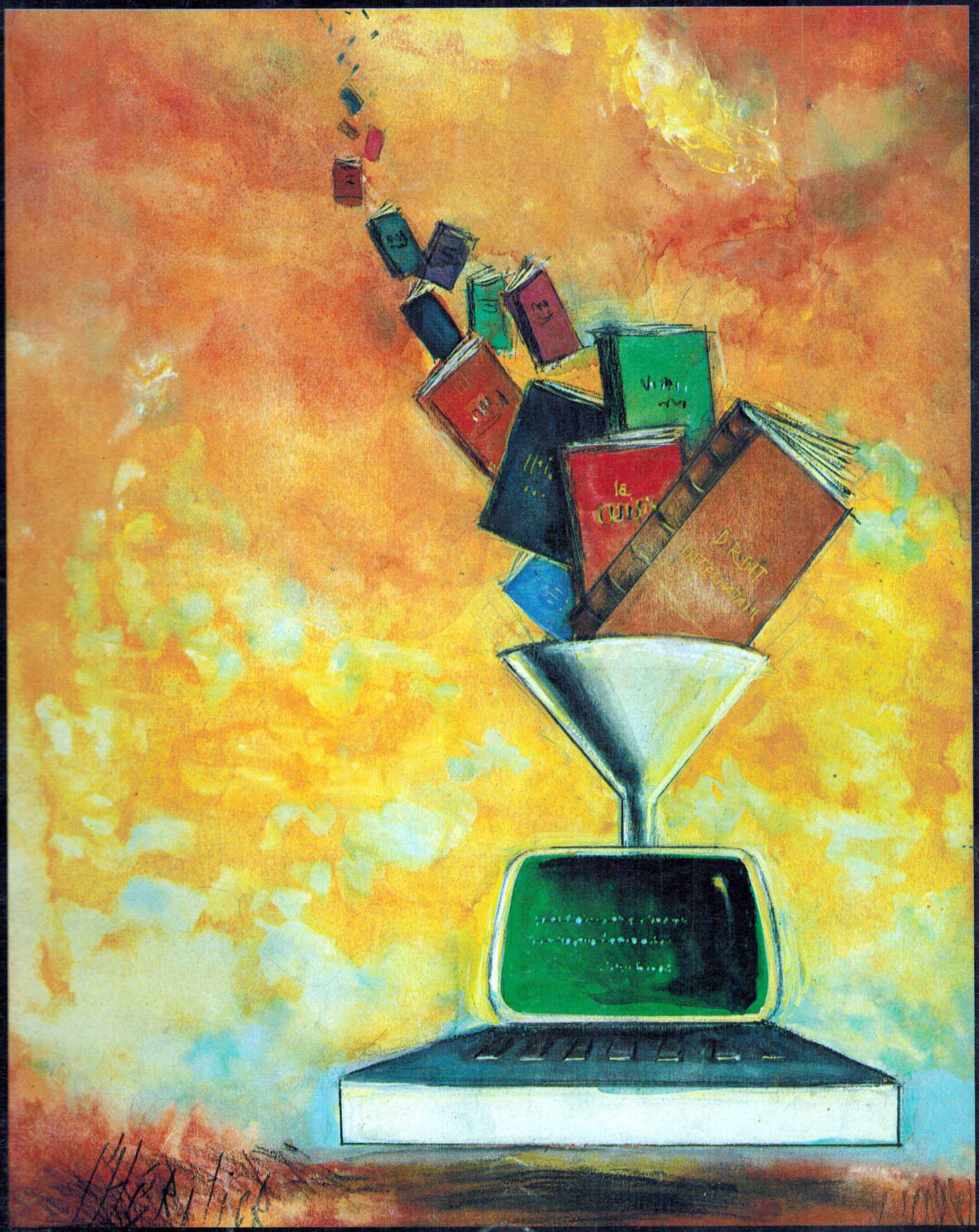
I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

Bimestriel N° 25 - 18 F
Août-Septembre 1982



SUISSE : 9,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN $ 3,00

I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 25 - 18 F
Août-Septembre 1982

SUISSE : 9,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN $ 3.00 -
ESPAGNE : 350 PESETAS - ITALIE : 4800 LIRES - BELGIQUE : 146 F.B.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS est une publication bimestrielle de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**
Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**
Maquette : **Michel Raby**
Couv. : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F** (France) - **117 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.
Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh
Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Copyright 1982 – Société Parisienne d'Edition
Dépôt légal : Juillet 1982 N° éditeur : 993

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »
Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse
Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

N° 25 – AOUT-SEPTEMBRE 1982

SOMMAIRE

Applications

Conception d'une unité de visualisation 29
Une application des circuits CCD : un microdensitomètre de laboratoire 45

Energie

Le projet LEP : aux confins de la structure de la matière 85

Médical

Qu'est-ce que la bio-électronique ? 76

Mesure

La photographie des oscillogrammes 53
Statistique élémentaire des composants électroniques 59

Micro informatique

Des caractères « maxi » pour votre « mini » 21
Un « labyrinthe TV » 25
Réalisation d'un automate programmable (2) 35

Réalisation

Un générateur multiplex FM stéréo (2) 5
Un télérupteur téléphonique 27

Technologie

Après les MSI, LSI, VLSI... cap sur les circuits ULSI 12
Le silicium amorphe : des applications d'avenir 67
Les résistances de précision 103

Les mots croisés d'« Electronique Applications » 34
Schémathèque 95
Calendrier 94
Bibliographie 99
Nouveautés 107

Cartes « Service-Lecteurs » 115-116

Ont participé à ce numéro : J. Avril, J. Ceccaldi, F. de Dieuleveult, H. Dobson, D. Ferrand, P. Gueulle, S. Huant, L. Lacau, J. Pintaske, P. Porta, R. Rateau, J. Sabourin, J. Trémolières.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie Edicis, 91019 Evry – Commission Paritaire N° 59-178 – Dépôt légal Juillet 1982

Réalisation

Réalisation d'un générateur multiplex FM stéréo

(deuxième partie)

Après quelques rappels sur le procédé de codage stéréo et la génération des signaux, la première partie de cette étude (« Electronique Applications » n° 23) a donné les critères de conception d'un générateur FM stéréo.

Dans cette seconde partie, il sera question, essentiellement, des procédures de mise au point et des réglages à effectuer.

Quelques idées d'extension – pouvant aller jusqu'à la constitution d'une station d'émission FM – sont également proposées par l'auteur.

