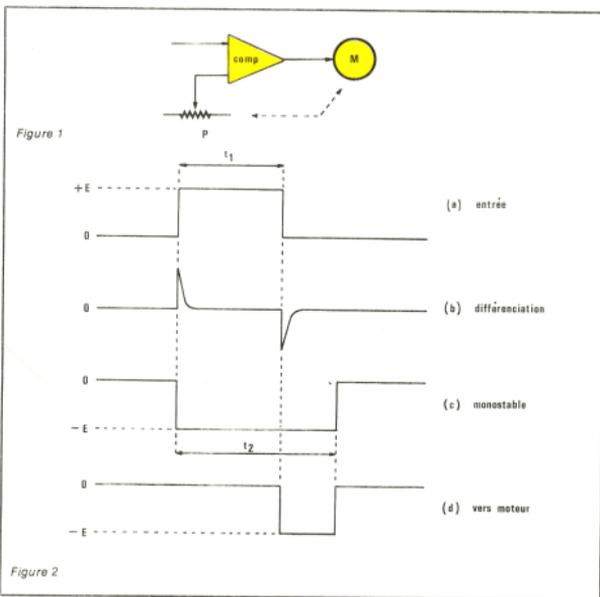


Figure 2

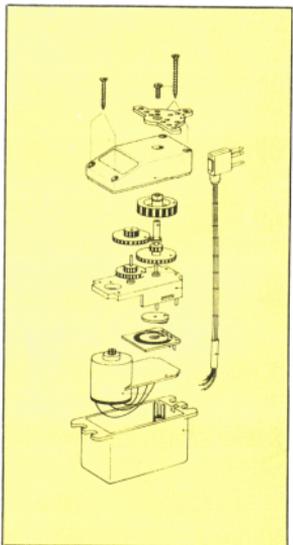
- le NE 544, très répandu sur le matériel européen, et qui succède au NE 543 ;
- le BA 686, employé par les Japonais (sur matériel ROBBÉ par exemple).

Les caractéristiques de sortie dépendent du moteur utilisé dans le servo : on employait couramment des moteurs offrant une résistance 11 Ω . Les nouveaux modèles descendent parfois à 3 Ω , ce qui améliore le rendement (avec une alimentation sous 2,4 volts).

Caractéristiques mécaniques d'un servo

Tous les constructeurs les donnent : reste à savoir les lire. La **course** (déplacement linéaire ou rotation) est une notion évidente. La **démultiplication** concerne le rapport entre le nombre de tours du moteur, et celui du palonnier ; les faibles démultiplications accroissent la vitesse de réponse. Des progrès ont été faits récemment par la qualité des engrenages (fibres de verre et résine), et par l'emploi de roulements à billes, ou même à aiguilles, sur les paliers.

La capacité d'un servo à actionner une gouverne, se traduit par la **force** exercée (déplacement linéaire), ou par le **couple** (déplacement angulaire). La force s'exprime en N (Newton) ou en kgf (kilogramme force). Le couple, produit d'une force par la longueur d'un bras de levier, est donné en Nm (Newton mètre), ou en kgm.



Quelques modèles de servomécanismes

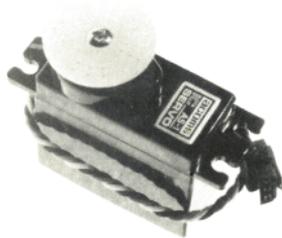
Nous extrayons, du large choix proposé, par les divers constructeurs, quelques modèles échelonnés selon leurs possibilités.

Servomécanismes miniatures : adaptés aux commandes légères (gouvernes de planeur par exemple), ils ne délivrent que des couples réduits, mais consomment peu et sont légers.

Citons :

- chez GRAUPNER, le modèle C05 : F = 16 N, consommation de 100 à 400 mA sous 4,8 V, masse 35 g.

- chez LEXTRONIC, le modèle LX80 : couple de 20 Ncm (sortie rotative), moteur de 8 à 11 Ω (sous 4,8 V) ou de 3 Ω (sous 2,4 volts), masse 35 g.



- chez ROBBE, le modèle RS50, qui donne un couple de 16 N cm malgré ses très faibles dimensions, et ne consomme pas plus de 180 mA sous 4,8 volts.

- chez SANWA, un petit servo de 27 g, le SM 401 ou SM 402, délivre tout de même un couple de 20 N cm, avec une réponse rapide.

Servomécanismes courants : ils conviennent aux applications les plus générales :

- chez GRAUPNER, la série CR (rotatif) ou CL (linéaire) donne un couple de 18 N cm, ou une force de 30 N, pour une masse de 55 g.

- chez MODELUD, dans l'ensemble AP241, les servos AS1, rotatifs, fournissent un couple de 30 N cm, pour une masse de 45 g seulement.

- chez ROBBE, le RS 60 (rotatif) donne un couple de 30 N cm pour une masse de seulement 36 g ! Et il ne consomme, au maximum que 150 mA sous 4,8 V.

- chez SIMPROP le Tiny C (rotatif) allie un temps de réponse court (0,6 seconde) à un couple de 15 N cm, pour une masse de 50 g.

- chez SANWA, le SM 354 et le SM 355 (sens de rotation opposés), ont un couple de 36 N cm pour une consommation de 70 mA, et pèsent 50 g.

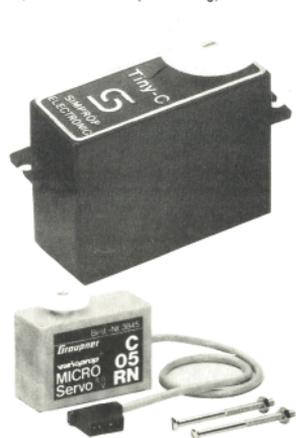


Les servos de grande puissance : nous en excluons les treillis pour voiliers. On trouve alors, par exemple :

- chez GRAUPNER, le WP, pour bateaux rapides ou grands hélicoptères, qui délivre un couple de 40 N cm (masse 80 g).

- chez SIMPROP le C 180 fournit 70 N cm, mais au prix d'un temps de réponse assez long (2 s). Il pèse 60 g.

- chez ROBBE, le RS70, modèle de haute qualité, donne 45 N cm (masse 60 g).



LES ACCUMULATEURS

Les émetteurs et les récepteurs de radio-commande, les servomécanismes, sont tous appareils recevant leur énergie sous forme électrique. Il en va de même pour beaucoup de moteurs de propulsion, notamment sur les bateaux et les voitures, mais même sur certains avions.

Pour d'évidentes raisons, l'utilisation immodérée du secteur ne peut se concevoir, restent alors les piles sèches, et les accumulateurs. Non rechargeables, capables seulement de faibles débits dans le cadre d'un prix raisonnable, les premières ne peuvent trouver place que dans des ensembles à consommation réduite : c'est le cas des émetteurs de petite puissance, et de certains récepteurs.

Dès que les consommations croissent, et surtout en cas d'utilisation intensive, les accumulateurs deviennent moins coûteux, à égalité d'énergie fournie. On en distingue essentiellement deux types, caractérisés par la nature de leurs électrodes : les modèles au plomb (parfois au plomb et calcium) et les modèles au cadmium-nickel.

L'utilisation d'un accumulateur, ou d'une batterie d'accumulateurs, suppose sa recharge périodique, soit à partir du secteur, soit à partir d'une autre batterie (celle de la voiture qui transporte le radiomodéliste sur son terrain d'exercice).

Les caractéristiques d'un accumulateur

Par une transformation chimique fort complexe, et que nous n'analyserons pas ici, un accumulateur emmagasine de l'énergie, pour la restituer ensuite.

Le choix d'un modèle d'accumulateur repose, d'abord, sur ses caractéristiques dans la seconde étape citée, celle de la restitution : tension délivrée, intensité maximale fournie, quantité d'énergie stockée.

La tension délivrée : c'est, pour chaque cellule, une constante liée à la nature de l'électrolyte, et des électrodes. Chaque élément d'une batterie d'accumulateurs au plomb (avec de l'acide sulfurique pour électrolyte), délivre, dans son état de charge normal, une tension à vide de 2 volts. Cette même tension atteint 1,2 volt pour un élément au cadmium-nickel, avec un électrolyte basique.

Lorsque des tensions plus élevées sont souhaitées, on connecte en série plusieurs éléments identiques. Les batteries au plomb fournissent ainsi, traditionnellement, des tensions de 2 volts (1 élément), de 6 volts (3 éléments) et de 12 volts (6 éléments).

L'intensité maximale débitée : elle dépend des différents facteurs dont, en particulier, la surface des électrodes en contact avec l'électrolyte. Les intensités utiles en radiocommande s'échelonnent de quelques dizaines de milliam-

pères (émetteurs et récepteurs simples) à plusieurs ampères (moteurs de propulsion).

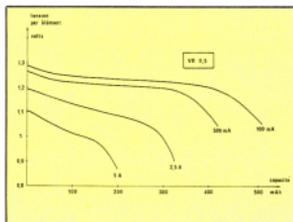
La capacité : de la quantité d'énergie emmagasinée dans un accumulateur dépend, presque proportionnellement, l'autonomie des circuits alimentés, pour une consommation donnée. La capacité C d'une batterie, caractérise cette quantité d'énergie électrique, et devrait s'exprimer en coulombs.

Des raisons pratiques ont conduit à la donner en ampère-heure (Ah), produit de l'intensité délivrée par la durée (en heures) avant la décharge totale d'une batterie préalablement chargée à bloc. Les capacités nominales s'échelonnent couramment de 100 mA h à une dizaine d'ampère-heure. Elles sont approximativement proportionnelles au poids (ou au volume) de la batterie.

Un examen plus attentif montre que la capacité restituée dépend sensiblement de l'intensité fournie pendant la décharge. La figure jointe illustre cette affirmation pour un élément cadmium-nickel VB 10 (document SAFT) ; la capacité maximale n'est atteinte que si l'intensité de décharge n'excède pas :

$$I = \frac{C}{5}$$

Des intensités de décharge égales à 10 C ne peuvent qu'exceptionnellement être tolérées.



La recharge des accumulateurs

Le passage, à travers l'électrolyte, du courant de charge, entraîne des réactions chimiques qui ne peuvent s'effectuer que progressivement (vitesse de réaction limitée). Pour un accumulateur de type donné, les techniques de fabrication déterminent cette vitesse, donc l'intensité maximale de charge.

Généralement l'intensité optimale de charge s'exprime, en ampères, par un nombre égal au 1/10 de celui qui donne la capacité en Ah :

$$I = \frac{C}{10}$$

On en déduirait qu'une charge normale, et totale, demande 10 heures. Mais le rendement ne dépassant guère 60 %, il faut en fait environ 14 heures.

Certains accumulateurs sont conçus pour une recharge très rapide, par exemple en 30

minutes. C'est un avantage essentiel sur le terrain, où on remettra un modèle en état de marche à partir d'une batterie de voiture.

Les accumulateurs, enfin, ne supportent guère les surcharges. Dans les modèles classiques au plomb, celles-ci entraînent une perte d'électrolyte. Dans les modèles étanches, elles peuvent entraîner l'explosion, par la pression des gaz libérés (il existe, cependant, des soupapes de sécurité). On limite donc la charge par différents moyens :

- contrôle de la durée, à intensité connue ;
- contrôle de la tension : dans les accumulateurs au plomb, celle-ci augmente brusquement en fin de charge ;
- contrôle de la température : cette méthode s'applique aux accumulateurs Cd-Ni, dont la courbe de tension n'offre pas de coude brusque.

Constructeurs et produits

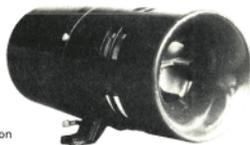
Sous des références parfois propres aux fournisseurs de matériel de radiocommande, on retrouve les produits des grands constructeurs d'accumulateurs : ITT, SAFT, VARTA, DRYFT, SANYO, SONNENSCHNEIN, G.E., etc.

- Les principaux modèles sont :
- les « boutons » CdNi, généralement regroupés en batteries de 4,8 volts, 6 volts, 8,4 volts, 9,6 volts et 12 volts ;
 - les éléments Cd-Ni remplaçant les piles crayon, avec des dimensions identiques ;
 - les accumulateurs au plomb, dont certains ont un électrolyte immobilisé au sein d'un gel, pour une utilisation en toutes positions.



Sirène minitex

Mini sirène d'alarme très puissante, pour boîtiers autonomes de protection antivol. Tous autres usages préventifs — rappels d'alarme, vol, incendie. Existe en 6, 12, 24 V c.c. Encombrement : diamètre : 67 mm, longueur : 75 mm. Puissance sonore : 105 dB à 1 m. Portée théorique 200 à 300 m. Corps en ABS résistant aux chocs. Montage sur patte - montage par fixation arrière - montage encastrable.



Sirène supertex

Sirène électromécanique à turbine longue portée, pour toutes les installations d'alarmes extérieures et intérieures (vol et incendie). Existe en 12 V c.c. 110 V, 220 V c.a. Encombrement : diamètre : 110 mm - longueur : 160 mm. Puissance sonore : 120 dB à 1 m.



Sirène électronique

Sirène avec chambre de compression 12 W ou 16 W et circuit électronique modulé incorporé. Indispensable ou obligatoire pour certaines installations : modulé, avec alerte police modèle agréé 29 AS. Protection incendie avec signal évacuation d'urgence (norme AFNOR S32001). Diamètre (pavillon) : 128 mm. Longueur : 165 et 180 mm. Puissance sonore : de 105 à 110 dB à 1 m (suivant chambre). Existe en 6 - 12 - 24 V c.c.



Chambre de compression BZL 0562 4 ohms et 8 ohms

Pour centrale d'alarme antivol ou incendie, déjà équipée d'un amplificateur et d'un modulateur. Indispensable pour des installations à multi-niveaux à partir d'une centrale unique, et pour déclenchement simultané. Bande passante : 500 à 3500 Hz. Présentation Aluminium anodisé doré mat.

ISKRA
France
354 RUE LECOURBE 75015

Nom :
Adresse :
Code postal :

Je désire recevoir une documentation, contre 2,80 F en timbres, sur

- Les contrôleurs universels
- Les pinces ampèremétriques
- Les sirènes
- Les coffrets

Ainsi que la liste des distributeurs régionaux

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

INFOS

Nouveautés loisirs

Jeux vidéo

Du nouveau dans le domaine des jeux vidéo : la société **MATTEL**, l'un des géants du monde du jouet, dont nous avons présenté les dernières créations dans notre dossier jeux et jouets électroniques en décembre dernier, annonce le lancement en France d'une très importante gamme de jeux vidéo qui a déjà remporté un très vif succès aux U.S.A. (30 % du marché).

Le système se compose d'une console peu encombrante, 38 cm x 28 cm, de deux claviers qui s'encastrent (pour le rangement) dans la console et de cassettes enfichables contenant les programmes de jeux.

L'ensemble permet selon les cassettes 1 à 6 joueurs.

La console de base est équipée d'un puissant microprocesseur et un important travail au niveau de la programmation des cassettes a permis de recréer la réalité d'une manière saisissante, (réalisme des silhouettes, détails des ombres portées des balles de tennis sur le sol, perspective des aires de sport par exemple) et une excellente qualité des couleurs.

Documents MATTEL.



Un parc de 39 cassettes est immédiatement disponible, voir la liste suivante :

JEUX : Roulette, course de chevaux, poker et blackjack, le donneur royal, le flipper.

SPORTS : Course auto, hockey, football, tennis, golf, ski, boxe, football américain, baseball, basketball, bowling, motocross.

STRATEGIES : Backgammon, dames, donjons et dragons, échecs, snafu, minotaure, reversi, le chasseur de nuit, tron 1, tron 2.

ACTION : Bataille de chars, combat naval, combat de l'espace, chasse aux sous-marins, astrosmash, armada de l'espace, triple action, utopie, le faucon de l'espace, collision d'étoiles, le maréage à grenouilles, combat au sol.

Indiquons encore que la transformation PAL/SECAM est effectuée dans une usine Française près de Strasbourg, mais surtout que la société **MATTEL** a prévu que le système serait extensible et que la console pourra ainsi s'intégrer à un support comprenant un clavier et se transformer en micro-ordinateur domestique (disponible en 1983).

Bibliographie

Ceux qui aiment le rock auront plaisir à lire le livre d'Henri Leproux, qui retrace l'histoire du Golf Drouot dont il fut l'animateur (depuis 1955).

Plus de six mille groupes de rock ou chanteurs se sont produits dans cet établissement et certains y ont connu la consécration.

Le Temple du Rock par Henri LEPROUX paraît chez Robert Laffont.



Les fabricants français de semi-conducteurs annoncent la parution de la 4^e édition révisée et mise à jour des circuits intégrés 1982 ainsi que celle de la 7^e édition des caractéristiques des semiconducteurs discrets 1980-1981. Cette collection est proposée en quatre volumes :

- circuits intégrés analogiques,
- circuits intégrés logiques,
- transistors,
- diodes, thyristors, opto...

