

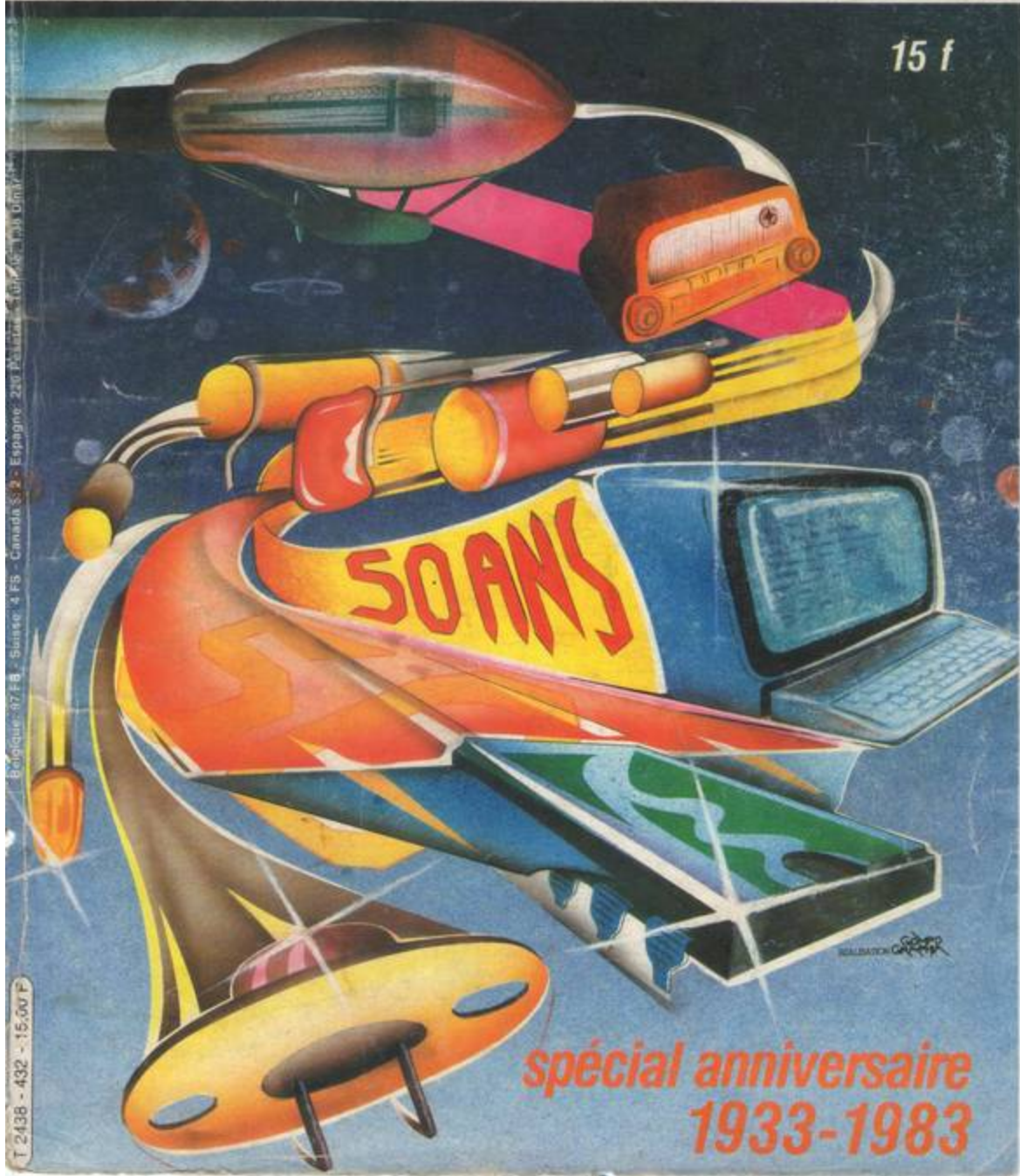
RADIO PLANS

SUPLEMENTO
EM PORTUGUÊS
Electronique
Laisirs

N° 432 Novembre 1983

ISSN 0033 7668

15 f



Belgique: 97 F.B. - Suisse: 4 F.S. - Canada: S.2 - Espagne: 220 Ptas. - Grèce: 1150 Dr.