Les alimentations

Le générateur multiplex fonctionne avec trois tensions d'alimentation différentes : + 12 V, – 12 V et – 8 V. Tous les amplificateurs opérationnels et l'ICL 8038 sont alimentés en ± 12 V, le circuit C-MOS bascule JK en 0, + 12 V et le modulateur en anneau en + 12 V, – 8 V. Ces trois tensions sont stabilisées par trois régulateurs appropriés : IC_{16}, IC_{17} et IC_{18}, recevant une tension continue provenant du redressement d'un secondaire 2 × 14 V - 100 mA.

Mise au point et réglages

Tous les composants sont implantés sur une carte imprimée simple face aux dimensions de 253 × 163 dont le tracé des pistes est donné à la **figure 11.** Le générateur multiplex comporte un grand nombre de réglages, mais la mise au point ne nécessite qu'un oscilloscope, un multimètre numérique et un fréquencemètre. Toutes les opérations de réglage sont pratiquement indépendantes, mais il est préférable et logique d'opérer de la manière suivante.

Réglage de l'additionneur R_5, R_7, et du soustracteur R_9, R_{11}

Appliquer sur l'entrée gauche une tension V sinusoïdale de fréquence 1 kHz, et d'amplitude 200 mV, et sur l'entrée droite une tension nulle ; placer R_5 en position médiane et mesurer la tension de sortie V_1 de l'amplificateur opérationnel IC_3. Appliquer ensuite cette même tension simultanément sur G et D, R_7 sera réglé pour lire à la sortie de IC_3 une tension V_2, double de la valeur mesurée précédemment : $V_2 = 2V_1$. L'additionneur est alors réglé, et il ne sera plus nécessaire de retoucher R_5 et R_7. Le soustracteur se règle tout aussi simplement : on applique sur l'entrée gauche V = 200 mV et sur l'entrée droite V = 0, puis on règle R_9 de manière à lire, à la sortie de IC_4, le même V_1 que pour l'additionneur. Avec la même tension, V = 200 mV sur les entrées gauche et droite, on ajuste R_{11} pour zéro, ou un minimum de quelques millivolts à la sortie de IC_4 ; R_9 et R_{11} sont réglés et peuvent être, dès maintenant, immobilisés.

Relevé des courbes caractéristiques des filtres actifs

En relevant les courbes des filtres de préaccentuation et passe-bas, on s'assure de la similitude des courbes d'une voie par rapport à l'autre, et d'une bonne conformité par rapport aux courbes théoriques des **figures 7 et 8.** La courbe de la **figure 12** correspond à la courbe de préaccentuation effectivement mesurée sur le prototype ; elle ne diffère que de valeurs inférieures à 0,2 dB de la courbe théorique. La courbe de la **figure 13,** par contre, diffère très nettement du tracé obtenu par le calcul, cette différence est due aux approximations entraînées par le choix de composants de valeurs standards : série E 24. L'écart de + 2 dB entre 12 et 13 kHz est lié à la différence de 10 % entre la valeur calculée et la valeur choisie, 300 pF et 330 pF, pour C_5 ; et 10 % sur C_7 : 1,5 nF au lieu de 1,65 nF.

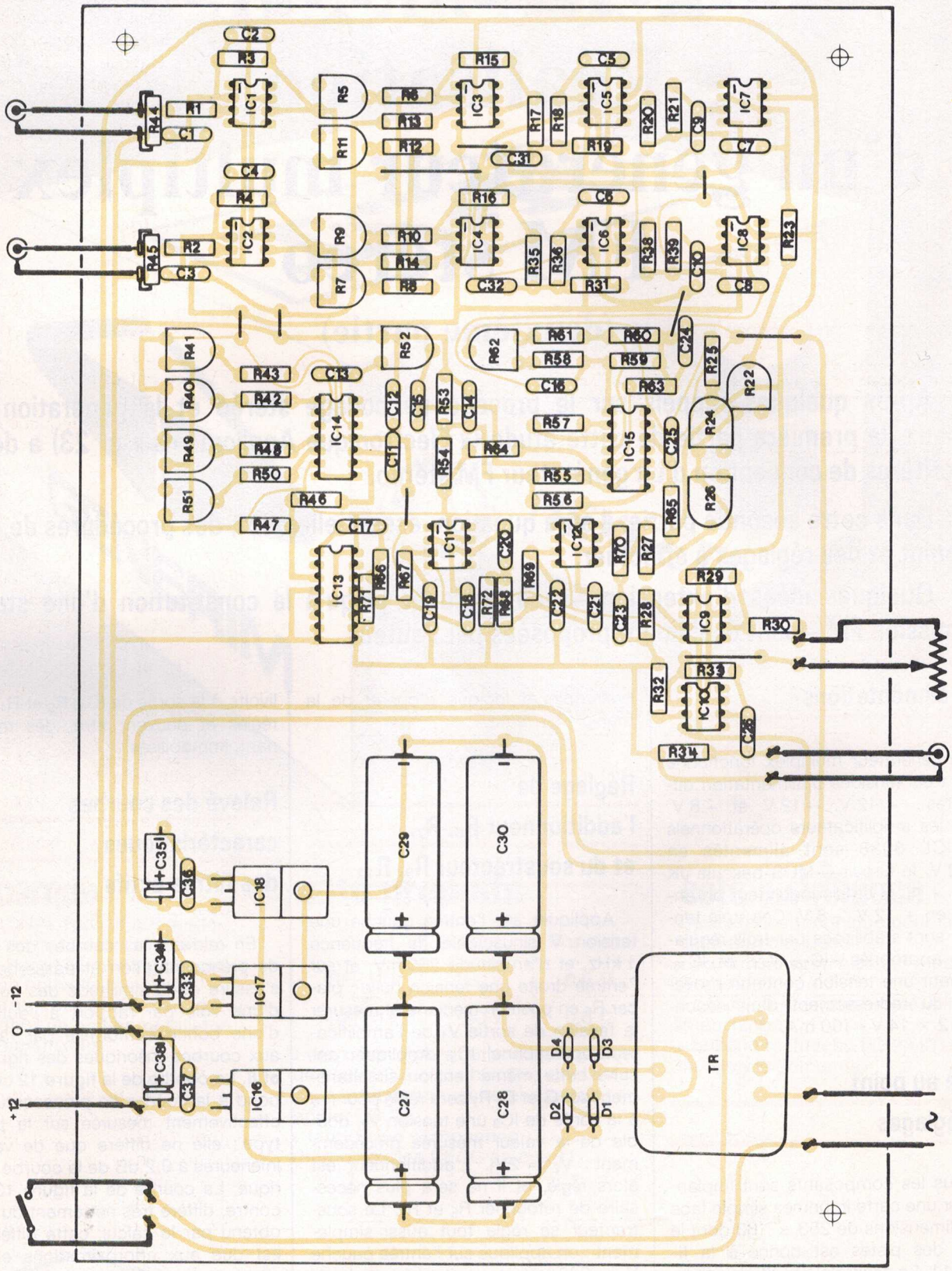


Fig. 11. – Plan d'implantation des composants du générateur multiplex.