Tous ces semiconducteurs européens sont répertoriés par **PRO ELECTRON** qui est une association internationale de constructeurs de composants électroniques, qui attribue des numéros de code, selon un code commun normalisé, aux tubes électroniques, semiconducteurs et circuits intégrés et qui enregistre leurs caractéristiques.

Ces ouvrages sont distribués en France par :
Techniques de l'Ingénieur, service commercial,
123, rue d'Alésia, 75678 Paris Cedex 14
Tél. : (1) 539.22.91.

Nouveautés composants

Synthétiseurs de parole

Deux nouveaux circuits intégrés synthétiseurs de parole sont proposés par **ITT** semi-conducteurs. Il s'agit des UAA 1104 et UAA 1105. Ils sont basés sur le procédé LPC, codage par prédiction linéaire et restituent une voix synthétisée de consonance très naturelle.

La version UAA 1104 est conçue pour les applications autonomes où il est associé à un micro-ordinateur monochip de faible coût et à une ROM.

Le UAA 1105 est destiné à être intégré dans les systèmes existants basés sur un μ processeur.

Dans les deux cas, le vocabulaire n'est limité que par la capacité d'adressage des μ processeurs utilisés. Réalisés en technologie HMOS, ils sont livrés en boîtier plastique 24 broches, fonctionnent sous 5 V et consomment 300 mW environ.

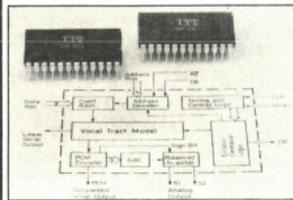


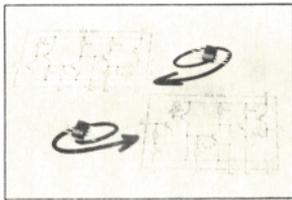
Photo : Document ITT.

Amplificateurs BF

Nous n'évoluons pas dans le domaine de la grande puissance avec les nouveaux amplificateurs intégrés, TCA 1003 et TCA 1004 proposés par ITT. Encapsulés en boîtier miniature, ils se contentent d'une alimentation de 1,3 V et ont été principalement développés pour les prothèses auditives mais trouveront grâce à leurs faibles dimensions des applications dans d'autres domaines, transmissions par IR (sur casque), système d'appel de personnes... nous aurons certainement l'occasion d'y revenir dans des articles pratiques.

Les deux versions ont un gain d'environ 50 dB obtenus par cinq étages. Gain et bande passante peuvent être ajustés par contre-réaction. Le TCA 1003 est destiné à des applications plus simples que le TCA 1004.

ITT 157, rue des Blains - F. 92220 Bagneux. Tél. 547.81.81.



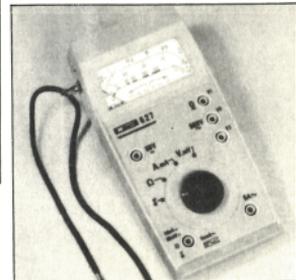
Nouveautés mesures

Nouveau contrôleur CdA 627

Le contrôleur **CdA 627** est un appareil qui a été conçu principalement pour les électriciens et les chauffagistes. Il est tout particulièrement indiqué pour la vérification des installations électriques type électroménager, chaufferies...

Les mesures que permet le CdA 627 sont les mesures de tensions continues en deux gammes, (50 mV et 50 V), les tensions alternatives sur un seul calibre (500 V), les intensités en continu, les intensités en alternatif en trois gammes, (50 mA, 5 A et 50 A) avec pour ce dernier calibre l'utilisation de transformateur-pince 1000:1, les résistances (une gamme 200 Ω), un test de continuité (sonnette) et le sens de rotation des phases. Le CdA 627 est protégé par des fusibles, équipé de douilles de sécurité, une dragonne facilite son transport et un bracelet son utilisation sur le site. Cet appareil peut être équipé en option, d'une ceinture antichoc.

CdA, 52, rue Leibnitz - 75018 Paris. Tél. 627.52.50.



ERRATUM

Concernant le modulateur de lumière haute définition.

Deux connexions ont été omises sur le circuit imprimé, ces pistes de 2 à 3 mm relient les pin 2 des C1 et C4 (optocoupleurs) à la ligne reliant les anodes de D1, D2, D3.

La seconde série de circuits imprimés de cet appareil qui seront commercialisés, seront munis de cette modification.

Avec le PAN 2001, **PANTEC** propose une nouvelle version de son multimètre digital PAN 2000. Ce nouveau modèle PAN 2001 est du type 3 digits 1/2 à cristaux liquides. Il permet des mesures de courant jusqu'à 10 A en alternatif, des mesures de faibles résistances (gamme 200 Ω), le test des jonctions de diodes, il est également équipé d'un générateur de signal carré délivrant des fréquences audibles entre 15 Hz et 15 kHz, pouvant être sélectionnées au moyen du commutateur de fonctions sur la position mesure de capacités, 5 gammes sont ainsi disponibles.

Le PAN 2001 dispose au total de 33 calibres.



PANTEC est distribué par CARLO GAVAZZI, 27-29, rue Pajol - 75018 Paris.

Générateur de fonctions universel



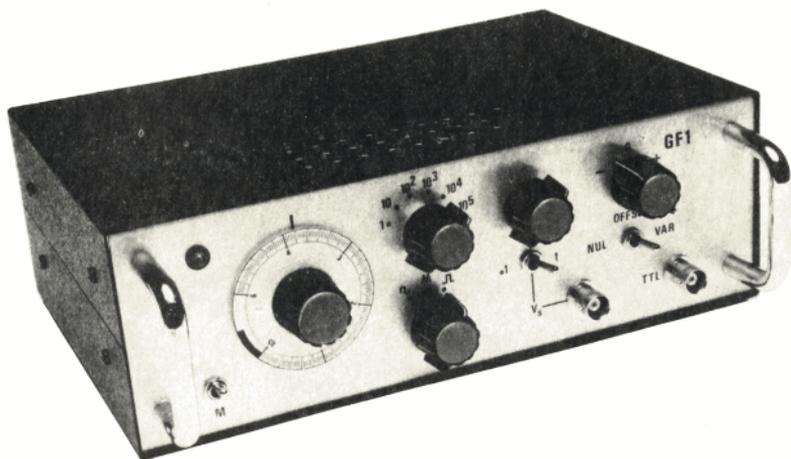
Dans le domaine dit des basses fréquences (que nous élargirons, ici, de la fraction de hertz à quelques centaines de kilohertz), trois formes d'ondes trouvent leur utilité, pour des applications diverses : les sinusoïdes, les triangles, et les créneaux. A l'occasion de précédents articles, nous avons, d'ailleurs, précisé et justifié cette affirmation. On se reportera, notamment, à notre étude sur l'emploi des signaux triangulaires (R.P.-E.L. n° 407), et à l'introduction au dossier consacré aux générateurs de fonctions (R.P.-E.L. n° 411).

Si maints générateurs du marché proposent, et pour un prix généralement fort abordable, ces trois formes d'onde dans la gamme des fréquences qui nous intéresse, il faut au contraire consentir un débours sensiblement plus douloureux pour accéder à d'autres perfectionnements pourtant très utiles, et assez faciles à adjoindre au générateur de base.

C'est la recherche d'une solution à ce problème, qui nous a guidé dans la conception de l'appareil dont la description commence avec ce numéro de la revue. En fait, désirant satisfaire un vaste éventail d'amateurs, nous nous sommes orientés vers une organisation modulaire. Celle-ci autorise, pour ceux qui souhaiteraient s'en contenter, la construction d'un générateur fournissant les signaux de base (sinusoïdes, triangles et rectangles), avec des caractéristiques dignes d'un appareil professionnel. Pour les électroniciens plus exigeants, l'adjonction d'une ou de deux cartes supplémentaires, très aisément raccordables à la carte principale, conduit à la réalisation d'un appareil extrêmement complet : vobulation linéaire ou logarithmique avec marqueur de fréquence, génération de salves (signaux tone-burst), modulation en amplitude.

Pour être encore plus complet, nous avons d'ailleurs conduit jusqu'à leur fin (câblage définitif et mise en coffret), deux versions : la plus simple (le seul générateur de base), et la plus complète.

Préalablement à l'étude proprement dite de ces appareils, nous proposons de clarifier une terminologie souvent incertaine : c'est l'objet du paragraphe qui suit.



Formes d'onde et fonctions

Nous baptiserons formes d'onde les formes des signaux de base élaborés dans l'oscillateur, et délivrés par l'amplificateur de sortie, en l'absence de toute manipulation supplémentaire. Ce sont donc les sinusoides, les triangles et les rectangles dont, après réglage par les commandes appropriées, l'amplitude et la fréquence demeurent constantes en fonction du temps.

Mais l'analyse de beaucoup de circuits (amplificateurs ou préamplificateurs audiofréquences, amplificateurs à fréquence intermédiaire, filtres divers, etc.) se trouve grandement facilitée lorsqu'on dispose de signaux plus complexes, obtenus en torturant quelque peu les précédents.

Le premier cas concerne des variations périodiques de la fréquence, régulièrement balayée de part et d'autre d'une valeur moyenne, ou entre deux limites présélectionnées. Dans la pratique, deux cas offrent de l'intérêt.

Pour le premier, appelé modulation de fréquence, on adopte une excursion ΔF relativement étroite vis à vis de la fréquence centrale F_0 : par exemple, quelques kilohertz autour de 455 kHz (étude de la bande-passante d'un amplificateur à fréquence intermédiaire), ou quelques dizaines de hertz autour de 1 000 Hz (examen d'un filtre BF, d'un circuit résonnant, etc.).

Dans le deuxième cas, où l'excursion atteint au contraire des valeurs élevées vis à vis de la fréquence centrale, nous parlerons de modulation. Par exemple, avec un tel balayage étendu de 20 Hz à 20 kHz, on peut visualiser, sur l'écran d'un oscilloscope, la courbe de réponse d'un amplificateur pour audiofréquences, d'un correcteur RIAA, d'un circuit de réglage de tonalité.

Traditionnellement, et pour d'évidentes raisons de commodité de lecture (étalement des fréquences basses et compression des fréquences élevées), on relève de telles courbes en portant les fréquences sur un axe des abscisses gradué logarithmiquement. Dans notre générateur, nous devons donc commander les variations de fréquence non seulement à partir de rampes à croissance linéaire (utilises pour la modulation à bande étroite), mais aussi par des rampes à progression logarithmique. L'une et l'autre, naturellement,

seront réglables en vitesse comme en amplitude.

Le comportement dynamique des amplificateurs, impossible à juger en régime permanent, apparaît immédiatement quand on dispose de saives de signaux. Il s'agit du fonctionnement baptisé *tone-burst* dans la littérature anglo-saxonne. Nous avons donc prévu ce dispositif, en l'enrichissant de la possibilité de régler la longueur des saives : une période du signal de base, ou plusieurs.

La modulation d'amplitude, qui n'offre guère qu'un intérêt de curiosité dans le cas de portées à basse fréquence, se révèle au contraire très utile lorsque ces mêmes portées atteignent les radiofréquences tant pour les circuits H.F. des récepteurs, que pour les amplificateurs à fréquence intermédiaire. Elle conduit à considérer le *taux de modulation*, notion sur laquelle nous reviendrons plus en détail ultérieurement.

Enfin, dans certaines applications, il apparaît souhaitable de pouvoir superposer aux signaux alternatifs, normalement centrés autour du potentiel de la masse, une composante continue réglable. Nous baptiserons *décalage* cette commande notée *offset* par les anglo-saxons.

Organigramme complet du générateur

Dans sa version la plus complète, le générateur de fonctions proposé réunit tous les éléments synoptiquement rassemblés dans la figure 1, d'où seuls sont exclus les circuits d'alimentation. Dans la pratique, et toujours à l'exception de ces derniers, les différents sous-ensembles de l'appareil sont répartis sur trois cartes de circuits imprimés, référencées 1, 2 et 3 dans la figure 1.

La carte 1, avec l'ensemble de ses commandes regroupées au bas de la figure, constitue le générateur de base. L'oscillateur, sur lequel nous reviendrons plus loin en détail, met en jeu un circuit Intersil 8038, déjà bien connu de nos lecteurs, du moins dans ses utilisations. Il délivre les trois formes d'onde fondamentales : sinusoides, triangles, créneaux. La fréquence d'oscillation peut être choisie grâce à deux commandes : d'une part, le choix d'un parmi six des condensateurs de temporisation

C1, à l'aide du commutateur K1 ; ceci correspond à la sélection des différentes gammes ; d'autre part, grâce à la variation continue de la tension appliquée sur une entrée du 8038, à partir du curseur du potentiomètre P1 : ceci permet l'exploration des fréquences à l'intérieur de chaque gamme. Notons dès maintenant que, si la progression des différentes gammes s'effectue dans des rapports successifs de 10, la variation continue couvre un rapport voisin de 100 à l'intérieur de chacune d'entre elles. Toutefois, vers les fréquences les plus basses, cette variation cesse d'être fonction linéaire de la rotation de P1, ce qui justifie le choix de la progression des gammes.

Pour le fonctionnement strictement manuel du générateur de base, le commutateur K2 n'est pas exploité, et on réunit par un strap les points A et B de la carte 1.

Situé après les sorties de l'oscillateur, qui englobe un conformateur de sinusoides, le commutateur K2 sélectionne l'une ou l'autre des trois formes d'onde disponibles, et les transmet à un étage adaptateur d'impédances (forte impédance d'entrée pour ne pas charger les sorties, faible impédance de sortie).

Dans cette version la plus simple du générateur, ni la fonction saives ni la fonction modulation d'amplitude ne sont utilisées : on réunit les points C et D de la carte 1 par un strap, pour attaquer les commandes de réglage de l'amplitude de sortie. Celles-ci englobent le potentiomètre Pa de variation continue, et le commutateur K3, sélectionnant deux gammes dans des rapports 10, par l'intermédiaire d'un diviseur résistif.

Pour des raisons sur lesquelles nous reviendrons lors de l'examen des schémas de détail, les signaux n'ont qu'une amplitude limitée (quelques volts) à la sortie de l'adaptateur. Il convient donc de les amener au niveau finalement souhaité, soit 10 volts crête à crête, par l'intermédiaire d'un amplificateur. Celui-ci, en outre, comporte la commande de décalage (potentiomètre Pb), qu'on peut éliminer lorsqu'on désire des signaux automatiquement centrés sur le potentiel de la masse : c'est alors le rôle du commutateur Ka.

Nous avons souhaité une sortie à basse impédance, sur 50 Ω , à l'expérience plus efficace que les sorties sur 600 Ω traditionnellement utilisées dans les générateurs d'antenne. Ceci, compte-tenu d'une amplitude crête-à-crête de 10 volts, à laquelle

s'ajoute un éventuel décalage continu pouvant lui aussi atteindre 10 volts, exige de la puissance. Il faut donc interposer un étage de sortie capable de fournir celle-ci.

L'existence d'une sortie TTL pour les créneaux, se justifie à partir de deux considérations. D'abord, il est commode de disposer de signaux aux normes TTL, puisque ces circuits de logique ont encore devant eux un long avenir, en dépit de la concurrence des C-MOS. Ensuite, comme nous le montrera l'analyse du 8038, les créneaux élaborés directement dans ce circuit souffrent de temps de montée et de descente relativement longs (50 à 100 ns). La sortie TTL permet de réduire les transitions aux environs de 10 ns, ce qui peut être souvent utile.

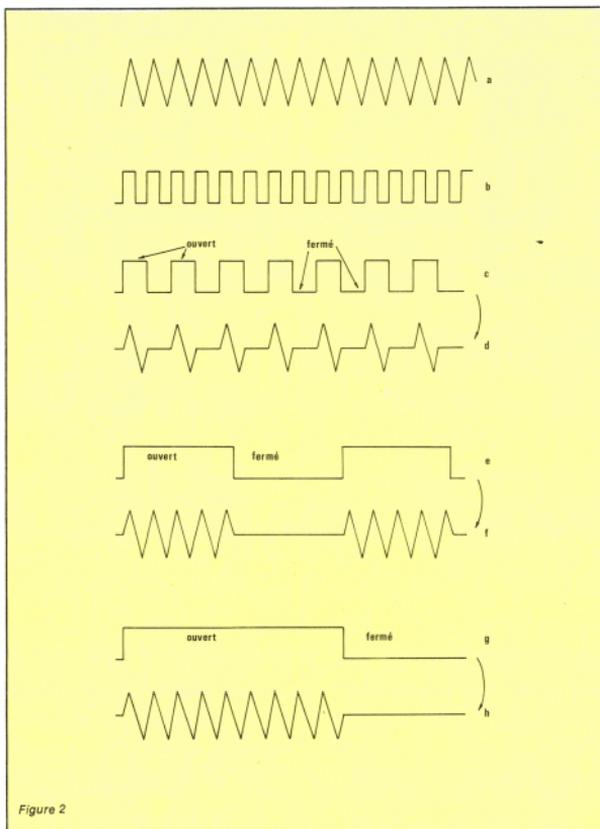
Pour y parvenir, on attaque donc un trigger en circuit intégré, à partir de la sortie rectangulaire de l'oscillateur.