T.2438 - 432 - 15,00 F

spécial anniversaire
1933-1983

CASIER DE RANGEMENT 33 TIROIRS (Dim. 420 x 300 x 140 mm)
INDISPENSABLE A L'ELECTRONICIEN



- Comprendant :
- 100 résistances échelonnées 1/8^e à 3 watts
 - 15 résistances bobinées vitrifiées ou non échelonnées
 - 100 condens échelonnés céram, polyester mica styro.
 - 50 condensateurs chimiques échelonnés
 - 25 potentiomètres échelonnés en valeur et diamètres
 - 25 potentiomètres miniatures ou résistances ajustables
 - 2 résistances variables par vis hélicoïdale à curseur 600 Ω
 - 3 répartiteurs de tension porte fusible
 - 2 claviers 5 touches isostat
 - 2 contacteurs à poussoir de 6 à 18 contacts
 - 50 boutons divers
 - 2 contacteurs à poussoir de 6 à 18 contacts
 - 50 boutons divers
 - 2 bandes magnétiques 2 x 175 mètres
 - 1 disjoncteur thermique
 - 1 sélecteur d'impulsions téléphoniques
 - 5 relais clare
 - 3 têtes magnéto.

Prix 199 F

Port 41 F

TORG LES TANKS RUSSES DE LA MESURE

Garantie 1 an pièce et main d'œuvre S. A. V. sur pièce



OSCILLO CI-94 du DC à 10 MHz avec 2 sondes : 1/1 et 1/10
Ecran 50 x 60 mm, calibre : 8 x 10 divisions (1 div = 5 mm)
Déviation verticale : simple trace, temps de montée 35 nano-S, atténuateur 10 positions (10 mV/div, à 5 V/division) impéd. d'entrée directe avec sonde 1/1 : 1 Megohm/40 pf, et 10 Megohm/25 pf.
Déviation horizontale : base de temps déclenchée ou relaxée, vitesse de balayage 0,1 micro-S/div, à 50 milli-S/division en 9 positions, synchro automatique, inférieure ou extérieure (+ ou -).

Prix 1295 F

Port et emb. 40 F

OSCILLO CI-90 du DC à 1 MHz avec 2 sondes : 1/1 et 1/10

Ecran 40 x 60 mm, calibre : 6 x 10 divisions (1 div = 5 mm).
Déviation verticale : identique à CI-94 mais temps de montée 350 nano-S.
Présentation identique des deux modèles. Oscillos compacts, L 10, H 19, P 30 cm. Poids 3,5 kg. Avec 2 sondes : 1/1 et 1/10

Prix 890 F

Port et emb. 40 F

Pour l'achat de l'un des 2 modèles : 2 moteurs tourne broche gratuits



PINCE AMPEREMETRIQUE 0 A 500 AMPERES
Mesures des intensités en 4 gammes : 0 - 10 - 25 - 100 - 500 ampères. Mesures des tensions en 2 gammes : 0 - 300 - 600 volts. Appareils robustes, pratiques, bien en main, livrés en étui, avec cordons spéciaux avec pinces croco isolées.

Prix 239 F

Port 20 F

Pour l'achat d'une pince : 1 moteur tourne broche gratuit

TORG les seuls contrôleurs universels au monde protégés par une maquette au étanche de 2 mm d'ép. Indéformable, livrés avec cordons, pointes de touche et piles. Dimensions identiques pour les 3 modèles 21 x 11 x 8,5 cm

U-4315



Résistance interne : 20 000 ohms/volt courant continu. Précision : ± 2,5 % c. continu et ± 4 % c. alternatif.
Volts continu 10mV à 1 000 V en 10 gammes.
Volts alternatif 250 mV à 1 000 V en 9 gammes
Ampères continu 5 μA à 2,5 A en 9 gammes
Ampères alternatif 0,1 mA à 2,5 A en 7 gammes
Ohm-mètre 1 ohm à 10 Mégohms en 5 gammes
Capacités 100 pF à 1 MF en 2 gammes
Décibels -16 à + 2 dB échelle directe

Prix 195 F

Port et emb. 26 F

Pour l'achat d'un 4315 : 1 moteur tourne broche gratuit

U-4341



AVEC TRANSISTORMETRE INCORPORE
Résistance interne : 16 700 ohms par volt courant continu. Précision : ± 2,5 % c. continu et ± 4 % c. alternatif.
Volts continu 10 mV à 900 V en 7 gammes
Volts alternatif 50 mV à 750 V en 6 gammes
Ampères continu 2 μA à 500 mA en 5 gammes
Ampères alternatif 10 μA à 300 mA en 4 gammes
Ohm-mètre 2 ohms à 20 Mégohms en 5 gammes
TRANSISTORMETRE : Mesure ICR, IER, ICI, courants base, collecteur, en PNP et NPN.

Prix 195 F

Port 26 F

Pour l'achat d'un 4341 : 1 moteur tourne broche gratuit

U-4317



Avec DISJONCTEUR ELECTRONIQUE contre toute surcharge.
Résistance interne : 20 000 ohms/volt courant continu. Précision : ± 15 % c. continu et ± 25 % c. alternatif.
Volt continu 10 mV à 1 000 V en 10 gammes
Volts alternatif 50 mV à 1 000 V en 9 gammes
Ampères continu 5 μA à 5 amp. en 9 gammes
Ampères alternatif 25 μA à 5 amp. en 9 gammes
Ohm-mètre 1 ohm à 3 Mégohms en 5 gammes
Décibels -5 à + 10 dB échelle directe.