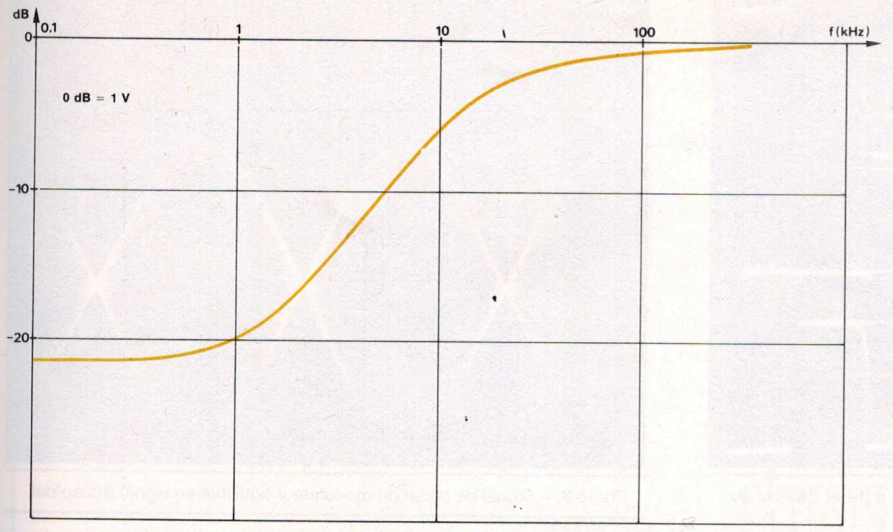


Fig. 12. – Aspect réel de la courbe de préaccentuation.

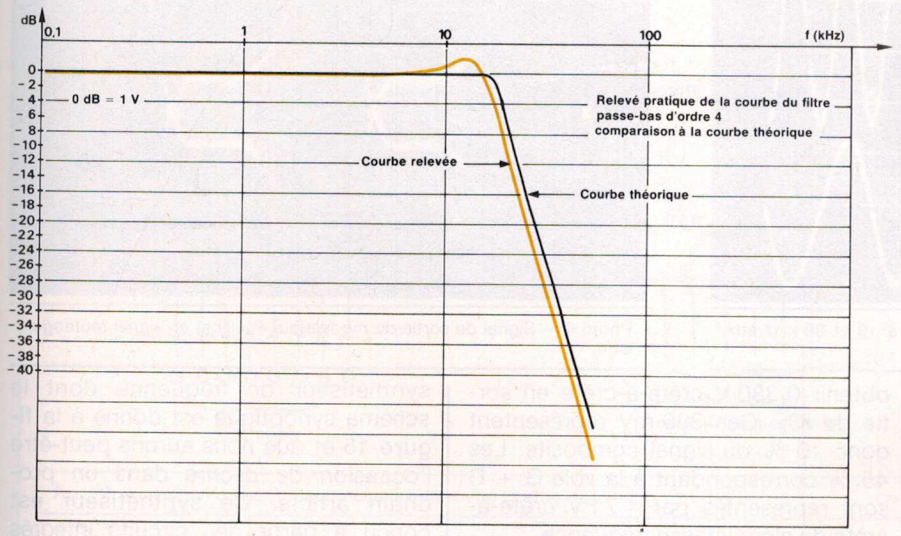


Fig. 13. – Aspect réel de la courbe de réponse du filtre passe-bas.

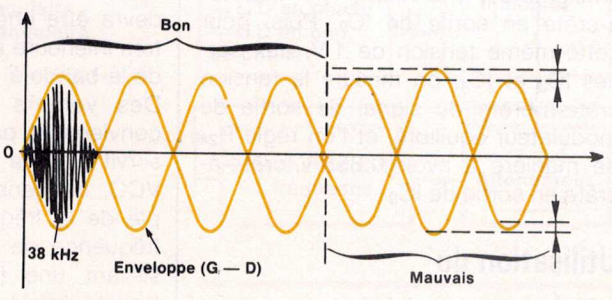


Fig. 14. – Réglage du modulateur équilibré.

Si cet appareil doit être utilisé par des mesures extrêmement précises, il va sans dire que tous les composants du filtre pourront être remplacés avantageusement par des composants de précision : résistances à couche métallique 1 % et condensateurs au mylar 1 %. Dans le cas d'un appareil de test ou de maintenance, la précision apportée par des composants à 5 % est suffisante.

Réglage des signaux à 19 et 38 kHz

La fréquence porteuse à 38 kHz est ajustée au moyen de R_{49} et R_{51}, les résistances totales entre la broche 4 et + 12 V puis entre la broche 5 et + 12 V devront être identiques puisqu'elles déterminent à la fois le rapport cyclique et la fréquence de la tension de sortie. Les curseurs des potentiomètres ajustables R_{49} et R_{51} auront donc une position définitive aussi semblable que possible. On ajustera ensuite la symétrie du signal au moyen de R_{40} et R_{41}, en visualisant la sortie 9 de IC_{14} ; il est inutile de chercher un réglage optimal, un ajustage grossier suffit dans l'immédiat, celui-ci devant être repris après accord de R_{52} et R_{62}. R_{52} est simple à ajuster. La sonde de l'oscilloscope étant branchée sur la broche 10 de IC_{15}, on tourne R_{52} pour obtenir un signal d'environ 100 mV. Les courbes de la **photo 1** montrent l'aspect des signaux rectangulaires à la broche 9 de IC_4 et à la broche 1 de IC_{13} qui peut être utilisé pour déclencher un fréquencemètre et ajuster parfaitement la fréquence du pilote : 19,000 kHz.