La carte 2 du générateur regroupe toutes les fonctions de modulation de fréquence et de volubilité, avec les commandes associées. On y trouve d'abord un générateur de rampes linéaires, dont la période peut prendre trois valeurs discrètes : le commutateur K6 a pour rôle de les sélectionner. La rampe linéaire attaque un conformateur délivrant à son tour une rampe logarithmique, et le commutateur K7 prélève l'un ou l'autre de ces deux signaux de balayage, pour les appliquer à un amplificateur.

Deux commandes, matérialisées sous forme des potentiomètres P4 et P5, règlent respectivement l'amplitude de la dent de scie (donc l'excursion ΔF), et sa position à l'intérieur des limites possibles du balayage, donc les limites extrêmes des fréquences explorées.

La dent de scie linéaire, sortie à amplitude constante, sert à la commande du balayage horizontal de l'oscilloscope.

Il est particulièrement utile, lors d'une volubilité ou d'une modulation de fréquence, de pouvoir repérer avec précision, sur l'écran, la fréquence correspondant à chacun des points intéressants de la courbe de réponse. L'un des moyens d'y parvenir, réside dans l'utilisation d'un marqueur calibré : c'est la solution que nous avons retenue ici. Pour cela, la rampe prélevée à la sortie de l'amplificateur, parvient sur l'une des entrées d'un comparateur de tension, dont l'autre entrée reçoit la tension continue de référence (variable) fournie sur le curseur du po-



tiomètre P5. Lorsque la rampe franchit le seuil ainsi défini, le comparateur bascule, et délivre un échelon sur sa sortie. On le recueille sur la borne correspondante, pour le transmettre à l'un des canaux verticaux de l'oscilloscope de visualisation.

Quand on complète le générateur de base par la carte de volubilité (carte 2), il devient nécessaire de pouvoir choisir le mode manuel, ou le mode volubé. Le strap qui court-circuitait les points A et B de la carte 1 est donc supprimé, et remplacé par le commutateur K6. Celui-ci assure le fonctionnement manuel dans la position 1 (fréquence déterminée par le potentiomètre P1 à l'intérieur de la plage sélectionnée par K1), et met en service la carte de volubilité,

quand on le bascule dans la position 2.

Il nous reste à examiner la structure de la carte 3, consacrée à l'élaboration des salves, et à la modulation d'amplitude. Commençons par la fonction tone-burst.

Dans ce mode de fonctionnement, les triangles prélevés à la sortie de l'oscillateur de la carte 1, sont d'abord convertis en créneaux. Cette étape se révèle nécessaire, comme le montre la figure 2, pour que les flancs montants et descendants des rectangles, coïncident avec le niveau moyen du signal d'origine, triangulaire ou sinusoïdal. En effet, à la sortie rectangulaire du 8038, les transitions s'effectuent au passage par les sommets inférieurs ou supérieurs.

Les créneaux de la ligne b de la

longueur des rebrous

figure 2, subissent des divisions successives par 2, par 5 et par 10, qui conduisent respectivement aux rectangles des lignes c, e et g de cette même figure. L'un ou l'autre sont sélectionnés à l'aide du commutateur K_8 , commandant la longueur des salves, et attaquent un commutateur électronique, ouvert pendant la durée des paliers hauts, et fermé pendant celle des paliers bas. Dans le premier cas, le signal prélevé sur la sortie de l'adaptateur, et transmis au commutateur électronique dans la position 2 du sélecteur de mode K_8 , se retrouve au point D de la carte 1, donc sur les atténuateurs (le strap CD est évidemment supprimé en présence de la carte 3). Dans le deuxième cas, au contraire, il y a élimination de ces mêmes signaux.

Selon le rapport de division adopté, on dispose donc de salves constituées d'une seule période (figure 2, ligne d), de 4,5 périodes (figure 2, ligne f), ou de 9 périodes (figure 2, ligne h). On remarquera l'intérêt de la division par 5, qui conduit à un nombre impair de demi-périodes.

La modulation d'amplitude, enfin, est obtenue par la position 3 du commutateur K_8 . Cette fois, les signaux fournis par l'adaptateur d'impédances de la carte 1, excitent l'une des entrées d'un circuit multiplieur, dont l'autre entrée reçoit les tensions de modulation, élaborées dans l'oscillateur qui comporte la carte 3. On dispose de trois formes de signaux de modulation, choisies à l'aide du commutateur K_{10} . Leur fréquence est réglable sur une seule gamme, dans une plage approximative de 50 Hz à 5 kHz, par le potentiomètre P_7 . Enfin, le potentiomètre P_8 , en agissant sur la tension de sortie de l'oscillateur BF de la carte 3, règle le taux de modulation.

A la sortie du circuit multiplieur, on recueille donc la porteuse en provenance de la carte 1, modulée en amplitude par l'oscillateur de la carte 3. L'ensemble est réinjecté, par la deuxième section de K_8 , sur les atténuateurs, au point D.

Naturellement, lorsque ni le mode salves, ni la modulation d'amplitude, ne sont utilisés, on transmet directement les signaux de l'adaptateur au point D, en commutant K_8 sur la position 1.

Naturellement, lorsque ni le mode salves, ni la modulation d'amplitude, ne sont utilisés, on transmet directement les signaux de l'adaptateur

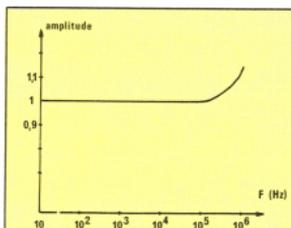


Figure 3

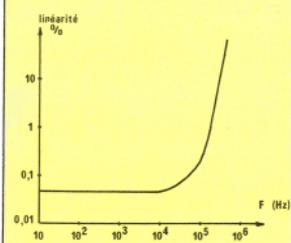


Figure 4

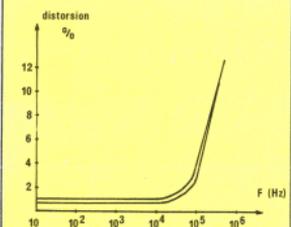


Figure 5

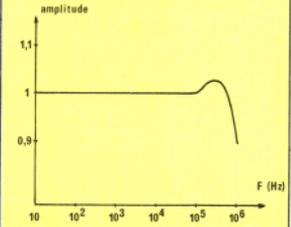


Figure 6

teur au point D, en commutant K_8 sur la position 1.

III. Le circuit Intersil 8038

A lui seul, ce circuit LSI (Large Scale Integration, c'est-à-dire intégration à grande échelle), constitue, avec l'appoint de quelques compo-

sants passifs externes un générateur de fonctions, pour un prix de revient relativement modeste, et avec une mise en œuvre facile. Toutefois, il impose certaines limites aux ambitions de l'utilisateur, principalement sur les fréquences maximales de fonctionnement. Avant même de rappeler la structure du circuit, et de procéder à un examen critique de ses différents schémas d'application, nous consacrerons donc quelques mots à ses vertus... et à ses faiblesses.

Le circuit intégré ICL 8038 se montre capable d'osciller jusqu'à plus de 1 MHz. Malheureusement, vers les fréquences les plus hautes, on observe une importante détérioration de la qualité des signaux délivrés, tant au point de vue de leur forme, qu'à celui de la constance des amplitudes de sortie. Les courbes qui suivent en administrent la preuve.

Les figures 3 et 4, se rapportant aux triangles, montrent respectivement la variation relative d'amplitude avec la fréquence, et l'écart de linéarité en fonction de cette même variable. On s'aperçoit, dans les deux cas, que les fréquences de 100 à 200 kHz constituent une zone charnière, au-delà de laquelle les triangles se contorsionnent un peu trop pour une exploitation sérieuse. Pour se limiter à une non-linéarité de 1 %, il ne faudrait pas dépasser les 200 kHz.

Les courbes des figures 5 et 6, qui concernent les sinusoïdes, conduisent à une conclusion semblable. Notamment, si le taux de distorsion apparaît très bon jusqu'aux alentours de 50 kHz (moins de 1 % après optimisation des circuits d'ajustage), il passe de 2 à 4 % dans la zone charnière de 100 à 200 kHz. Simultanément, l'amplitude de sortie, après une légère augmentation, subit une décroissance rapide.

On serait donc tenté de limiter nos ambitions à des fréquences maximales de l'ordre de 200 kHz. Ceci, pourtant, restreint le domaine des applications de l'appareil, en écartant la possibilité de travailler sur les circuits à fréquence intermédiaire des récepteurs à modulation d'amplitude, calés sur 455 kHz. Nous avons donc choisi, finalement, d'étendre la gamme supérieure à 500 kHz.

La structure du circuit ICL 8038 est rappelée, sous forme synoptique, à la figure 7. Le principe du fonctionnement consiste à charger et décharger périodiquement le condensateur C, à courant constant. A cet

effet, deux sources de courants, SC_1 et SC_2 , délivrent respectivement des intensités réglables (pour la commande continue de la fréquence), mais demeurant toujours dans le rapport 2. L'interrupteur électronique K , actionné par la sortie d'un circuit bistable, raccorde successivement, au condensateur C , la seule source SC_1 , ou l'ensemble SC_1 et SC_2 .

Dans le premier cas, le courant I pénètre dans le condensateur C , qui se charge linéairement. La tension à ses bornes croît, jusqu'à atteindre le seuil de déclenchement du comparateur n° 1. A lors, le bistable bascule et, par le commutateur K , met en service la source SC_2 . Dans ces conditions, le condensateur C , qui reçoit toujours le courant I de la source SC_1 , fournit en même temps, à SC_2 , l'intensité $2I$. A u total, tout se passe comme s'il était déchargé sous une intensité I , et la tension V décroît linéairement à ses bornes. Lorsqu'elle atteint le seuil inférieur pour lequel se déclenche le comparateur n° 2, le bistable et le commutateur K reviennent à leur état initial : un nouveau cycle commence.

A u bornes de C , dont l'armature inférieure rejoint la masse ou le pôle négatif de l'alimentation, on dispose donc des signaux triangulaires, d'ailleurs sous impédance élevée. Un amplificateur adaptateur permet de les acheminer vers la sortie sous faible impédance.

La bascule bistable, qui change d'état en synchronisme avec les inversions des rampes, délivre des crêteaux sur sa sortie. Là encore, un amplificateur est interposé (avec sortie sur collecteur ouvert d'un NPN), pour fournir les rectangles.

Enfin, selon une méthode connue, un circuit convertisseur se charge de mettre en forme les triangles, pour les convertir en sinusôides.

Schéma de base de l'oscillateur

Il existe de nombreux schémas d'utilisation du circuit ICL 8038, plus ou moins complexes selon les performances exigées. Celui que nous avons retenu, et qui constitue le cœur de la description détaillée qui suivra, apparaît à la figure 8, et les explications fournies conduiront à se reporter, aussi, à la figure 9. Celle-ci donne une partie de la structure interne réelle.

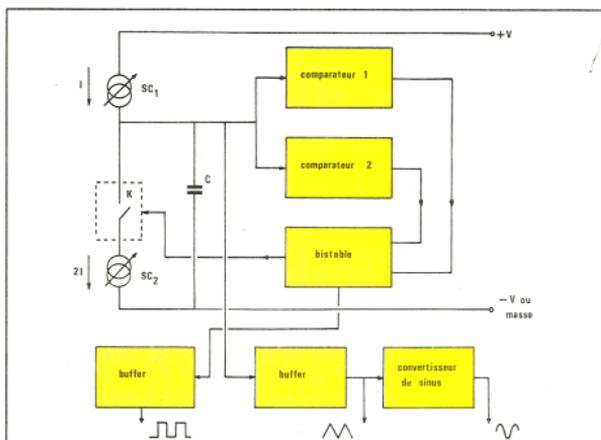


Figure 7

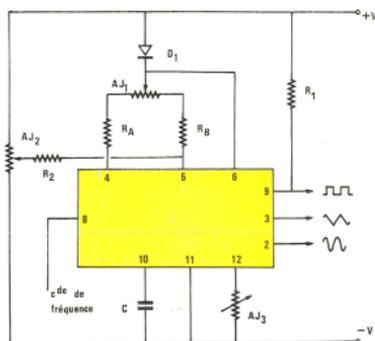


Figure 8

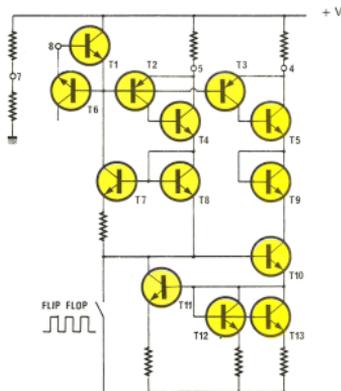


Figure 9

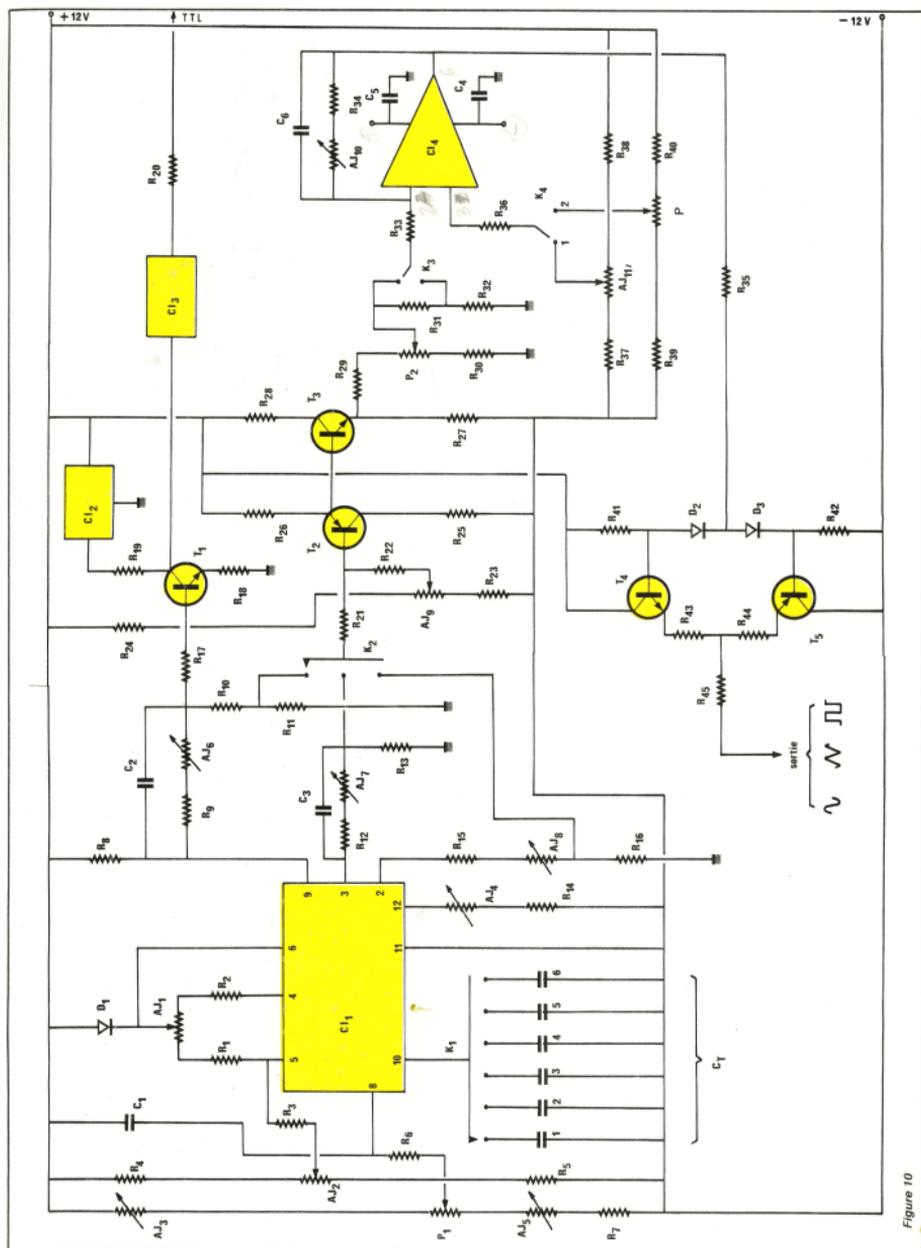


Figure 10

Dans cette figure, les sources de courants qui chargent et déchargent le condensateur C, mettent essentiellement en jeu les transistors T₂ à T₅, et les résistances R_A et R_B, externes au circuit intégré (de même, évidemment, que le condensateur C). Il existe alors deux méthodes pour commander une variation continue de la fréquence :

— dans la première, on fixe une fois pour toutes le potentiel des bases de T₂ et de T₃ ; il est prévu, pour cela, de raccorder les bornes 7 et 8 du circuit, le potentiel de base, donc d'émetteur de T₁, se trouvant alors déterminé par le pont des résistances R₁ et R₂. Dans ces conditions, la variation de fréquence s'obtient en remplaçant R_A et R_B par des potentiomètres ; mais il apparaît difficile de maintenir la symétrie des signaux (c'est-à-dire l'égalité de R_A et R_B) sur une large plage.