Prix 299 F

Port 26 F

Pour l'achat d'un 4317 : 2 moteurs tourne broche gratuits

Pour l'achat de 2 contrôleurs différents ou du même type, en plus des cadeaux sus énoncés : 1 CONTRÔLEUR GRATUIT NH55 décrit ci-dessous.

NH 55



Un vrai petit bijou 2000 ohms/V CC et CA. V de 0 à 1000 V en CC et CA en 4 gammes. Ampère 100 mA ohms de 0 à 1 mégohms en 2 gammes tarage par pot. Db - 10 à + 22 Db. Dim. 60 x 90 x 30. Poids 150 g

Prix 79 F

Port 9 F

BON DE COMMANDE

NOM 4315 à 195 F 4317 à 299 F
Prénoms 4341 à 195 F NH55 à 79 F
Adresse Inscrire les quantités dans les cases
Votre cadeau 1 NH 55 pour 2 contrôleurs TORG + moteurs seront joints automatiquement suivant la quantité commandée. Port pour les 3 contrôleurs : 41 F

PARIS 75010, 28 rue d'Hauteville Tél. 824.57.30
ORGEVAL 76830, 10 rue de Verrouillet Tél. 975.87.00
Commandes Province à ORGEVAL, joindre le règlement pour plus de rapidité en CR à 50 % à la commande.
Magasin fermé dimanche et lundi.

LAG

RADIO PLANS
électronique
Loisirs

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

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

Rédacteur en chef **Christian DUCHEMIN**
Rédacteur en chef adjoint **Claude DUCROS**

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris. Chef de publicité : **Mlle A. DEVAUTOUR** - Assistante : **L. BRESNU**

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

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

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an 112 F - Étranger : 1 an 180 F (12 numéros).

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.



Ce numéro a été tiré à 100 600 exemplaires

Copyright © 1983

Dépôt légal novembre 1983 - Éditeur 1159 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Press. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont notées, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage (à lire attentivement) :

- Temps**
- moins de deux heures de câblage
 - entre deux et quatre heures de câblage
 - plus de quatre heures de câblage.
- Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.
- Difficulté**
- Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.
 - Montage nécessitant des soins attentifs.
 - Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire (mesures, manipulations).
- Dépense**
- Prix de revient inférieur à 200 francs.
 - Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.
 - Prix supérieur à 400 francs.

SOMMAIRE

N° 432 . NOVEMBRE 1983



Réalisation

- 43_Centrale de contrôle pour batterie 12 V
- 49_Mixmax: table de mixage disothèque
- 69_Ampli rétro 30 W à tubes
- 77_Séquenceur pour caméra super 8
- 83_Capacimètre LCD
- 93_Générateur de fonctions économique
- 109_Contrôleur tactile de gain
- 111_Moniteur RTC: option alimentation à découpage
- 127_Amplificateur PWM
- 143_Alimentations simples
- 147_Milliohmètre

Technique

- 35_Historique: amplificateurs hi-fi à tubes
- 105_TV par satellite chez soi
- 121_Radiodiffusion directe par satellite
- 137_Les synthétiseurs monophoniques

Micro Informatique

- 61_Représentation des courbes de réponse de filtres sur ORIC-1
- 88_ORIC-1 et l'imprimante Seikosha GP 100

Divers

- 33_Éditorial
- 60_Page circuits imprimés
- 104_Infos

Ce numéro comporte un encart « Fiches techniques » numéroté 99, 100, 101, 102.

Ont participé à ce numéro :
M. Barthou, C. Basso, J. Ceccaldi, C. Couillec,
M. Debraine, F. de Dieuleveult, G. Ginter,
P. Gueulle, M.-A. de Jacquilot, S. Nueffer,
M. Odant, Ch. Pannel, R. Rateau, J. Sabourin,
J.-P. Signarbieux, B. Vénien, B. Vuccino.

Éditorial

L'électronique, telle que nous la connaissons actuellement, n'est qu'une étape d'une évolution fulgurante. Jamais dans notre histoire, science ou technique, n'a été soumise à un rythme de progression aussi soutenu.

Cela a débuté par les grandes découvertes du début de ce siècle et de la fin du précédent, puis, deux guerres mondiales et l'odyssée spatiale aidant, le phénomène s'est accéléré, et a surtout été ponctué par les règnes successifs des éléments dits « actifs » : tubes, transistors de différentes technologies, circuits intégrés et maintenant circuits intégrés à très grande échelle d'intégration programmables ; c'est un peu ce que nous avons voulu évoquer avec la couverture de ce numéro cinquantenaire.