Réglage du modulateur équilibré

On appliquera sur les entrées gauche et droite le même signal, par exemple un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude V = 200 mV ; on règle R_{62} pour obtenir le signal minimum en sortie du modulateur. En effet, dans ce cas, G – D est nul et il ne reste que la porteuse à 38 kHz dont la suppression est ajustée par le potentiomètre R_{62}. Le signal précédent sera ensuite injecté sur l'une des entrées, soit l'entrée droite, soit l'entrée gauche ; G + D et G – D prennent alors des valeurs différentes de zéro et l'on reprendra si besoin est le réglage de R_{40} et R_{41} en visualisant

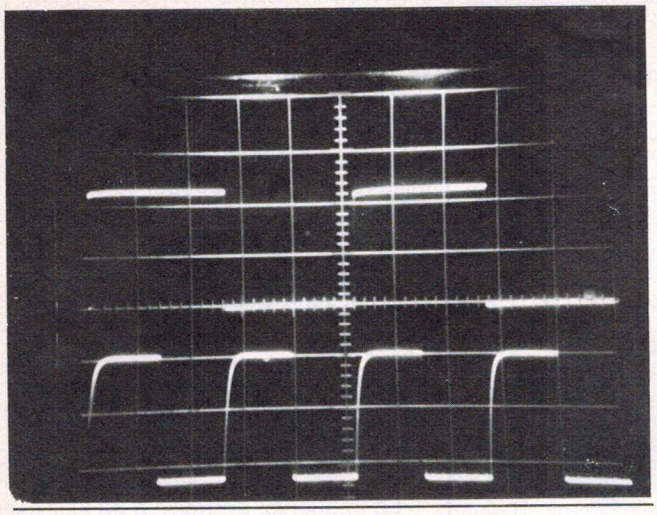


Photo 1. – Visualisation des signaux rectangulaires à 19 et 38 kHz aux broches 1 de IC 13 et 9 de IC 14.

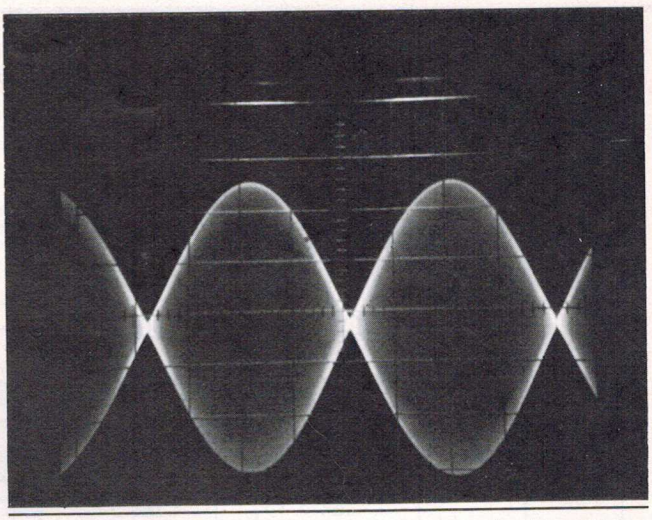


Photo 3. – Signal de sortie du modulateur équilibré en signal sinusoïdal.

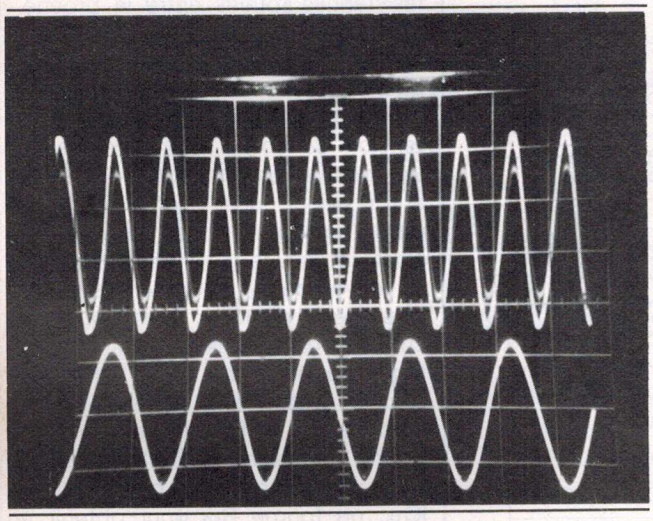


Photo 2. – Visualisation des signaux sinusoïdaux à 19 et 38 kHz aux broches 2 de IC 14 et aux bornes de C 23.

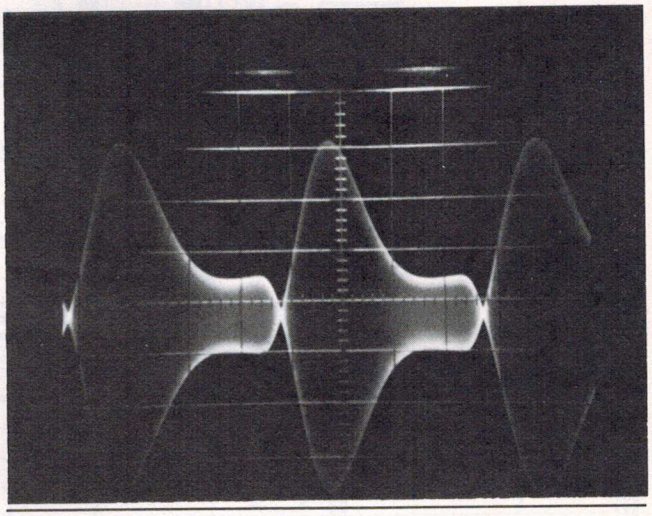


Photo 4. – Signal de sortie du modulateur équilibré en signal rectangulaire.

la sortie du modulateur, broche 12 de IC_{15}, et en s'appuyant sur les courbes obtenues à la **photo 3** et à la **figure 14.** La **photo 4** montre l'effet apporté par la préaccentuation à 75 μs et le filtre à 15 kHz sur un signal rectangulaire de fréquence f = 4 kHz. Avec la **photo 2,** représentant les signaux sinusoïdaux 19 et 38 kHz, on remarque l'absence de distorsion sur le 19 kHz, le filtre actif remplissant bien sa fonction.

Réglage du sommateur R_{22}, R_{24} et R_{26}

Ce réglage a pour but l'affectation des différents coefficients 0,1 ; 0,225 et 0,45 aux différentes composantes du signal composite : 19 kHz, G – D et G + D.

Avec les valeurs utilisées pour le prototype, le signal à 19 kHz présent aux bornes de C_{23} vaut 1,5 V crête-à-crête et R_{26} a été réglée de manière à obtenir 0,380 V crête-à-crête en sortie de IC_9. Ces 380 mV représentent donc 10 % du signal composite. Les 45 % correspondant à la voie G + D sont représentés par 1,71 V crête-à-crête de signal basse fréquence.

R_{22} sera réglé en éliminant la composante à 19 kHz, IC_{13} et IC_{14} absents de leur support par exemple. Puis, en injectant un signal BF f = 1 kHz, d'amplitude telle que la tension de sortie de IC_3 vaut 1 V crête-à-crête, on règle R_{22} de manière à avoir un signal à 1 kHz valant 1,71 V crête-à-crête en sortie de IC_9. Puis, pour cette même tension de 1 V, aux sorties IC_3 et IC_4, on mesure la tension crête-à-crête du signal de sortie du modulateur équilibré, et l'on règle R_{24} de manière a avoir 0,855 V crête-à-crête en sortie de IC_9.