— dans la deuxième méthode, on maintient fixes R_A et R_B, et on commande la fréquence en agissant sur le potentiel de base de T₁. Notons immédiatement une supériorité évidente de ce procédé : puisque la fréquence se trouve commandée par une tension, on pourra facilement la balayer à l'aide d'un signal en forme de rampe, linéaire ou logarithmique.

Lorsque les rapports des fréquences extrêmes d'une même gamme (c'est-à-dire pour une capacité C donnée) n'excèdent pas 50 à 100, aucun problème majeur n'apparaît. Il n'en va plus de même pour des rapports très élevés, 1 000 par exemple, nécessaires au relevé oscilloscopique d'une courbe de réponse en BF (de 20 Hz à 20 kHz). En effet, pour les fréquences inférieures de la gamme, les différences de potentiel appliquées aux bornes de R_A et de R_B, descendent aux environs d'une dizaine de millivolts. Les inégalités entre les V_{be} des transistors T₁ et T₂ d'une part, T₁ et T₃ d'autre part, peuvent alors atteindre une valeur telle que, même en reliant la borne 8 (base de T₁) au pôle positif de l'alimentation, on dispose encore d'une centaine de millivolts sur R_A et R_B.

La figure 8 montre un remède simple : ici, la borne 6 du circuit 8038 (alimentation positive), est reliée à la source à travers une diode D₁, qui fournit une chute de tension de quelques centaines de millivolts. On remarquera en même temps la résistance ajustable A₁, destinée à régler la symétrie des signaux.

Un défaut subsisterait encore aux très basses fréquences. En effet,

même après réglage de la symétrie par A₁, pour les fréquences moyennes et élevées de chaque gamme, il apparaît une dissymétrie aux fréquences inférieures. Le responsable est maintenant le transistor T₇, dont les quelques micro-ampères s'ajoutent au courant de T₈, et ne peuvent être négligés vis à vis des très faibles intensités de décharge du condensateur C. On arrive à compenser ce courant parasite en prélevant une intensité du même ordre sur la borne 5, à travers la résistance R_a. L'ajustable A₂ permet alors de régler la symétrie aux fréquences basses.

Schéma complet du générateur GF1

Il s'agit de l'une des versions annoncées dans l'introduction. Celle-ci se réduit au seul générateur de base, donc à la carte 1 du synoptique de la figure 1, naturellement complétée par les circuits d'alimentation. Ceux-ci délivrent deux tensions stabilisées symétriques par rapport à la masse, de façon à disposer, sur toutes les sorties du circuit ICL 8038, de signaux centrés sur le potentiel zéro. Le schéma général du générateur est donné à la figure 10.

Pour les raisons expliquées plus haut, le circuit oscillateur n'est pas directement alimenté par le +12 volts, mais à travers la diode de décalage D₁. Les résistances R_A et R_B deviennent ici R₁ et R₂, complétées par l'ajustable A₁ pour le réglage de la symétrie des signaux aux fréquences moyennes et élevées. Aux fréquences basses, on prélève le courant de compensation à travers

R_a, reliée à un potentiel réglable par l'ajustable A₂, qui constitue un diviseur entre le +12 volts et le -12 volts, en association avec R₄ et R₅.

Les variations continues de fréquence, sont commandées par la tension prélevée au curseur du potentiomètre P₁, et appliquée à la broche 8 du circuit ICL 8038. Cette tension ne peut varier que du potentiel positif d'alimentation du circuit (fréquence minimale de la gamme), à un tiers environ de la tension totale d'alimentation, entre les bornes +12 volts et -12 volts dans notre cas. Compte-tenu de la présence de la diode D₁, on doit alors prévoir une limitation de l'excursion positive, obtenue ici grâce à l'ajustable A₃. Vers les tensions inférieures, donc les fréquences maximales, les limites sont imposées par R₇ et A₄. A la mise au point, A₃ et A₄ servent donc à calibrer les extrémités de chaque gamme.

Les six gammes de fréquence prévues, sont sélectionnées à l'aide du commutateur K₁, qui met en service l'un ou l'autre des condensateurs de temporisation C₁ à C₆.

Sur la sortie sinusoïdale, la distorsion dépend des polarisations appliquées à certains transistors du conformateur. Le constructeur propose, pour la meilleure optimisation, un circuit de réglage assez complexe. Persuadés que peu de nos lecteurs disposent d'un distorsiomètre, nous avons choisi un réglage plus simple, à l'aide de la résistance ajustable A₄ connectée en série avec R₄. Cette méthode permet de réduire la distorsion à moins de 1 %, jusqu'à des alentours de 50 kHz.

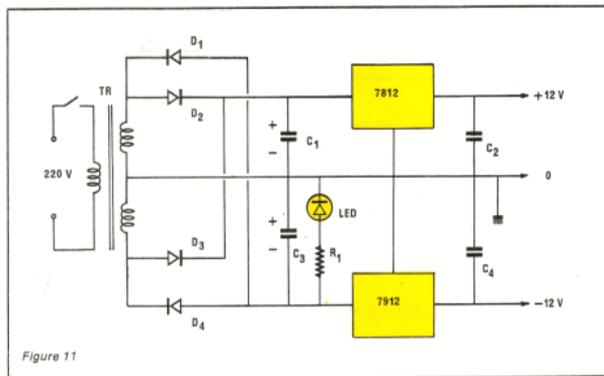


Figure 11

Les trois sorties du circuit ICL 8038, délivrent des signaux d'amplitude différente. Celle-ci atteint la totalité de la tension d'alimentation (ici 24 volts) sur la broche 9, pour les créniaux. Sur la sortie des triangles (borne 3), on n'atteint qu'une amplitude de 0,23 V, et seulement 0,22 V pour les sinusoïdes (broche 2), en désignant par V la tension totale d'alimentation. Il est nécessaire de raffiner tous ces signaux à la même excursion crête à crête, avant d'attaquer l'adaptateur d'impédance.

A cet effet, on dispose de trois diviseurs résistifs ajustables. Pour les sinus, ce diviseur fait intervenir R_{15} et R_{16} , associées à A_5 . La même disposition se retrouve pour les triangles (R_{12} , R_{13} et A_7), mais avec une compensation pour les fréquences élevées, grâce au condensateur C_5 . Celui-ci est choisi en fonction des capacités parasites du commutateur K_2 : on devra donc utiliser le même modèle que sur la maquette.

Enfin, le diviseur utilisé pour les créniaux fait apparaître une structure un peu plus compliquée. En effet, il doit à la fois fournir les tensions d'attaque de l'adaptateur d'impédance, et celles qui excitent les circuits de mise en forme pour la sortie TTL. On trouvera donc deux rapports de division, mettant en jeu les résistances R_8 , R_{10} , R_{11} , l'ajustable A_6 , et la capacité de compensation C_2 .

L'adaptateur d'impédance s'articule autour des transistors T_2 et T_3 , travaillant tous les deux en émetteur commun. L'association d'un NPN et d'un PNP, permet l'annulation des décalages de potentiel entre émetteur et base de chacun de ces composants. Toutefois, en raison de la symétrie imparfaite des tensions d'alimentation, due aux dispersions sur les caractéristiques des régulateurs, et de la présence de la diode D_1 , on retrouve parfois une composante continue sur les signaux de sortie du 8038, théoriquement centrés autour du potentiel de la masse. Un dispositif de correction a été prévu pour pallier ce défaut. Il consiste à introduire un courant de polarisation sur la base de T_2 , à travers la résistance R_{22} . Le réglage en est rendu possible par le choix de la tension continue prise au curseur de l'ajustable A_5 .

Les deux atténuateurs, l'un progressif et l'autre à rapports fixes, prennent place entre la sortie de l'adaptateur d'impédance, et l'entrée des circuits amplificateurs. Le

réglage continu de la tension est confié au potentiomètre P_2 , talonné par la résistance R_{20} qui évite une mise à la masse complète. L'atténuateur à décade, fournissant les rapports 1/1 et 1/10, utilise les résistances R_{21} et R_{22} , associés au commutateur K_3 .

On a conçu l'amplificateur de sortie autour d'un circuit intégré LF 357, l'amplificateur opérationnel à large bande. Son gain, qui détermine l'amplitude finale, dépend du taux de contre-réaction: on peut le régler grâce à la résistance ajustable A_{10} , qui permettra donc de fixer l'amplitude de sortie à 10 volts crête à crête. Le condensateur C_6 jougue toute tendance à l'entrée en oscillations. On notera, aussi, la présence des découplages de l'alimentation, par C_4 et C_5 .

L'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel, sert à régler la composante continue ajoutée aux signaux alternatifs. Deux cas sont alors possibles, en fonction de la position du commutateur K_4 .

Dans la position 1, on cherche à obtenir automatiquement un offset nul: le réglage s'effectue donc une fois pour toutes à la mise au point, par l'intermédiaire de l'ajustable A_{11} , montée en pont diviseur avec R_{27} et R_{28} .

Dans la position 2, la structure reste la même, mais on remplace la résistance ajustable par un potentiomètre accessible en façade: il s'agit de P_3 , qui sert donc à régler le décalage continu.

Pris sur la sortie du LF 357, les signaux sont enfin transmis à l'étage de puissance, push-pull construit autour des transistors complémentaires T_4 et T_5 . Une pré-polarisation, destinée à éviter la distorsion de croisement, met en jeu, de façon traditionnelle, les diodes D_2 et D_3 .

Restent enfin les mise en forme de la sortie TTL. A travers la résistance de base R_{17} , le transistor NPN T_1 , alimenté sous une tension stabilisée de + 5 volts qu'élabore le régulateur C_{12} , reçoit une fraction des créniaux prélevés sur la borne 9 du circuit intégré ICL 8038. Il évolue entre le blocage et la saturation, délivrant donc, sur son collecteur, des créniaux synchrones de ceux de l'oscillateur pilote, mais dont les temps de montée et de descente restent médiocres. Une ultime mise en forme s'impose donc: elle est confiée au circuit intégré C_{13} , du type « bascule de Schmitt ». A travers R_{20} , les cré-

neaux aux normes TTL, parviennent alors à la sortie.

L'alimentation

On en trouvera le schéma théorique à la figure 11. L'emploi de circuits régulateurs à trois pattes, autorise une réalisation très simple.

A la sortie du transformateur TR, comportant deux enroulements de 12 volts efficaces, le redressement est assuré par les diodes D_2 et D_3 pour les tensions positives, et D_1 et D_4 pour les tensions négatives. Les condensateurs C_1 et C_3 se chargent du filtrage, et précèdent les régulateurs 7812 et 7912. En sortie, les condensateurs C_2 et C_4 améliorent le comportement lors des appels transitoires de courant.

Enfin, une diode électroluminescente, polarisée à travers la résistance R_1 , joue le rôle de témoin de mise sous tension.

Circuit imprimé de la carte 1.

On en trouvera le dessin, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du substrat, à la figure 12. L'implantation des composants est précisée dans le dessin de la figure 13, que complète la photographie de la figure 14.

Les occasions de commettre diverses erreurs d'implantation (mauvaise orientation des composants polarisés, inversion de quelques résistances, etc.), sont ici multiples. Nous ne saurions trop conseiller de vérifier maintes fois la maquette, avant de lui délivrer son certificat de conformité avec l'original.

Les circuits intégrés seront tous montés sur support: c'est le moyen le plus sûr de les protéger au moment du soudage, et la garantie d'une maintenance facile s'il survient un jour quelque panne.

On facilitera grandement les raccordements avec l'alimentation d'une part, et les composants électromécaniques de la façade d'autre part, en équipant le circuit imprimé de cosses « poignard ».

Enfin, les transistors de sortie, appelés à dissiper de la puissance, recevront des petits radiateurs en U, comme le montre la photographie de la figure 15.

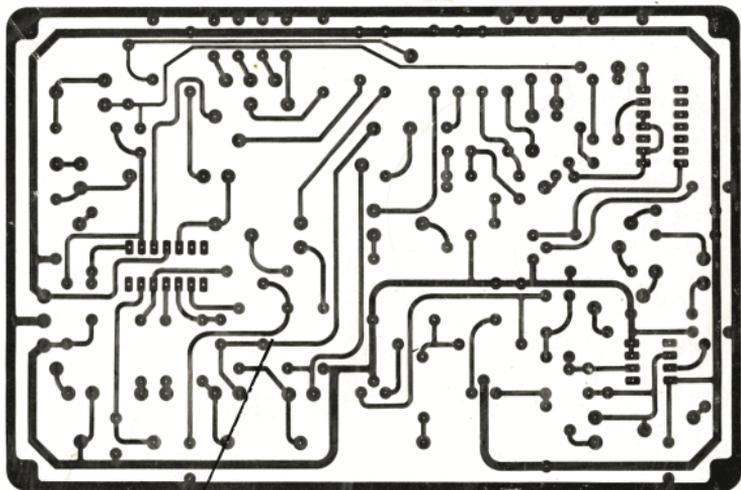


Figure 12

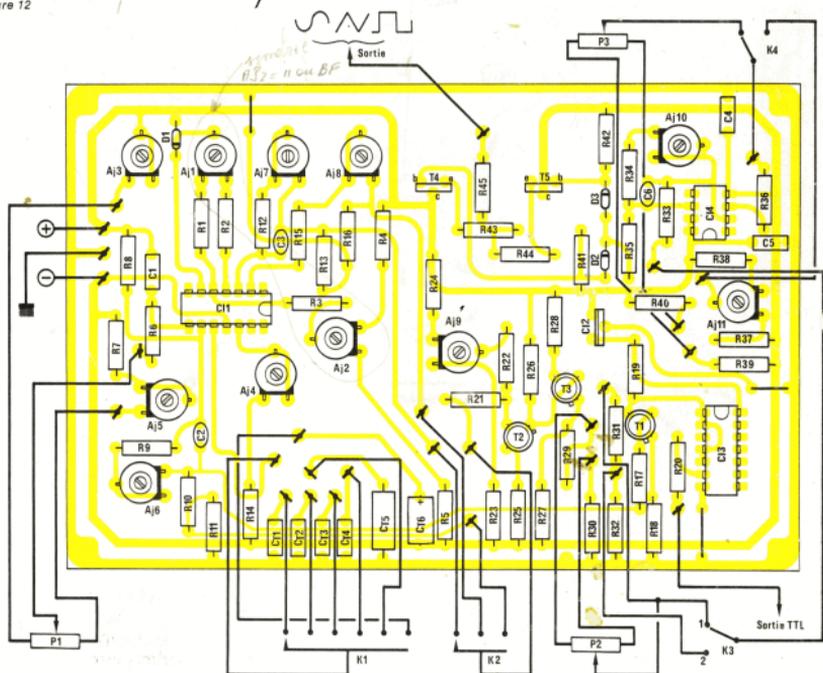


Figure 13

Circuit imprimé de l'alimentation

Son dessin, toujours vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du substrat, est donné en figure 16. Pour la mise en place des composants, on se reportera au dessin de la figure 17, et à la photographie de la figure 18.

Là encore, des radiateurs en U aident les deux circuits intégrés régulateurs à éliminer les calories qu'ils dissipent.

La mise en coffret et le câblage.

Pour cette version la plus simple de notre générateur, baptisée GF1, nous avons sélectionné un coffret ESM, de référence EC 24/08FA, équipé (en option) de poignées qui en facilitent la manipulation.

La figure 19 donne le dessin de la façade à l'échelle 1/2, en même temps qu'elle précise, par des X l'emplacement du perçage. Nous avons réalisé le cadran des fréquences (potentiomètre P1), à l'aide d'un film contre-collé sur un bristol blanc. La figure 20 en donne le dessin.

La face arrière du coffret reçoit le circuit de l'alimentation, et le transformateur : la disposition retenue est celle qu'illustre la photographie de la figure 21. On se reportera aussi, pour le montage final, aux photographies des figures 22 et 23.

Conseils pour le montage

Bien qu'encore relativement simple, cette première version GF1 de notre générateur de fonctions, constitue déjà un montage dense. La probabilité d'erreurs ne sera jamais tout à fait nulle : soudure défectueuse, erreur de lecture sur la valeur d'une résistance, etc.

Lorsque tous les composants seront disponibles, et les deux cartes de circuits imprimés câblées, nous recommandons vivement un premier montage sur table. Celui-ci facilitera un éventuel dépannage, et permettra de dégrossir les premiers réglages.