Utilisation du générateur multiplex

Le générateur a été couplé à un synthétiseur de fréquence dont le schéma synoptique est donné à la **figure 15** et que nous aurons peut-être l'occasion de décrire dans un prochain article. Ce synthétiseur est conçu à partir des circuits intégrés RTC HEF 4750 et HEF 4751. Le VCO comporte deux entrées de commande ayant des gains, exprimés en Hz/V, différents ; la première des entrées est destinée à l'asservissement, la seconde est l'entrée de modulation et a le gain le plus faible.

La fréquence naturelle de la boucle devra être choisie de manière à être très inférieure à la fréquence minimale de la bande à transmettre, soit 30 Hz. Des valeurs de l'ordre du hertz conviennent parfaitement, le PLL asservit alors la fréquence de sortie du VCO, fréquence centrale, à un multiple de la fréquence de référence ou fréquence de comparaison. En choisissant une fréquence naturelle de boucle inférieure à 5 Hz, et en ayant un signal modulant de fréquence supérieure à 30 Hz, l'asservissement ne perturbe pas le signal à transmettre.

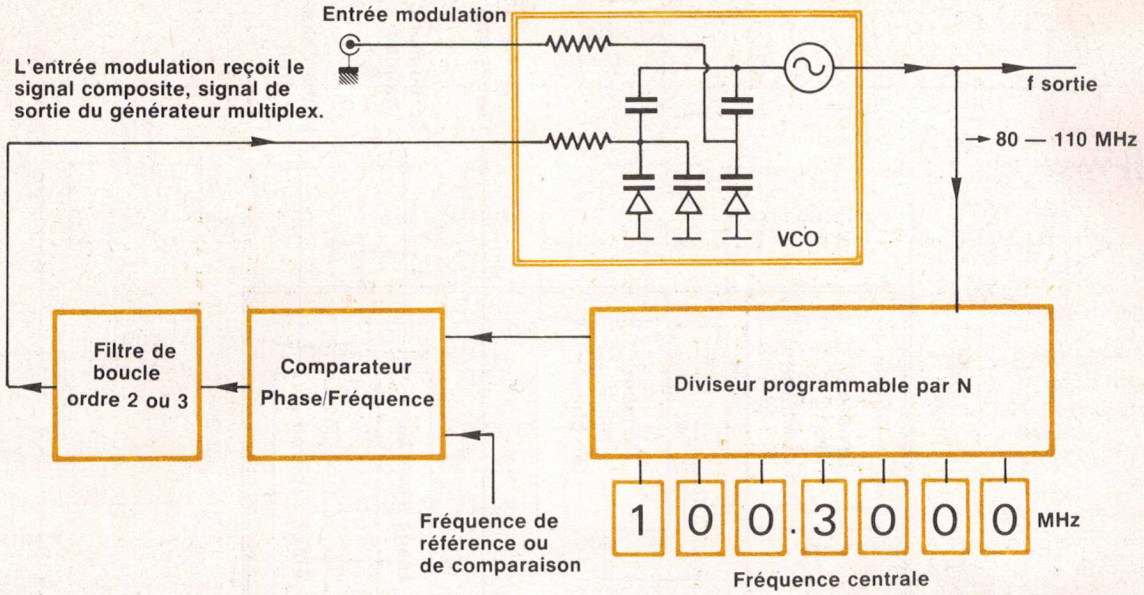


Fig. 15. – Couplage du générateur multiplex à un synthétiseur de fréquence.

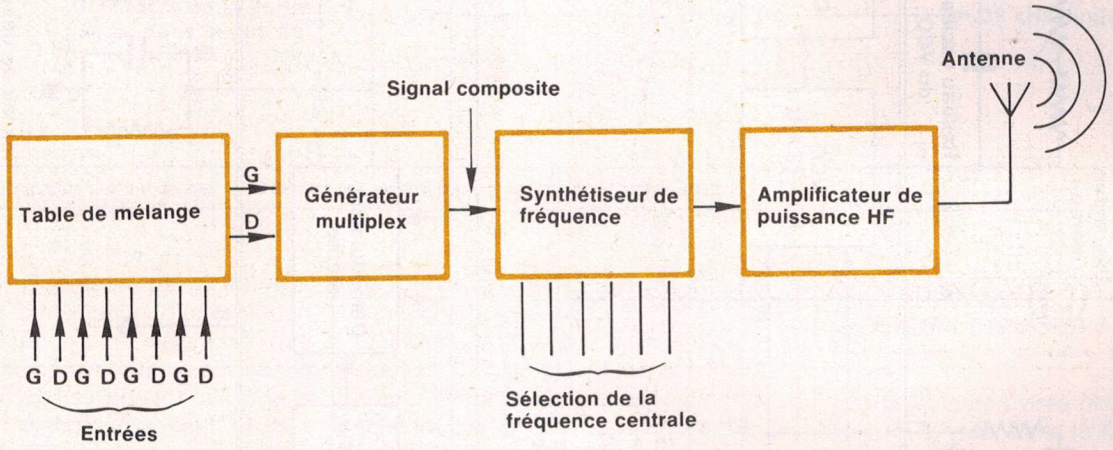


Fig. 16. – Insertion du générateur multiplex dans une chaîne d'émission.

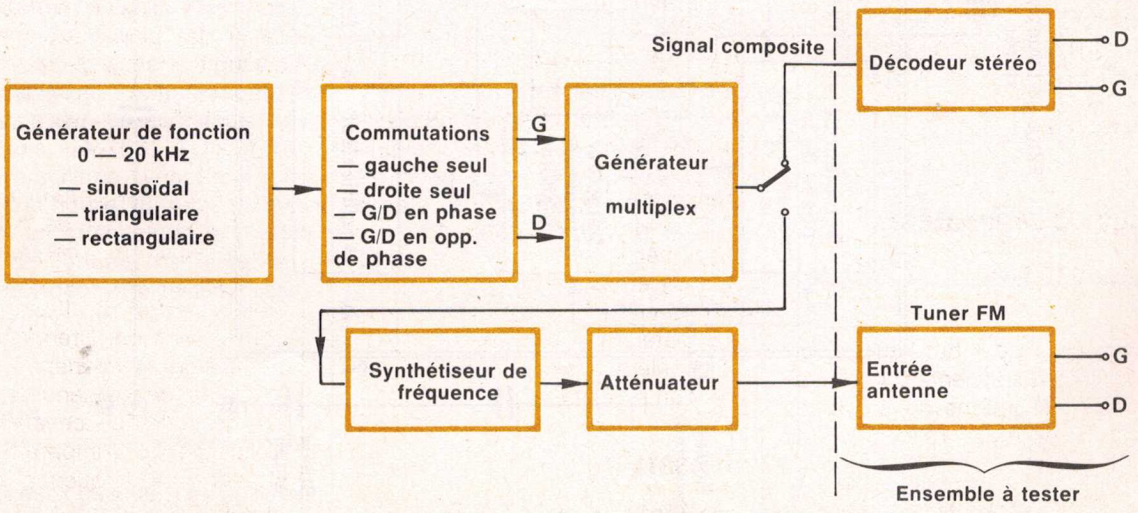


Fig. 17. – Montage de test pour les tuners FM ou les décodeurs stéréo.

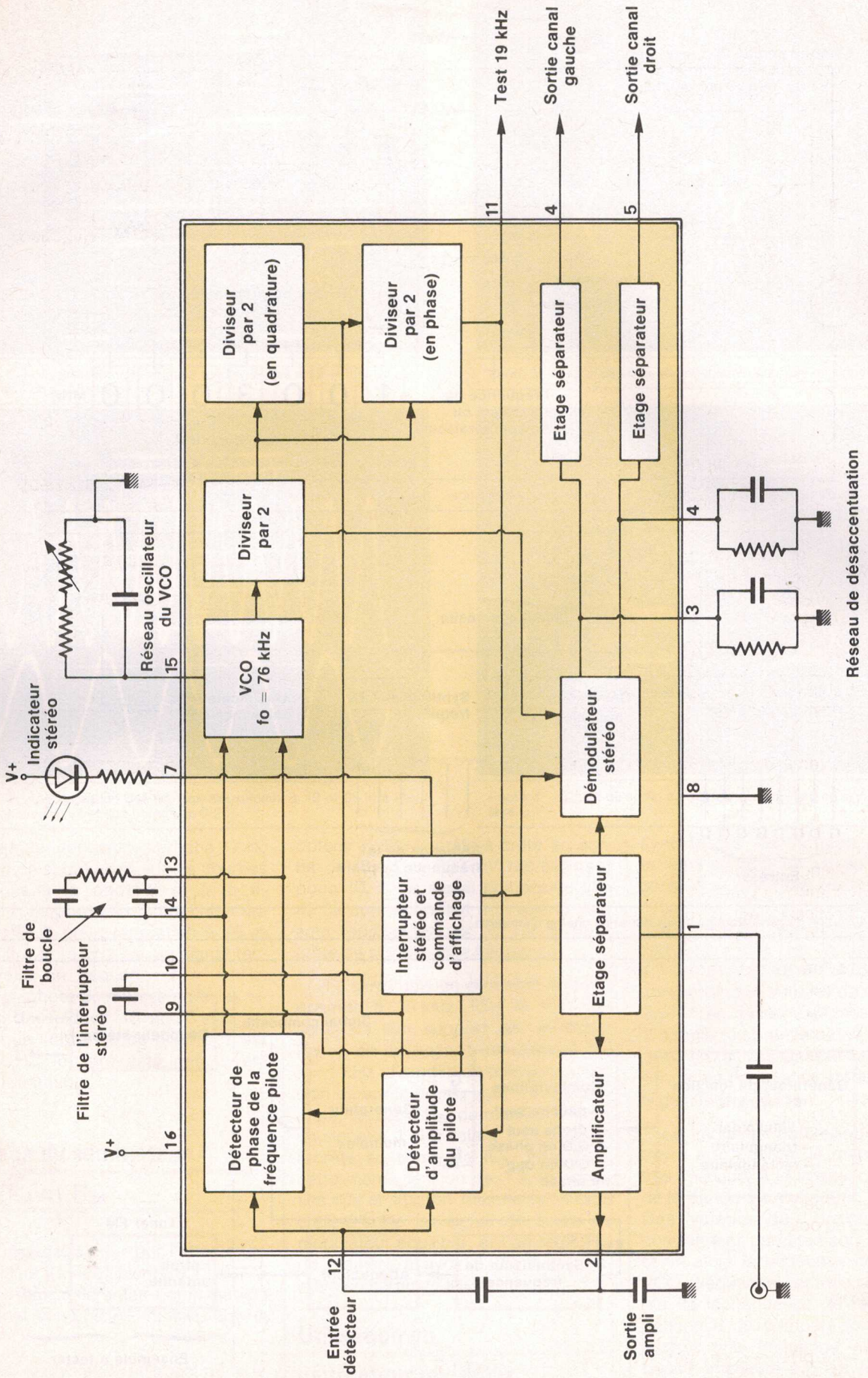


Fig. 18. – Synoptique du générateur de test.