Pour cette réalisation sur table, il est d'ailleurs inutile de câbler tous les composants électromécaniques. Ainsi, on pourra négliger le commutateur de gammes K1, et ne mettre qu'un seul condensateur de tempo-

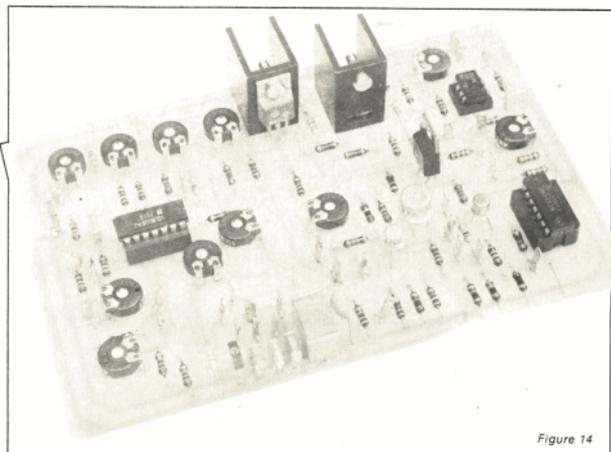


Figure 14

Figure 15

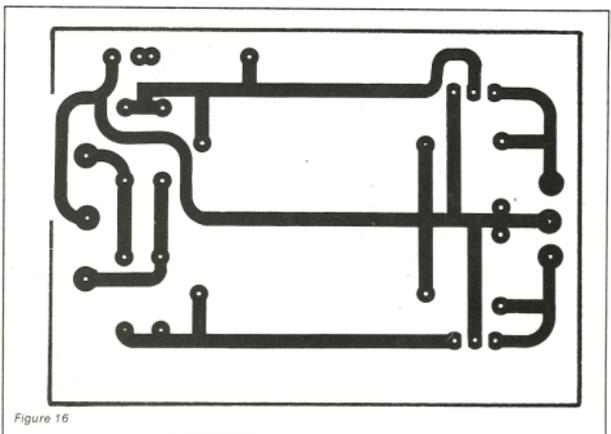
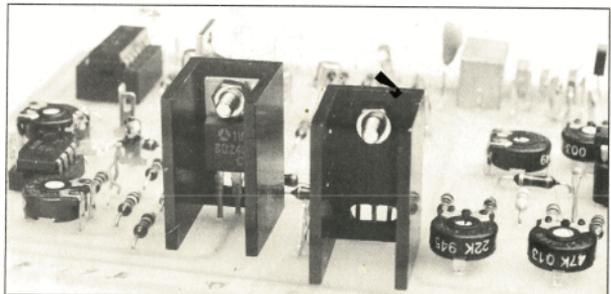
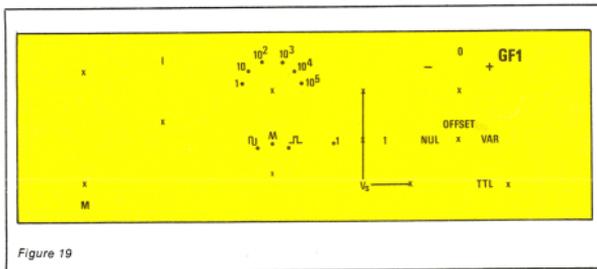
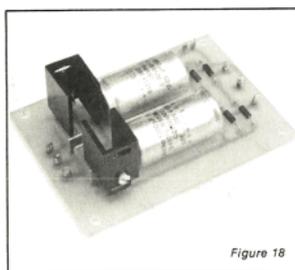
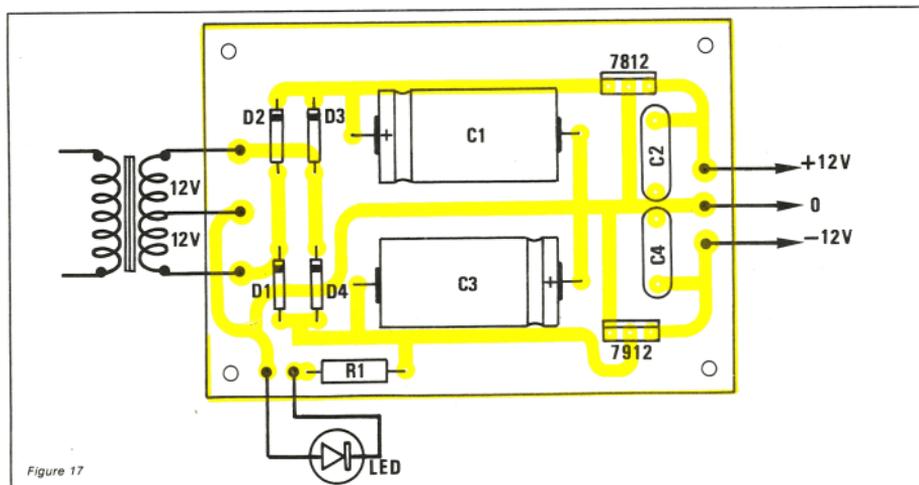


Figure 16



risation en service (C1), à l'aide d'un strap. De même, on se passera de K₃, en reliant directement R₃ au curseur de P₂, etc. Toutes les résistances ajustables, enfin, seront d'abord placées à mi-course.

Les vérifications successives porteront alors, dans l'ordre, sur les points suivants :

- tensions de + 12 volts et - 12 volts amenées par l'alimentation principale ; une erreur d'environ 600 mV (sortie comprise entre 11,4 V et 12,6 V) est parfaitement tolérable, et correspond à l'incertitude normale sur les régulateurs intégrés.
- tension de + 5 volts à la sortie du régulateur 7805 de la carte principale (comprise, compte-tenu des tolérances, entre 4,8 V et 5,2 V).
- signaux sur les trois sorties du circuit intégré ICL 8038 : sinusoïdes sur la borne 2, triangles en 3, et rectangulaires en 9 : Vérifier, à cette étape, que

le potentiomètre P₁ agit bien sur la fréquence ; pour l'instant, on ne se préoccupera pas des phénomènes qui peuvent intervenir en bout de course (fréquences basses ou élevées) de ce potentiomètre.

- s'assurer que la résistance ajustable A₁ joue bien sur la symétrie des signaux aux fréquences moyennes de la gamme.
- examiner les signaux sur les bornes d'entrée du commutateur K₂, et vérifier que les ajustables A₁₀, A₁₁ et A₁₂ permettent de régler leurs amplitudes.
- vérifier la présence de crêteaux sur le collecteur de T₁, puis à la sortie du circuit intégré C1 (extrémité de la résistance R₂₀).
- suivre les trois signaux principaux sur l'émetteur de T₃ (en commutant K₂), et vérifier que la résistance ajustable A₉ permet d'en décaler la

composante continue autour de zéro.

- effectuer le même contrôle à la sortie de l'amplificateur opérationnel ; s'assurer alors du rôle de A₁₁ (commutateur K₄ dans la position 1) et du potentiomètre P (commutateur K₄ dans la position 2) ; vérifier le rôle de la résistance ajustable A₁₀ sur l'amplitude de sortie.
- enfin, vérifier la présence des trois signaux sur la sortie générale.

La mise au point finale

Nous supposons, maintenant, l'appareil définitivement câblé, et installé dans son coffret. Les vérifications précédentes, effectuées sur le montage sur table, ont permis de contrôler l'absence d'erreurs de câ-

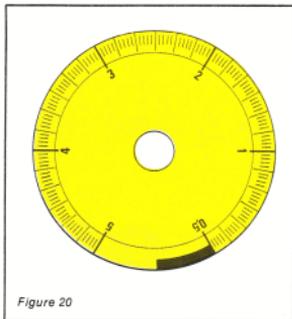


Figure 20

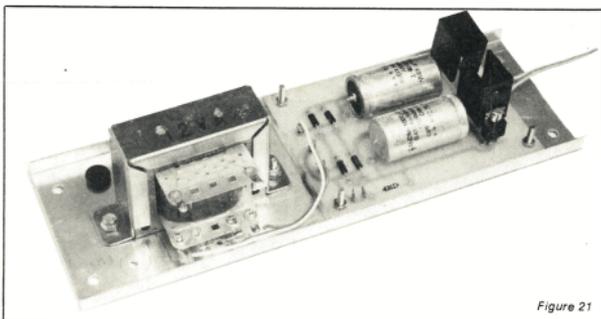


Figure 21

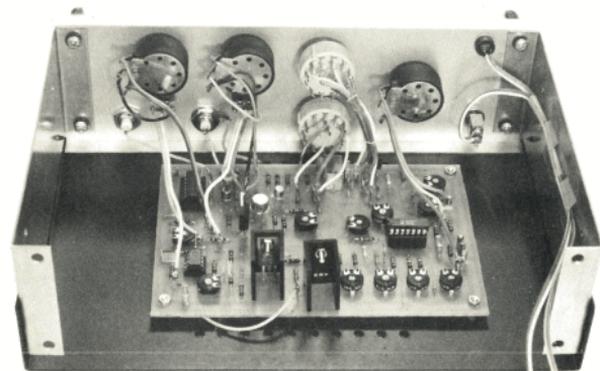
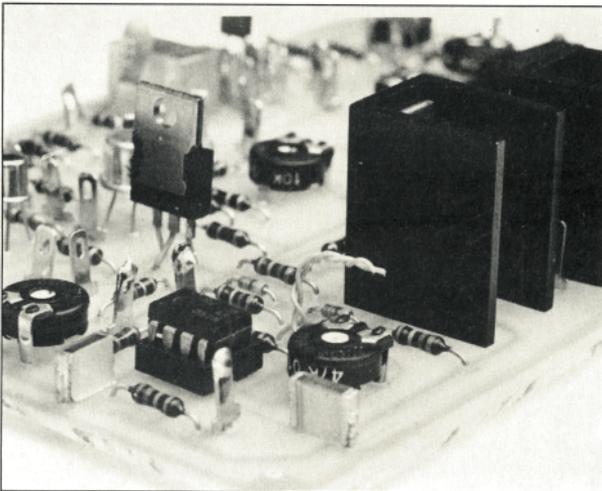


Figure 22

Figure 23



blage, ou éventuellement d'y remédier.

On procédera impérativement à la mise au point dans l'ordre indiqué maintenant.

1. Symétrie aux fréquences moyennes

On choisira la gamme 500 Hz-5 kHz, par le commutateur K₁, puis on réglera la fréquence au voisinage de 2 kHz, à l'aide de P₁. Le commutateur K₂ sera placé sur la position « triangles », et on observera les signaux sur le point chaud du potentiomètre d'amplitude P₂ (point commun avec la résistance R₂₀).

Le réglage de la symétrie s'obtient alors en agissant sur l'ajustable A₁.

2. Limites de l'excursion en fréquence

Il s'agit maintenant de régler la fréquence minimale et la fréquence maximale de chaque gamme, grâce aux résistances ajustables A₃ et A₅, qui limitent l'excursion du potentiel continu sur la borne 8 du circuit ICL 8038. Lorsque ces ajustables sont au minimum de leur valeur, on constate :

- un décrochage de l'oscillation, en tournant P₁ vers les fréquences les plus basses juste avant ce décrochage, les pointes supérieures des triangles s'aplatissent (voir oscillogramme A).

- une déformation des signaux lorsqu'on cherche à atteindre les fréquences élevées : c'est que le potentiel sur la borne 8 est alors trop faible (voir oscillogramme B).

En tournant P₁ à fond vers les fréquences basses, on agira sur A₃ afin de se trouver à la limite de l'accrochage, puis on dépassera très légèrement cette position (quelques degrés).

En tournant ensuite P₁ à fond vers les fréquences élevées, on agira sur A₃ afin d'obtenir la fréquence maximale possible sans écrêtage.

Symétrie aux fréquences basses

Ramener P₁ presque en bout de course, du côté des fréquences basses. Les signaux, symétriques aux fréquences moyennes, sont à nouveau déformés (oscillogramme C). On cherchera à retrouver la symétrie par réglage de la résistance ajustable A₂.

Au cas où on n'y parviendrait pas, même en bout de course, il faudrait diminuer légèrement la résistance R₃, par exemple en soudant, en parallèle sur elle, une 2,2 M Ω .

4. Amplitudes des trois signaux

L'observation oscilloscopique se fait toujours sur le point chaud du potentiomètre d'amplitude P₂. On commutera successivement K₂ dans les positions sinus, triangles et rectangles. Il faudra alors régler, respectivement, les ajustables A₆, A₇ et A₈, pour obtenir une amplitude de 4 volts crête à crête, sur chacun de ces signaux.

5. Distorsion des sinusoïdes

Pour une fréquence toujours voisine de 2 kHz, revenir en position « sinusoïdes ». La distorsion minimale s'obtient alors par action sur la résistance ajustable A₄.

Dans le cas le plus favorable, mais probablement exceptionnel, on contrôlera ce réglage à l'aide d'un distorsiomètre. Sinon, il faudra se contenter d'un examen visuel, pour juger de la plus belle sinusoïde (symétrie autour d'un axe vertical passant par un sommet, régularité des rayons de courbure). Signalons que le réglage optimal se situe toujours vers la mi-course de A₄. Le cas échéant, on pourra se contenter de cette approximation.

Réglage de la composante continue

Sur l'émetteur de T₃ (donc sur le point chaud de P₂), tous les signaux doivent être centrés sur le potentiel de la masse, comme ils le sont, théoriquement, sur les sorties 2, 3 et 9 du circuit ICL 8038. Pourtant, cette condition première n'est pas nécessairement respectée, en raison, parmi d'autres, de la tolérance sur les tensions d'alimentation.

On rattrape donc un éventuel décalage par la résistance ajustable A₉, qui ajoute un courant continu de polarisation sur la base de T₂. On effectuera ce réglage sur les signaux triangulaires. Il est alors automatiquement respecté pour les sinusoïdes. Par contre, on risque d'observer encore une légère dissymétrie pour les rectangles : ceci tient à l'impossibilité de saturer totalement le transistor de sortie du circuit ICL 8038, et ne comporte pas de remède.

7. Réglage de l'amplitude de sortie.

Il s'agit de l'amplitude maximale, obtenue en position x1 du commutateur K₃, et lorsque le potentiomètre P₂ est tourné à fond dans le sens des aiguilles d'une montre.

Cette amplitude dépend alors du gain introduit par l'amplificateur opérationnel Cl₄, et se règle à l'aide de la résistance ajustable A₁₀, en observant les signaux directement sur la sortie générale (sinusoïdes ou triangles).

On effectuera le réglage dans la position 1 du commutateur K₄ (décalage nul), A₁₁ étant toujours placée à mi-course. La tension de sortie doit atteindre 10 volts crête à crête.

8. Réglage du décalage nul.

K₄ étant toujours placé dans la position « décalage nul », on centre les signaux de la sortie générale sur le potentiel de la masse, grâce à l'ajustable A₁₁.

9. Contrôle du réglage d'offset

Il n'y a là rien à régler, mais simplement à vérifier l'action du potentiomètre P₃, en basculant le commu-

tateur K₄ dans la position « offset variable ». D'une extrémité à l'autre de la rotation, on doit pouvoir ajouter une tension continue, positive ou négative, voisine de 10 volts.

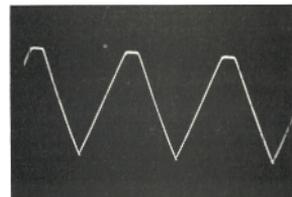
Quelques oscillogrammes complémentaires

Nous rassemblons, ici, quelques oscillogrammes caractéristiques du fonctionnement normal : ils permettent à chacun de comparer les résultats obtenus, avec ceux de la maquette d'origine.

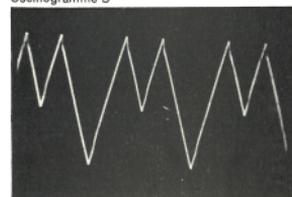
En D sont rassemblés les sinusoïdes à 1000 Hz, et les crêteaux de la sortie TTL, à la même fréquence évidemment. Les oscillogrammes E et F montrent, toujours à 1000 Hz, les triangles et les rectangles de la sortie principale.

Lorsqu'on monte en fréquence, la qualité se détériore quelque peu : des pointes de commutation apparaissent sur les sommets des sinusoïdes et des triangles (oscillogrammes G et H, pris à 300 kHz environ). On atteint là les performances limites du circuit intégré ICL 8038, et il n'est guère possible de faire mieux.

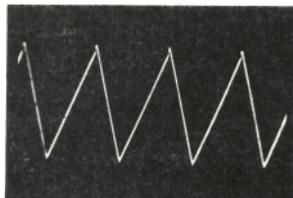
L'oscillogramme de la figure 1 montre que les temps de montée atteignent environ 100 ns sur la sortie principale. Pour la sortie TTL, ils sont voisins de 10 ns, donc difficilement mesurables avec un oscilloscope passant 10 MHz seulement (temps de montée propre de 35 ns).



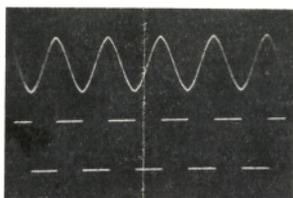
Oscillogramme A



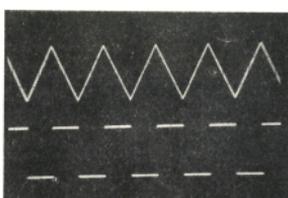
Oscillogramme B



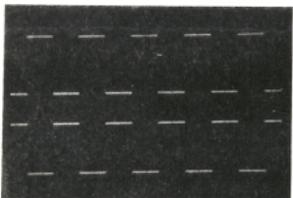
Oscillogramme C



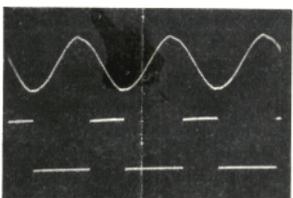
Oscillogramme D



Oscillogramme E



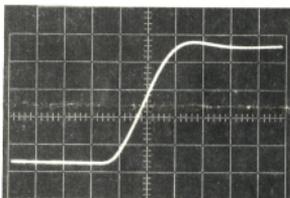
Oscillogramme F



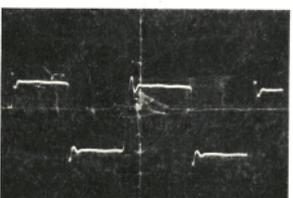
Oscillogramme G



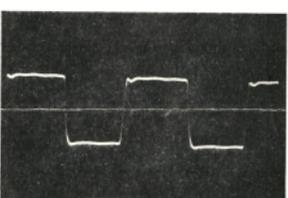
Oscillogramme H



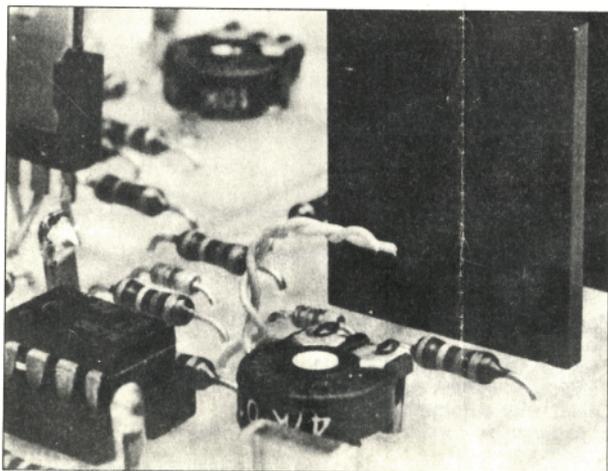
Oscillogramme I



Oscillogramme J



Oscillogramme K



Il n'est pas possible de préciser la capacité exacte de C_0 , qui devra être déterminée par essais. Une valeur trop faible de C_0 , conduit à des oscillations, particulièrement visibles sur les signaux rectangulaires (oscillogramme J), pris aux environs de 100 kHz).

Si on n'arrive pas à se procurer quelques condensateurs d'aussi faible capacité, il est facile d'en construire un soi-même, et ajustable. Le procédé est celui qu'illustre la photographie de la figure 24. On torse deux fils fins, isolés et rigides, de 3 cm de longueur environ, et on les coupe progressivement jusqu'à obtenir la capacité qui donne les meilleurs signaux (éteindre le générateur à chaque opération de coupe).

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 watt à ± 5 %.

R1 : 3,9 kΩ
 R2 : 3,9 kΩ
 R3 : 1 MΩ
 R4 : 3,3 kΩ
 R5 : 6,8 kΩ
 R6 : 470 Ω
 R7 : 33 kΩ
 R8 : 6,8 kΩ
 R9 : 3,3 kΩ
 R10 : 2,2 kΩ
 R11 : 2,2 kΩ
 R12 : 22 kΩ
 R13 : 47 kΩ
 R14 : 47 kΩ
 R15 : 10 kΩ
 R16 : 82 kΩ
 R17 : 18 kΩ
 R18 : 10 Ω
 R19 : 1,2 kΩ
 R20 : 12 Ω
 R21 : 1,2 kΩ
 R22 : 100 kΩ
 R23 : 3,3 kΩ
 R24 : 3,3 kΩ
 R25 : 100 Ω
 R26 : 22 kΩ
 R27 : 3,9 kΩ
 R28 : 33 Ω
 R29 : 3,3 kΩ
 R30 : 100 Ω
 R31 : 10 kΩ
 R32 : 1 kΩ
 R33 : 22 kΩ
 R34 : 39 kΩ
 R35 : 680 Ω
 R36 : 22 kΩ
 R37 : 12 kΩ
 R38 : 12 kΩ
 R39 : 6,8 kΩ
 R40 : 6,8 kΩ
 R41 : 6,8 kΩ
 R42 : 6,8 kΩ
 R43 : 10 Ω
 R44 : 10 Ω
 R45 : 27 Ω

Condensateurs

C1 : 15 nF 12
 C2 : 10 pF 5
 C3 : 22 pF 5
 C4 : 33 nF 12
 C5 : 33 nF 12
 C6 : 3 à 5 pF (voir note)
 C7 : 100 pF 5
 C72 : 1 nF 5
 C73 : 10 nF 5
 C74 : 100 nF 14
 C75 : 1 μF 13
 C76 : 10 μF (tantale 25 volts).

Transistors :

T1 : 2N 2222 13
 T2 : 2N 2907 13
 T3 : 2N 2219 13
 T4 : BD 241 C 30
 T5 : BD 242 C 30

Diodes

D1, D2, D3 : 1N 4148

Circuits intégrés

IC1 : ICL 8038 (Intersil) 365
 IC2 : MC 7805 ; 35
 IC3 : 7413 ; 18
 IC4 : LF 357 72

Potentiomètres (linéaires)

P1 : 10 kΩ
 P2 : 2,2 kΩ
 P3 : 2,2 kΩ } 30x3

Commutateurs

K1 : rotatif 1 circuit 6 positions
 K2 : rotatif 1 circuit 3 positions
 K3 : inverseur 1 circuit
 K4 : inverseur 1 circuit

Composants de l'alimentation

Résistance 1/4 watt à ± 5 %

R1 : 1,5 kΩ

Diodes :

D1, D2, D3, D4 : 1N 4004

Condensateurs :

C1 : 1000 μF (25 volts) ;
 C2 : 680 nF ;
 C3 : 1000 μF (25 volts) ;
 C4 : 680 nF

Circuits intégrés

CI1 : MC 7812
 CI2 : MC 7912

Transformateur :

2 × 12 volts 12 VA
Interrupteur, 1 LED.

Coffret :

ESM référence EC 24/08 FA.

TOT: 387F

Résistances ajustables

Piher horizontales

AJ1 : 2,2 kΩ
 AJ2 : 100 kΩ
 AJ3 : 2,2 kΩ
 AJ4 : 100 kΩ
 AJ5 : 22 kΩ
 AJ6 : 47 kΩ
 AJ7 : 47 kΩ
 AJ8 : 22 kΩ
 AJ9 : 10 kΩ
 AJ10 : 47 kΩ
 AJ11 : 4,7 kΩ

10Fx11

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

Formes d'ondes : sinus, triangles, rectangles

Sortie TTL

Fréquences : de 0,5 Hz à 500 kHz en 6 gammes

Tension de sortie : de 0 à 10 volts crête à crête en 2 gammes

Offset : nul automatique, ou réglable (± 10 volts)

Impédance de sortie : 50 Ω (sortie principale).

Tête H.F. 41 MHz FM pour émetteur de radiocommande



Depuis que les cibistes ont envahi le 27 MHz, il est prudent, si votre terrain d'aviation est proche de routes fréquentées ou d'agglomérations urbaines, d'utiliser le 41 MHz, nouvelle bande de fréquence en radiocommande qui doit nous donner une meilleure sécurité.

L'objet du présent article est donc d'essayer de vous aider à réaliser vous-même la reconversion en émission 41 MHz, à un coût abordable. L'émetteur se présente en boîtier modulaire, de faible dimension (72x50x23).

Pour le moment, notre idée maîtresse est donc de vous fournir un module 41 MHz émission, de petite taille, enfichable, dont la stabilité et la souplesse de réglage permettent l'adaptation très rapide à un émetteur quelconque, très sophistiqué ou très ancien, d'alignement facile sur un récepteur 41 MHz du commerce, même si celui-ci est doté en moyenne fréquence de filtre céramique 455 KHz.

Caractéristiques générales

Gamme de fréquence de 41 000 à 41 200 MHz.

Piloté par quartz (fréquence du quartz FE/2) amovible.

Puissance de sortie nominale : 750 mw efficaces.

Modulation de fréquence à bande

étroite $F \pm 1,5$ KHz

Tension nominale d'alimentation

V.A. : 9,6 volts ($- 10 \pm + 50$ °C)

Stabilité en fréquence $2,10^{-5}$

(± 10 % de variation de V.A.)

Puissance et consommation en fonction de V.A.

Les accord HF ont été faits à V.A. 9,6 volts.

La puissance peut être ajustée d'une manière continue de 0,300 à 0,750 W par action sur le noyau de T₃.

V.A. en V	6	7	8	9	9,6	10	1	12
P.S. en W	0,120	0,220	0,400	0,600	0,750	0,860	1,1	1,4
I.S. en A	0,070	0,100	0,130	0,150	0,170	0,190	0,210	0,240

Description de la tête H.F. 41

La tête H.F. comporte de manière classique, 3 étages, l'oscillateur modulable en fréquence, un doubleur de fréquence et pré-ampli H.F. un P.A. ou étage de puissance, garantissant une puissance H.F. de 750 mW sous une alimentation de 9,6 volts. Chaque étage de la tête H.F. a été étudié avec soin pour éliminer les défauts que l'on rencontre habituellement dans beaucoup de montages, instabilité et accrochage H.F. des têtes trop compactes lorsqu'elles utilisent un ampli H.F. de fort gain. Les entrées, alimentation, modulation, ainsi que la sortie H.F. se font sur un connecteur 5 broches professionnel.

a) L'oscillateur

Le transistor Q₁ constitue l'oscillateur, le quartz est accordé en résonance série, et taillé en fondamental. La fréquence du quartz est FE/2, pour notre cas ce sera de 20,5 à 20,6 MHz.

La self L₁ annule la réactance des condensateurs en série dans le circuit du quartz. La réaction a lieu entre base et émetteur, elle est définie par les capacités C₁-C₂ ; le signal de



sortie est prélevé au collecteur de Q_1 , la charge étant constituée par une self surmoulée miniature de $12 \mu\text{H}$.

La modulation en fréquence est constituée principalement par la diode varicap BA 102 sur laquelle est appliquée la BF de la modulation venant du codeur.

Le swing ou excursion n'est autre que le décalage de fréquence dont l'indice est fonction du niveau crête/crête à l'entrée modulation.

b) L'étage amplificateur

Les étages suivants : Q_2 et Q_3 associés à des circuits couplés, transformateurs HF blindés, assurent respectivement les fonctions de doubleur et préamplifie le signal à la fréquence de sortie, pour l'appliquer à Q_3 étage amplificateur, où la puissance de sortie atteint les 750 mw.

Il est adapté par un filtre en T (L_3 , C_8 , C_9 et T_3) suivi d'un filtre en Π (C_{10}/CV_2 , T_4 , CV_3) sortie en S_1 au point 5 et 4, sur une charge voisine de 50Ω .

L'étage accordable SA a pour but d'adapter l'antenne fout de 1,25 mètre et d'amener l'impédance de charge de celle-ci près des 50Ω .

La self SA peut être montée à l'embase de l'antenne en self fixe ou accordable ; si vous utilisez une antenne CLC accordée au centre en 41 MHz SA n'est plus utile, on la supprime.

Nous avons essayé plusieurs transistors au P.A. (Q_3), nous fûmes surpris qu'avec un BD 137 ou BD 139 et en diminuant R_{B10} à la valeur de 10Ω d'avoir en sortie S_1 une puissance H.F. de 500 mw à V.A. 9,6 volts, et une très bonne stabilité. Un petit radiateur lui est nécessaire pour son refroidissement.

Réalisation pratique de la tête H.F.

Le circuit imprimé est réalisé en époxy simple face de 15/10 d'épaisseur. Les dimensions nous sont imposées par le boîtier plastique ($67 \times 45 \text{ mm}$). Voir dessin du circuit imprimé figure 2, la solution de la gravure est laissée au choix du réalisateur ; le perçage des trous se fera en $8/10$ pour résistances, condensateurs fixes, pot HF, transistors, et en $10/10$ pour les condensateurs ajustables,

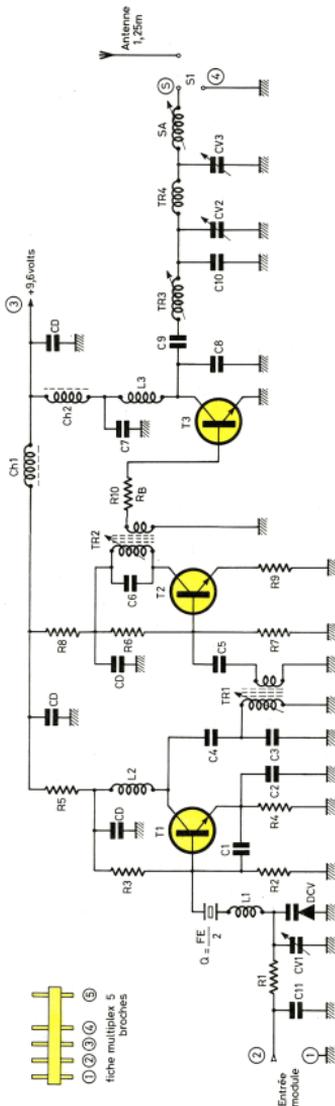


Figure 1 : Schéma de principe.

les pattes des pots HF et du connecteur de sortie.

Souder dans l'ordre : résistances, condensateurs fixes, les selfs de choc, les selfs miniatures surmoulées L1, L2, L3 (scudées très court), les condensateurs ajustables, souder ensuite les transformateurs HF T1, T2, T3, T4. (Couper les pattes de T3 et T4 au plus court du boîtier). La self SA est le seul bobinage à réaliser, après sa confection elle est mis en place et soudée (on verra que pendant les réglages HF sans l'antenne, il sera nécessaire de la court-circuiter). Un fil blindé reliera la broche 2 du connecteur au point EM. Puis, seront montés et soudés les transistors Q1 et Q3 avec des pattes les plus courtes possible, veillez au sens, mettre le connecteur 5 broches en place et le relier au C1 par des petits morceaux de fil en 8/10. Mettre en place le quartz sur un support de qualité.

Le connecteur que vous utiliserez peut être différent du nôtre, mais il faut impérativement :

- que les contacts soient très francs, à frottement dur en particulier pour les contacts de masse et d'alimentation car un courant non négligeable les traverse. Si les contacts sont défectueux, accrochages HF et perte de puissance sont garantis.

- que la prise femelle sur laquelle s'emboîte le module HF soit reliée du codeur à l'alimentation et à la masse par des fils bien torsadés ; le fil de sortie antenne doit être très court.

Un petit compartiment sera réalisé dans le boîtier de l'émetteur, où sera fixé ou collé le connecteur (5 broches femelle le plus près possible de la fiche antenne).

Remarques générales

Avant mise sous tension pour le réglage ; vérifier le circuit imprimé, le sens correct de la DVC et des transistors ; pas de court-circuit entre pistes du C1 et soudures. Les soudures doivent être fines et très brillantes.

Procédure de test et de réglage

a) Matériel nécessaire

- Fréquence-mètre numérique
- alimentation continue 9,6 volts ou mieux variable de 6 à 12 volts avec ampèremètre.
- mesureur de champ

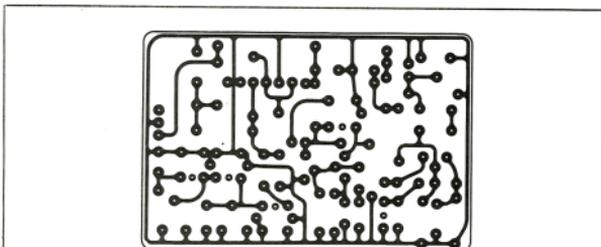


Figure 2 : Tracé du circuit imprimé.

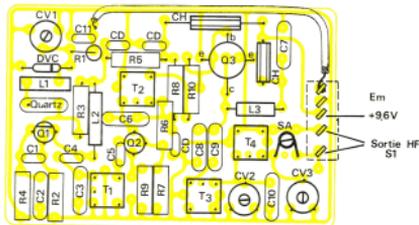


Figure 3 : Implantation des composants.

- une ampoule de 6 volts 100 milli ampères

- un tournevis non magnétique : le faire avec une chute de C1 sans cuivre.

b) Procédure de réglage

- visser les noyaux de T1, T2, T3 à moitié à l'intérieur des pots HF

- le transfo HF T4 est sans noyau, on le retire tout simplement

- Le condensateur CV1 est calé au minimum de sa valeur, CV2 et CV3 sont calés à 1/4 de leur valeur

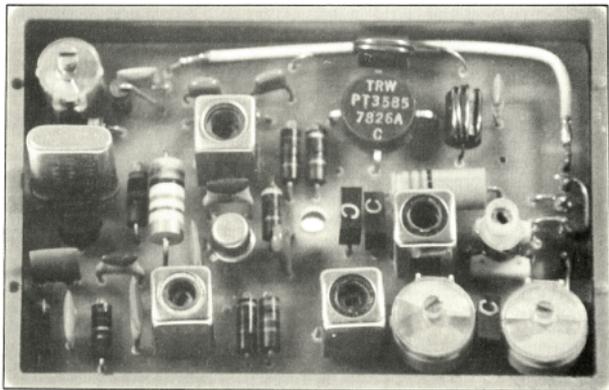
- Connecter la charge : l'ampoule de 6 V 0,1 A entre 5 et masse.