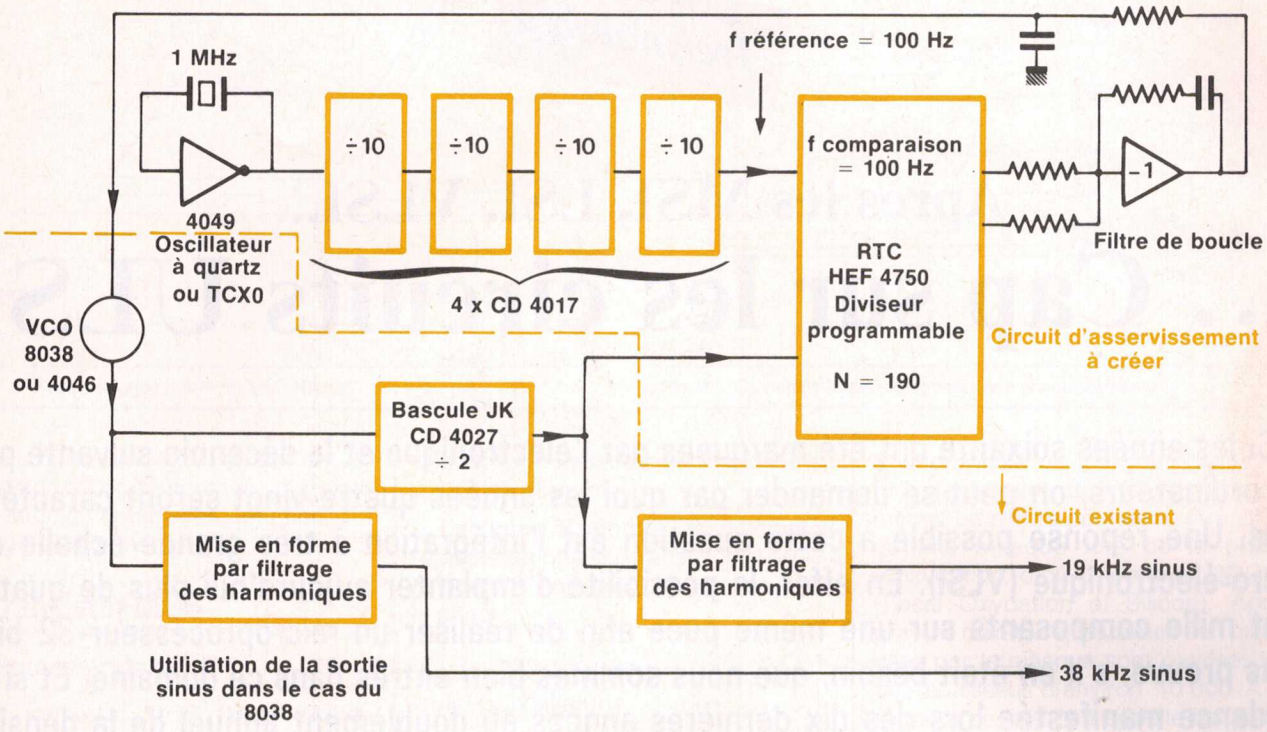


Fig. 19. – Génération des fréquences 19 et 38 kHz par asservissement sur une horloge à quartz.

Ceci nous amène tout naturellement à la constitution d'une station d'émission en mode stéréophonique dont le schéma synoptique est donné à la **figure 16.** Les signaux issus de la table de mélange attaquent l'entrée du générateur multiplex, la sortie d'entrée du synthétiseur dont la sortie est amplifiée avant d'attaquer l'antenne.

Si cet appareil est considéré comme appareil de laboratoire : tests, maintenance ou essais, on se tournera vers le schéma de la **figure 17.** Sans synthétiseur, l'appareil permet tous les tests sur les décodeurs stéréophoniques μA 758, TCA 4500, etc., dont le schéma synoptique type est donné à la **figure 18.** Avec un synthétiseur et un atténuateur, la totalité du tuner, de l'entrée d'antenne aux sorties audio, peut être testée, mesurée ou mise au point.

Conclusion

Tel qu'il est présenté, cet appareil est d'un faible prix de revient, tous les composants sont courants et bon marché. On peut, si l'on désire une meilleure précision et de meilleures performances, remplacer les composants du filtre par des composants de précision, et pour une meilleure précision et stabilité du pilote à 19 kHz, employer un circuit correspondant au schéma synoptique de la **figure 19.** Il s'agit là d'un autre PLL ; on conservera le même circuit oscillateur ICL 8038, mais la fréquence de sortie : 38 kHz sera asservie à une fréquence de référence stable et précise : 100 Hz, dérivée d'une horloge à quartz 1 MHz.

Etant donné les faibles fréquences mises en jeu et le rapport de division simple : 190, seul le circuit HEF 4750 est utilisé. Le coût supplémentaire est simple à calculer : HEF 4750, 4 × 4017, 4049, TL071 et un quartz 1 MHz.

F. de Dieuleveult

Quelques précisions...

Des lecteurs avisés nous ont fait remarquer que, dans la figure 10 a parue p. 32 de notre numéro 23, l'attaque des amplis-op IC_3 et IC_4 ne s'effectuait pas d'une manière optimale. Il convient de ramener R_6 et R_8 (IC_3) ainsi que R_{10} et R_{12} sur la seule entrée « 2 » des amplis-op, R_{13} restant, ainsi que R_{14}, reliée à la masse. Ainsi, dans le cas de IC_3, en ajustant R_5 et R_7 pour avoir $R_{15} = R_5 + R_6 = R_7 + R_8$, on a bien $V_S = -(V_G + V_D)$.

Il convient enfin de connecter la broche 6 de l'ICL 8038 au + 12 V.

Réalisation

Un télérupteur électronique

Ce télérupteur de conception particulière est destiné à faciliter la commande d'appareils 220 V à partir de systèmes de transmission d'ordres simples. Il se prête tout spécialement à un couplage avec la télécommande téléphonique dont nous avons publié la description dans le n° 21 de notre revue, grâce à sa fonction « accusé de réception. »

Les fonctions du système

Le fonctionnement d'un télérupteur classique est bien connu : chaque pression sur l'un des poussoirs de commande fait basculer la sortie de l'un à l'autre des deux états stables « marche » et « arrêt ». En termes de logique, il s'agit donc d'une simple bascule bistable.

Ce genre de dispositif se prête bien à la télécommande par tout ou rien par voie téléphonique, radio, etc.

Cependant, la nature même de ce comportement bistable introduit une ambiguïté quant à l'état supposé de l'organe commandé, à moins que l'on ne dispose d'un moyen de contrôle à distance.

Ce moyen de contrôle peut être l'envoi par le télérupteur lui-même. d'un « retour d'appel », tonalité qui

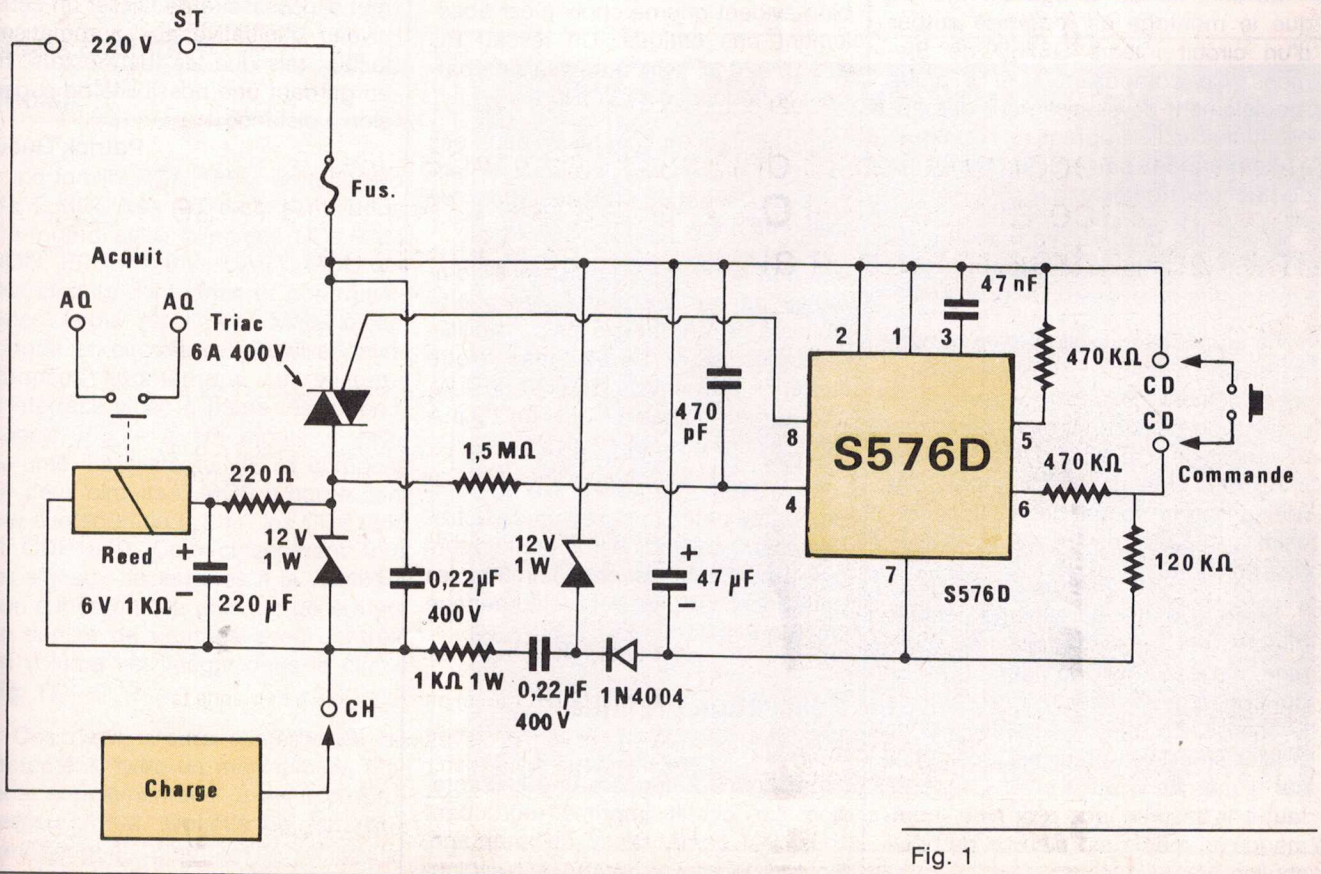


Fig. 1

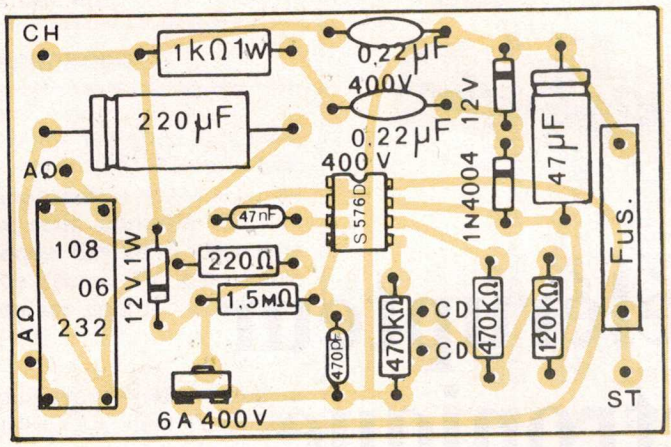


Fig. 2

peut être grave ou aiguë, présente ou absente, etc., selon l'état de l'organe commandé. Le système de télécommande décrit dans notre n° 21 permet précisément ce type de fonctionnement. Nous allons voir que les fonctions qui viennent d'être définies peuvent facilement être réalisées par voie électronique.

Schéma de principe

Le schéma de la **figure 1** montre que le montage est organisé autour d'un circuit intégré S576D de *Siemens*. Ce composant M.O.S. a été spécialement développé pour des applications en télérupteur électronique, à commande par effleurement ou contact électromécanique.

C'est dire que le raccordement du contact de sortie du récepteur de télécommande ne pose aucun problème.

Le circuit intégré pilote directement un triac (6A 400 V), dans les meilleures conditions de fiabilité : absence de risques de déclenchements parasites, absence de création d'interférences H.F., etc. Une petite alimentation à condensateur fournit le 12 V nécessaire au S576D par redressement direct du secteur.

Si cette partie du schéma découle directement de son application d'origine, il n'en va pas de même pour ce qui concerne la détection de l'état de la charge. En effet, il ne suffit pas de vérifier si le télérupteur est positionné sur « marche » ou « arrêt », encore faut-il s'assurer que l'organe commandé lui-même est bien en ou hors-service.

Pour ce faire, il suffit de détecter une présence de **courant** et non plus de **tension**.

Une diode Zener 12 V/1 W a été placée à cet effet en série avec le triac. Dès que celui-ci conduit, il apparaît une chute de tension de 12 V durant une alternance sur deux de l'intensité parcourant la charge, ce qui permet de faire coller un petit relais 6 V.

Notre maquette utilise un relais Reed 108 R06 232 *Orega*, mais il est bien évident que ce choix n'est absolument pas critique. Un réseau RC 220 Ω/220 µF évite à ce relais de battre à la fréquence de 50 Hz.

Le contact de ce relais peut dès lors être utilisé dans le circuit « d'accusé de réception » du récepteur de télécommande.

Il faut noter que la puissance commutée par ce télérupteur devra être limitée à 40 VA, malgré les possibilités bien plus larges de son triac. Cette limitation provient de la Zener de 1 W, qui ne peut supporter plus de 80 mA dans le sens inverse.

Cela suffit largement à la commande de petits appareillages électroniques, ou de bobines de contacteurs triphasés capables de commuter les puissances les plus élevées (chauffage électrique notamment).

Réalisation pratique

La **figure 2** suggère une implantation sur circuit imprimé regroupant tous les composants du montage. Pour la puissance de 40 VA, il est inutile d'équiper le triac d'un quelconque refroidisseur. L'accès à des puissances plus importantes exigerait le remplacement de la diode Zener, ou sa mise en parallèle avec une résistance de puissance calculée en conséquence.

Dans la version de base, le fusible sera un 100 à 200 mA temporisé, sachant que sa fusion sera signalée par l'absence de réaction aux ordres de l'organe télécommandé, d'où l'intérêt de la fonction de « retour ».

Le montage est prévu pour être monté en série avec la charge, exactement comme un interrupteur. Il n'est pas nécessaire de prévoir un « troisième fil » pour l'alimentation de la partie électronique, ce qui est appréciable lors de l'installation. On rappelle d'ailleurs que le récepteur de télécommande du n° 21, totalement autonome, n'exige pas non plus de raccordement au secteur.

Conclusion

Associé au système de télécommande précédemment décrit, ce montage complémentaire permet notamment au propriétaire d'une résidence secondaire, de commander à distance des systèmes tels que le chauffage central ou la centrale antivol, et d'en contrôler le fonctionnement. Cela permet si nécessaire de laisser un certain niveau d'initiative aux automatismes locaux tels que les thermostats, tout en gardant une possibilité de supervision à distance.

Patrick Gueulle