- court-circuiter SA pour l'instant
- Enfiler le quartz dans son support

- Brancher l'alimentation en 3 (+ 9,6 volts) et masse.

c) Mise en route

L'émetteur doit fonctionner immédiatement, un courant doit apparaître sur l'ampèremètre et l'ampoule doit éclairer un peu. (Se reporter aux caractéristiques générales pour les courants et puissances).



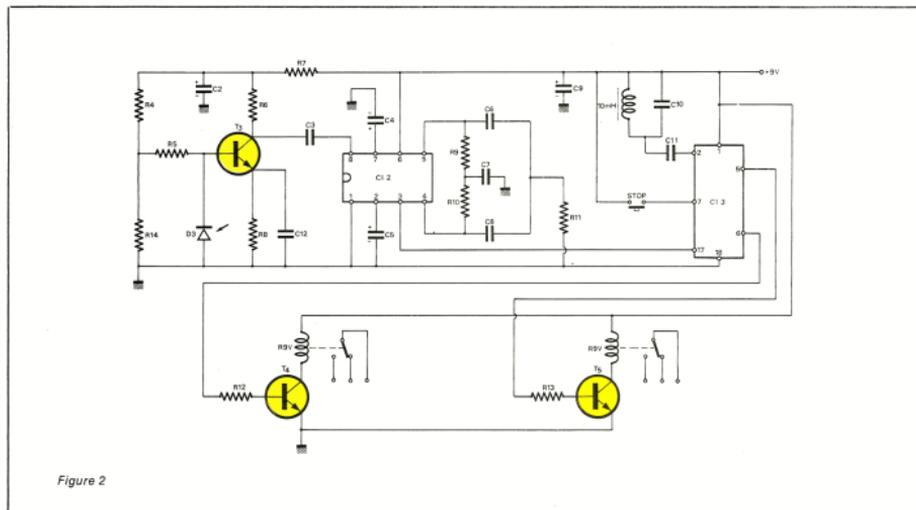


Figure 2

sion d'ordres, et un filtre céramique 455 kHz.

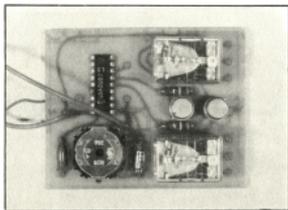
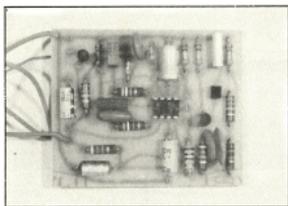
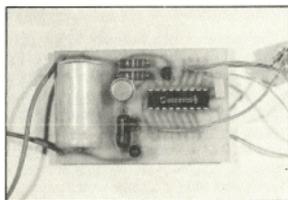
Ce filtre remplace le classique circuit LC qui équipait les émetteurs de la précédente génération, grâce à des diviseurs de fréquence inclus dans le SDA 2008. On gagne ainsi beaucoup en simplicité de montage, en encombrement, et en prix des composants.

Douze bornes (A à D et 1 à 8) sont prévues pour recevoir, dans l'application de base, un clavier de commande. Signalons à nos lecteurs ayant réalisé nos précédentes télécommandes à SAB 3209 et SAB 3210, que les ordres émis par le présent émetteur sont à 100 % compatibles avec les anciens modèles.

Aujourd'hui, nous limiterons notre « clavier » aux deux poussoirs 1 et 2 dont le fonctionnement a été expliqué plus haut. Seuls les bornes 2, B et D, sont donc utilisées.

Le schéma du récepteur est plus compliqué, car il se compose de deux parties distinctes (qui correspondent d'ailleurs à deux circuits imprimés séparés) : le préamplificateur, et le décodeur. (Figure 2).

Le préamplificateur reçoit les très faibles signaux fournis par la photodiode BP 104, à filtre incorporé. Un circuit intégré spécial, le TDA 4050, et un transistor BC 239 C, permettent d'obtenir un gain très élevé (voisin de celui d'un récepteur radio GO entre antenne et haut-parleur), en plus



d'un effet de CAG et de filtrage actif. Le réseau en double T qui apparaît entre les bornes 4 et 5 permet en effet d'éliminer les signaux dont la fréquence ne correspondrait pas à celle de l'émetteur.

Sur la broche 3 du TDA 4050, on retrouve donc des impulsions d'amplitude 9 V, qui reproduisent fidèlement celles qui sont fournies aux LED par l'émetteur.

Le décodeur de réception SDA 2007 est donc attaqué dans les meilleures conditions possibles, et peut donc contrôler et exploiter ces signaux conformément à sa programmation interne.

L'horloge servant à synchroniser le récepteur sur l'émetteur est encore équipée d'un filtre LC, afin de permettre, si nécessaire, un ajustement précis. Un tel réglage serait bien sûr impossible si émetteur et récepteur étaient tous deux pilotés par un filtre céramique.

Parmi les nombreuses sorties du SDA 2007, ce sont les broches 5 et 6 qui réagissent aux ordres transmis par nos deux touches d'émission. Elles commandent donc les deux relais par l'intermédiaire de transistors BC 140 ou 2N 1711.

La broche 7, pour sa part, peut recevoir un niveau logique 1 par l'intermédiaire du contact de fin de course, ce qui entraîne la remise à zéro de tout le système.

A l'intention de ceux de nos lecteurs qui souhaiteraient approfondir l'étude du codage utilisé, nous signalerons que nous avons choisi d'utiliser les fonctions TUS 1 et TUS 2, complètement indépendantes des commandes habituellement utilisées sur les récepteurs TV. Égale-

ment, le « bit de départ » du mot binaire contenant les ordres est fixé à 1, mais pourrait facilement être, transformé en 0, en reliant ensemble les broches 4 et 18 de l'émetteur, et en reliant à la masse la broche 16 du récepteur. On pourrait alors réaliser deux systèmes identiques, travail-

lant sur la même fréquence, mais ignorant mutuellement leurs ordres de commande. Indépendamment de ce bit de départ, le contenu des messages générés par l'émetteur correspond aux instructions n° 5 et 7, c'est-à-dire aux combinaisons binaires 000101 et 000111.

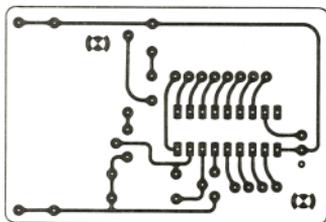


Figure 3

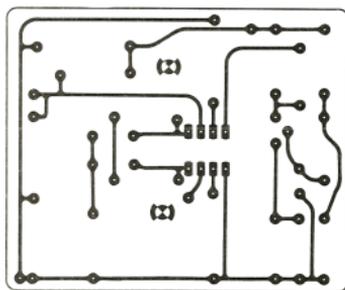


Figure 5

Figure 7

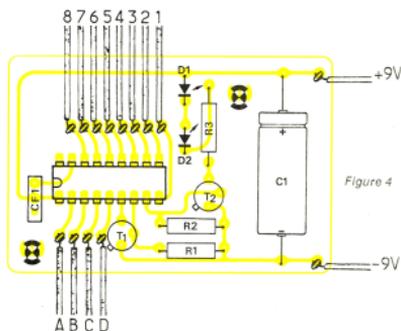
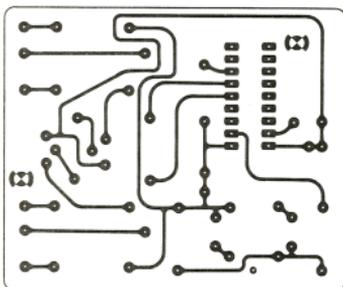


Figure 4

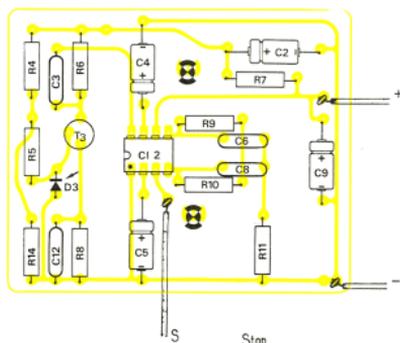


Figure 6

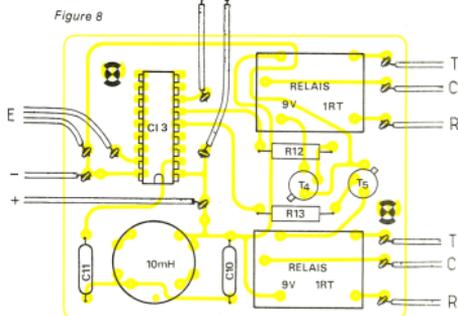


Figure 8

SONEREL

33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21



RESISTANCES METAL



POTENTIOMETRES
PISTE CERMET



CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL



BRADY

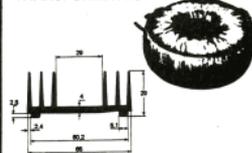


ADHESIVE
AND ORGANIC
CONDUCTIVE



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

Réalisation pratique

Le câblage de l'émetteur ne soulève aucun problème particulier, en raison de la simplicité du circuit imprimé de la figure 3. On suivra le plan de câblage de la figure 4, en veillant à l'orientation correcte des LED et du condensateur chimique. Par contre, le sens de branchement du filtre céramique est indifférent.

On pourra prévoir un petit boîtier abritant également la pile miniature de 9 V.

La construction du récepteur est plus compliquée, car séparée en deux parties. Il est recommandé de câbler d'abord le circuit imprimé du préampli selon la figure 6, après l'avoir gravé conformément à la figure 5.

Un essai peut déjà être effectué en visualisant sur oscilloscope le signal de sortie de ce module, en présence d'une émission. On tirera ensuite le circuit imprimé du décodeur, d'après la figure 7, puis on le câblera selon la figure 8. La self de 10 mH pourra être bobinée dans un pot ferrite de 250 $\mu\text{H}/\text{sp}^2$, tel que le BG 5651 - K 0250 - A 028 Siemens. Il faudra alors prévoir 200 spires de fil émaillé fin, le diamètre exact n'ayant guère d'importance.

Une fois connecté au module préamplificateur, le module décodeur doit pouvoir être commandé selon la procédure décrite plus haut, par les touches de l'émetteur. En cas de difficultés, il faudra ajuster la fréquence d'horloge du récepteur, soit au moyen de la vis de réglage de la self, soit en agissant sur le nombre de spires, soit en jouant sur la valeur du 680 pF. Le fonctionnement est cependant presque toujours immédiat, si la self est réalisée avec soin.

Les contacts des deux relais sont absolument indépendants et peuvent être utilisés à la discrétion du lecteur.

En cas d'usage permanent, on aura intérêt à prévoir une petite alimentation secteur pour le récepteur, dont la consommation, bien que faible, n'est pas tout à fait négligeable.

Le prix raisonnable des composants employés, qui baisse d'ailleurs d'année en année, au fur et à mesure que se répandent les télécommandes IR, permet de réaliser un

Nomenclature

Résistances

- R₁ : 22 k Ω 1/4 W émetteur
- R₂ : 22 k Ω 1/4 W émetteur
- R₃ : 3,3 Ω 1 W émetteur
- R₄ : 6,8 k Ω préampli
- R₅ : 22 k Ω préampli
- R₆ : 4,7 k Ω préampli
- R₇ : 4,7 k Ω préampli
- R₈ : 18 k Ω préampli
- R₉ : 3,9 k Ω préampli
- R₁₀ : 3,9 k Ω préampli
- R₁₁ : 1,8 k Ω préampli
- R₁₂ : 10 k Ω décodeur
- R₁₃ : 10 k Ω décodeur

Condensateurs

- C₁ : 2200 μF 10 V émetteur
- C₂ : 1 μF 16 V préampli
- C₃ : 22 nF préampli
- C₄ : 2,2 μF 16 V préampli
- C₅ : 4,7 μF 16 V préampli
- C₆ : 1,5 nF préampli
- C₇ : 3,3 nF préampli
- C₈ : 1,5 nF préampli
- C₉ : 10 μF 16 V préampli
- C₁₀ : 680 pF décodeur
- C₁₁ : 10 nF décodeur

Transistors

- T₁ : BC 238 émetteur
- T₂ : BC 140 émetteur
- T₃ : BC 239 C préampli
- T₄ : BC 140 décodeur
- T₅ : BC 140 décodeur

Circuits intégrés

- CI₁ : SDA 2008 Siemens émetteur
- CI₂ : TDA 4050 Siemens préampli
- CI₃ : SDA 2007 Siemens décodeur

Autres semi-conducteurs

- D₁ : LD 271 Siemens émetteur
- D₂ : LD 271 Siemens émetteur
- CF₁ : Filtre 455 kHz émetteur
- D₃ : BP 104 Siemens préampli

Divers

- 2 boutons poussoir
- 1 pile 9 V émetteur
- 1 self 10 mH (voir texte)
- 2 relais National HTC 9 V DC
- 1 contact fin de course
- 1 alimentation 9 V

système très sûr pour un prix de revient tout à fait acceptable. L'utilisation reste fort simple, et les cas d'application sont des plus nombreux.

Patrick GUEULLE

CONCERTATION P.T.T.-C.B.

UniCB : une affaire de cœur ou de raison ?

La concertation PTT-CB, entamée depuis septembre 1981, traîne en longueur, sans trouver son chemin. Septième session, déjà, dont six perdues en vaines palabres, en joutes oratoires inutiles, assauts d'arguments subjectifs, n'aboutissant à aucun compromis. Démonstration d'incommunicabilité, le comble pour la CB en quête de communications. La septième session, malgré une volonté d'ouverture de la part de l'administration des PTT sera-t-elle le constat d'échec de la concertation ?

Comment en est-on arrivé là ?

Mettons-nous à la place du cibiste moyen : tout est simple, il suffit d'appliquer la promesse que l'on attribue au nouveau gouvernement : 100 canaux 4 watts, tous modes de modulations, tous types d'antennes ! Candide l'aurait trouvé tout seul ! Le problème est autrement plus complexe. Le sort de la légalisation de la CB Française est soumis à de nombreux paramètres, que la seule bonne volonté du président de la commission de concertation, ne peut maîtriser. En fait, si un examen objectif est tenté, il permet déjà de distinguer deux aspects : les problèmes politiques, et ceux d'origine technique. Si le problème politique est clair, le problème administratif, devant prendre en compte toutes les contraintes techniques est inextricable.

Les remous de la proposition de loi n° 2222

La proposition de loi, maladroite, qui a déchaîné l'enthousiasme des cibistes français, comporte la contradiction évidente entre la bonne volonté des parlementaires qui l'ont signée, et leur manque d'information sur le phénomène CB. Naïf est le cibiste qui s'est imaginé qu'un simple coup de baguette magique, comme la signature au bas d'un règlement ou un décret peut solutionner le sort de son hobby. Une proposition de loi, quelle qu'elle soit, n'occasionnant aucun préjudice à certaines parties indirectement

concernées, et donnant satisfaction à l'unanimité ne peut s'extraire d'un chapeau par un tour de passe-passe. Il convient de faire la part des choses, d'examiner les doléances des administrations, ainsi que celles des parties en présence, et être conscient des impossibilités s'il s'en présente. La surenchère sur la proposition de loi en question n'est pas de nature à arrondir les angles. D'autre part, il est nécessaire de dissocier les éléments d'ordre politique cités à l'appui des revendications cibistes et les données concrètes que la commission de concertation est à même de traiter et prendre en compte, et celles-là seules.

Le motif d'une rupture du dialogue permanent de la commission, si tout est consommé déjà, ce que personne ne souhaite, est la position des administrations dont le rôle est d'exécuter des décisions ministérielles et non d'en discuter les portées politiques. Lors de la dernière session le président de la commission s'est engagé au maximum en proposant dans un premier temps, 40 canaux, 4 W en FM, et 4 W crête à crête en AM et en BLU. Cette proposition va déjà au-delà du seuil de tolérance selon TDF, qui situe les limites acceptables à 2 W crête pour toutes les modulations pour faire face aux perturbations. Une concession importante déjà, est l'adoption de l'AM et de la BLU. Rappelons que la Commission européenne des Postes et Télécommunications, dont la France fait partie, prône une norme de 22 à 40 canaux, de 2 à 4 W FM exclusivement. Quarante canaux, avec tous les modes de modulation, limités uniformément à 4 W crête à crête, est l'éventualité à analyser par UNICB. Le refus de la seule solution possible, et c'est le constat d'échec de la concertation. C'est à ce point que nous sommes rendus le 14 mars 1982. A moins que... A moins que les associations représentatives des cibistes acceptent ces premiers 40 canaux, en tant que début de satisfaction aux revendications, et cherchent à élaborer des conditions d'exploitation propres et satisfaisantes, en tenant compte toutefois du besoin en canaux déjà insuffisant pour les grandes agglomérations ou les ci-

bistes pullulent littéralement. Si la commission reprend, nous saurons si les responsables d'UNICB auront tranché entre l'affaire de cœur (revendications motivées par le contexte politique) ou de raison (dures réalités des contraintes techniques). Pile l'illusion, face les réalités !

Dures réalités !

Si l'on excepte le côté politique ne débouchant que sur une bataille genre Don Quichotte contre les moulins à vent, il reste quelque chose de confus, très mal perçu par le cibiste : le labyrinthe des responsabilités. Expliquons-nous. Sans chercher le degré de culpabilité de chacun, nous trouvons cinq parties en présence : constructeurs de téléviseurs, téléspectateurs, cibistes, PTT et TDF. Dénouons l'intrigue :

- l'économie de filtres de réjection sur les téléviseurs français, les rend susceptibles aux perturbations ;

- le téléspectateur, mal informé, possédant un téléviseur non filtré, donc perturbable, une antenne dégradée par les intempéries, ou des conditions de réception médiocres ;

- le cibiste qui émet à toute heure du jour, sans se préoccuper des interférences qu'il provoque, simplement au vu de son propre téléviseur non perturbé,

- TDF, assailli par les plaintes des téléspectateurs, agonie par les cibistes, et sommée de solutionner les problèmes des téléviseurs perturbables, faute de filtrage suffisant ;

- Les PTT, écartelés entre la promesse imprudente des instances politiques, les recommandations de la CEPT et les revendications cibistes.

Simple, n'est-ce pas ? Une solution est possible. Un arrangement à l'amiable entre les différentes parties. Mais comment peut-il se faire ? Il faudrait déjà pour cela que la CB ait une existence légale. Cette existence légale sera-t-elle sinon acceptée, au moins comprise par les cibistes sous la forme de 40 canaux, 4 W FM, 1 W AM et moins encore en BLU ? La question posée en fait : les cibistes sont-ils responsables ? L'avenir le dira. Attendons la décision des parlementaires de la concertation.

Structure de la matière

Les semiconducteurs sont des solides, organisés sous forme cristalline. Leurs propriétés électriques découlent directement de la structure atomique de la matière, dont l'étude est donc une introduction nécessaire à celle de l'électronique.

1. Les constituants de l'atome

Les physiciens savent maintenant que l'atome est constitué de nombreuses particules élémentaires : les électrons, les protons, les neutrons, les positons, les neutrinos, les mésons, etc. Considérer toutes ces particules déborderait largement les limites de notre propos.

Heureusement, dans une représentation simplifiée, mais qui suffit à expliquer toutes les propriétés électriques, on peut décrire l'atome avec trois de ses constituants fondamentaux : l'électron, le proton, et le neutron.

L'électron est une très petite particule (on peut l'assimiler à une sphère de 10^{-13} cm de diamètre) qui porte la charge élémentaire d'électricité négative $-e$, et a pour masse m .

$$m = 0,9 \times 10^{-27} \text{ g}$$

$$e = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$$

C, symbole du **Coulomb**, est l'unité de charge électrique. Nous y reviendrons dans un prochain numéro.

Le **proton** est une particule de masse M environ 1840 fois supérieure à celle de l'électron, et qui porte une charge électrique e de même valeur, mais positive.

Le **neutron**, enfin, est une particule de masse égale à celle du proton, mais dépourvue de charge électrique.

2. Structure de l'atome

Voir un atome n'est pas une performance accessible à l'homme et à ses instruments d'observation. La connaissance qu'on a de sa structure, pourtant, est aujourd'hui très précise. Elle découle d'un très grand nombre d'observations expérimentales indirectes, qui conduisent la théorie à reconstruire un modèle, seul capable d'expliquer toutes ces observations, donc seul possible.

L'atome comporte deux zones :

- en son centre, le **noyau**, assemblage extrêmement compact de protons et de neutrons. Le noyau renferme pratiquement toute la masse de l'atome;
- autour du noyau, une région beaucoup plus vaste, formée d'un **nuage d'électrons**.

Électriquement, un atome, dans son état normal, est neutre, c'est-à-dire qu'il contient autant de charges positives $+e$ que de charges négatives $-e$. En d'autres termes, le nombre de protons du noyau est égal au nombre d'électrons qui gravitent autour. Ce nombre, noté Z , s'appelle le **nombre atomique** de l'atome considéré.

Le nombre total des protons et des neutrons du noyau, noté A , s'appelle le **nombre de masse** de l'atome.

Finalement, dans un atome de nombre de masse A et de nombre atomique Z , on a : Z protons, Z électrons, et $A - Z$ neutrons. En voici quelques exemples :

- hydrogène : $A = 1, Z = 1$. Le noyau ne comporte qu'un proton, autour duquel gravite un unique électron;
- silicium : $A = 28, Z = 14$. Le noyau renferme donc 14 protons, 14 neutrons, et il est entouré d'un nuage de 14 électrons.

3. Répartition des électrons en couches

L'expérience prouve (heureusement pour nous !) que les atomes sont stables : ils vivent éternellement, et les électrons gravitent autour du noyau sans perdre d'énergie. Au contraire, s'il y avait perte d'énergie, tous les électrons tomberaient rapidement sur le noyau... et nous ne serions plus ici pour en parler.

Les théoriciens de la physique du solide démontrent que cela n'est possible que si les électrons ne gravitent que sur certaines orbites pri-

vilégiées, correspondant, chacune, à un niveau d'énergie bien défini. Schématiquement, on peut donc représenter l'atome comme à la figure 1. Dans la réalité, les électrons ne se trouvent pas tous dans un même plan, et ne décrivent pas des cercles.

Les différentes couches sont désignées par des lettres : K, L, M, N, O, P, Q, en partant du noyau. Le nombre maximal d'électrons est limité sur chaque couche : 2 pour la couche K, 8 pour la couche L, 18 pour la couche M, etc. Toutefois, la couche extérieure d'un atome ne peut jamais comporter plus de 8 électrons.

Pretons quelques exemples. L'atome d'hydrogène ($A = 1, Z = 1$) est schématisé par la figure 2a. L'atome de silicium ($A = 28, Z = 14$), par la figure 2b.

4. Ionisation d'un atome

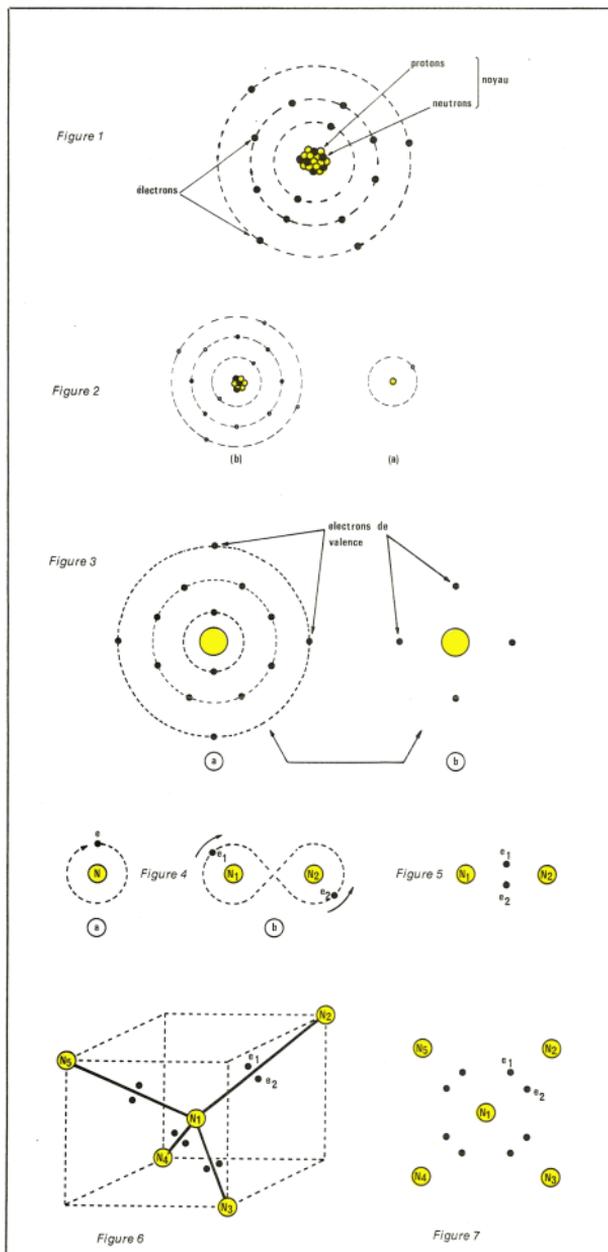
Les électrons de la couche périphérique d'un atome, peuvent être expulsés de celui-ci, si on leur fournit une énergie suffisante (par exemple par élévation de la température, ou par un rayonnement lumineux).

Lorsqu'un atome a perdu un ou plusieurs électrons de sa couche périphérique, il devient un ion, chargé positivement puisqu'il n'y a plus d'équilibre entre les charges positives des protons, et celles des électrons.

On appelle **énergie d'ionisation** W l'énergie minimale nécessaire pour arracher un électron à un atome se trouvant dans son état fondamental.

5. Stabilité et... propriétés chimiques

Sans en avoir bien compris le mécanisme, car à son époque on ignorait la structure de l'atome, le chimiste russe Mendeleïev avait constaté qu'on pouvait classer les



éléments en catégories présentant des propriétés chimiques voisines. Il avait ainsi dressé un tableau que nous ne reproduisons pas au complet, mais dont nous donnons un extrait :

III	IV	V
B	C	N
Al	Si	P
Ga	Ge	As
In	Sn	Sb

Dans ce tableau, tous les éléments d'une même colonne (carbone C, silicium Si, germanium Ge dans la 4^e colonne, azote N, phosphore P, arsenic As, antimoine Sb dans la 5^e) offrent des propriétés chimiques voisines, c'est-à-dire les mêmes affinités (possibilités de se combiner avec d'autres éléments).

On sait, aujourd'hui, quels sont les points communs entre les éléments d'une même colonne : bien qu'ayant des nombres de masse **A** et des nombres atomiques **Z** différents, tous possèdent le même nombre d'électrons sur leur couche périphérique : 3 électrons pour les éléments de la troisième colonne, 4 pour ceux de la quatrième, et ainsi de suite.

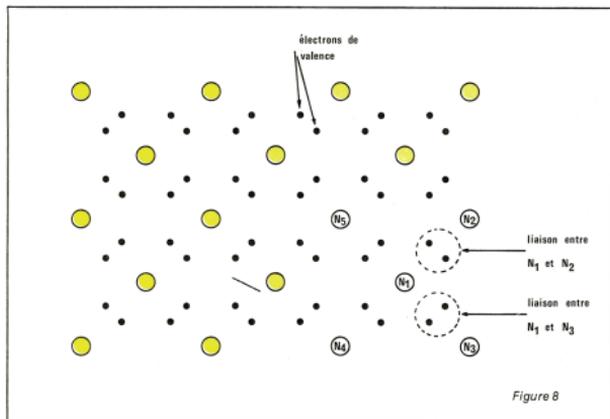
La conclusion s'impose : les propriétés chimiques d'un élément, c'est-à-dire la possibilité, pour ses atomes, de s'unir à ceux d'autres éléments, sont liées au nombre d'électrons de la couche externe.

Une autre constatation complète la précédente : les atomes des divers éléments n'existent pratiquement jamais individuellement, mais se groupent le plus souvent pour former des molécules ou des cristaux. Il existe pourtant une exception : ce sont les gaz rares de l'air (hélium, néon, argon, krypton, xénon). Or, tous ces éléments se situent dans la 8^e colonne du tableau de Mendeleïev, c'est-à-dire que la couche externe de leurs atomes est saturée en électrons (2 pour l'hélium, et 8 pour tous les autres).

On en conclut finalement :

- qu'un atome atteint sa stabilité maximale lorsque sa couche électronique externe est complète (2 ou 8 électrons);
- que les atomes n'ayant pas une couche complète cherchent à se rassembler, pour «prendre» les électrons des voisins.

Nous allons maintenant préciser cette dernière affirmation... après un



court intermédiaire pour expliquer une simplification des dessins.

6. Une représentation graphique simplifiée

Au point de vue duquel nous examinons maintenant les atomes, seuls nous intéressent :

- d'une part, les électrons de la couche périphérique, que nous voulons distinguer individuellement;
- d'autre part le reste (le noyau et les autres électrons) considéré comme un ensemble dont le détail nous indiffère.

Dans ces conditions, on comprendra que l'auteur n'éprouve pas l'envie, chaque fois qu'il parlera d'un atome de silicium par exemple (et cela va se produire souvent), de s'imposer tout le travail de la figure 3a. Il se contentera de représenter tout ce qui se passe au milieu par un rond, et les électrons périphériques (dits aussi électrons de valence) par des points, comme à la figure 3b. Tous les auteurs partagent cette paresse, et la configuration 3b, est celle qu'on rencontre dans tous les traités d'électronique.

7. Les liaisons interatomiques

Les atomes, en se combinant entre eux, cherchent à réaliser une couche périphérique complète : 2 électrons s'il s'agit de la couche K, 8 électrons pour toutes les autres. Ils y parviennent par la mise en œuvre de deux

types de liaisons : les liaisons d'électrovalence, où il y a transfert d'électrons d'un atome à un autre, et formation d'ions; les liaisons de covalence (co = ensemble), où il y a mise en commun d'électrons entre plusieurs atomes. Seul ce dernier cas nous intéresse ici. Nous commencerons par l'expliquer sur l'exemple très simple de l'hydrogène.

L'atome d'hydrogène (figure 4a) ne possède qu'un électron, gravitant sur la couche K. C'est donc un insatisfait, puisqu'il lui faudrait 2 électrons sur cette même couche, afin d'atteindre la stabilité maximale.

La solution qu'il met en œuvre est celle de la figure 4b. Deux atomes s'unissent (l'ensemble forme une molécule d'hydrogène H_2) en mettant leurs électrons en commun : l'électron e_1 tourne non seulement autour du noyau N_1 du premier atome, mais aussi autour du noyau N_2 ; de même, l'électron e_2 gravite autour des deux noyaux. Ainsi, chaque atome se retrouve-t-il comme s'il possédait deux électrons, et l'ensemble devient stable.

En vertu du principe de paresse que nous avons signalé plus haut, nous ne représenterons plus les orbites électroniques, mais nous symboliserons la figure 4b par le schéma simplifié de la figure 5, qui montre que les électrons e_1 et e_2 appartiennent à la fois à N_1 et N_2 .

Examinons maintenant l'exemple plus compliqué du silicium (figure 6). Chaque atome possède ici, sur sa couche périphérique, 4 électrons, et en souhaiterait 8. Des considérations

que nous ne pouvons développer ici, montrent qu'il ne lui est pas possible d'échanger ses 4 électrons avec un seul autre atome de silicium qui lui rendrait la politesse. Par contre, il lui est facile de prêter un électron à chacun de ses 4 plus proches voisins, qui en feront autant. Dans la figure 6, les électrons e_1 et e_2 sont communs à N_1 et N_2 , c'est-à-dire qu'ils tournent autour de l'ensemble des deux noyaux. Le même échange s'établit entre N_1 et N_3 , N_1 et N_4 , N_1 et N_5 , formant des liaisons de covalence que nous avons matérialisées à la fois par les deux électrons communs, et par de gros traits noirs.

Pour des raisons de symétrie, ces échanges multiples conduisent les atomes à se répartir comme l'indique la figure 6 : N_2 , N_3 , N_4 et N_5 occupent quatre sommets d'un cube, au centre duquel prend place N_1 . Naturellement, le cristal de silicium ainsi formé comporte bien plus d'atomes, et la structure se poursuit : N_2 échange des électrons avec trois autres voisins, N_3 , N_4 et N_5 aussi.

Si on ne considère que les cinq atomes de la figure 6, notre désir de simplification nous conduira à les dessiner à plat et non plus en perspective. Notre paresse nous incitera à ne matérialiser les liaisons qu'en dessinant les paires d'électrons qu'échangent deux noyaux voisins (e_1 et e_2 , par exemple, pour N_1 et N_2). Bien que très simplifiée, cette représentation montre clairement que N_1 voit maintenant 8 électrons sur sa couche périphérique, donc qu'il se trouve dans la configuration la plus stable (figure 7).

8. Le réseau cristallin

Nous venons de dire que la structure de la figure 6 se répète dans toutes les directions. L'ensemble forme un cristal (répétition régulière d'un motif géométrique élémentaire).

En représentation simplifiée et plane, cette structure cristalline devient celle de la figure 8. On voit bien maintenant que chaque noyau, grâce aux échanges effectués deux à deux avec ses voisins, semble posséder 8 électrons périphériques. Chaque paire d'électrons, comme entre N_1 et N_2 , ou N_1 et N_3 , symbolise une liaison de covalence.