Cette épopée de la TSF puis de l'électronique, Radio-Plans l'a vécue et l'a fait vivre à ses lecteurs.

C'est en effet en novembre 1933, sous l'égide de Géo Mousseron que naquit la revue, avec pour objectif principal de démythifier une technique, la TSF, jusqu'alors réservée à quelques initiés. Depuis le même esprit a toujours animé les différentes rédactions qui se sont succédées : Aider les lecteurs à appréhender ce monde passionnant de l'électronique qui envahit de plus en plus le quotidien de chacun.

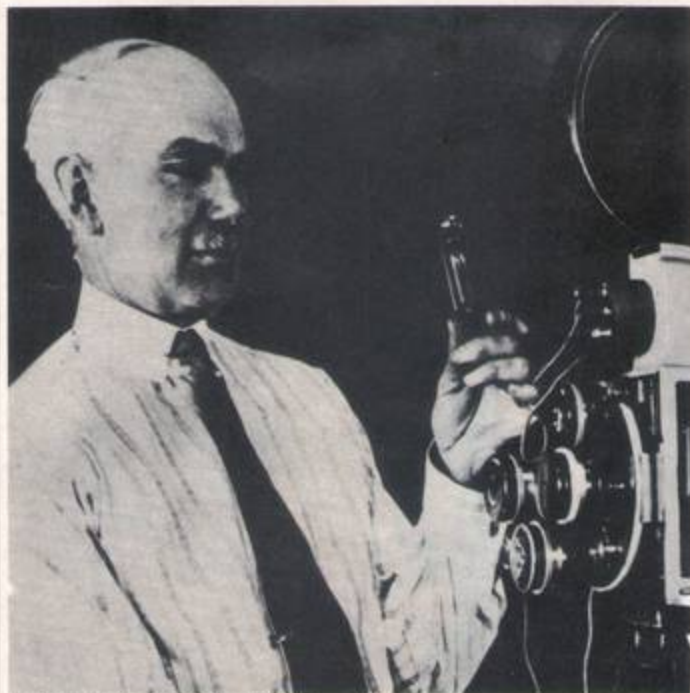
Souhaitons que dans cinquante ans, d'autres pourront fêter comme il se doit cent bougies.

Pourquoi pas ? Une revue qui progresse avec son temps ne vieillit pas. Le rendez-vous est pris...

Tubes : les amplificateurs hi-fi de puissance



Dans le cadre de ce numéro du cinquantenaire de «Radio-Plans», il nous a été demandé de tracer une rétrospective de l'histoire des amplificateurs BF à tubes électroniques depuis les origines. Vaste programme, d'autant que cette histoire commence presque avec l'invention de la triode par Lee de Forest en 1906, et qui se révèle une véritable gageure si tous les détails de cette aventure doivent être abordés. C'est pourquoi nous sommes passés rapidement sur les premières décennies de l'amplification pour nous consacrer plus longuement à la période qui s'étend de l'après-guerre 39-45 au début des années 60, période qui peut être considérée sans conteste comme l'âge d'or des amplificateurs à lampes; connaissant l'engouement d'une certaine catégorie de nos lecteurs pour les amplificateurs de puissance de ce type, nous proposerons même une réalisation qui eut son heure de gloire il y a quelque vingt ans de cela : heureusement, l'essentiel des composants se trouvent encore sur le marché, y compris et le transformateur d'alimentation et le non moins précieux transformateur de sortie, indispensable avec les tubes pour mener à bien un tel montage.



Lee De Forest (1873-1961) le «père de la radio»
Document extrait de l'ouvrage d'Elizabeth Antebi - La grande épopée de l'électronique -, aux éditions Hologramme.

Les premières décennies

Si l'invention de la triode en 1906 par Lee de Forest marque le début de l'électronique, il n'apparaît pas pour autant qu'il ait vu tout l'intérêt d'une électrode supplémentaire introduite dans une diode. Comme l'écrit F. Bedeau (1) en citant Otto von Bronk (2) :

«C'est de Forest qui, le premier, eut l'idée de placer dans la valve une troisième électrode : il plaça d'ailleurs cette électrode (grille) tantôt entre le filament et la plaque, tantôt de l'autre côté du filament par rapport à la plaque. Dans son brevet (brevet allemand 217075, 23 janvier 1908; brevet français 386462, 22 janvier 1908) il revendique l'invention d'un nouveau détecteur et semble ne s'être pas rendu compte, dit von Bronk, du rôle de la grille. Les tubes de Forest n'eurent qu'un succès médiocre, l'invention sembla d'ailleurs si peu intéressante à l'inventeur lui-même que les annuités du brevet français ne furent plus payées au

1. F. Bedeau : «Cours élémentaire de Télégraphie et téléphonie sans fil» 2^e édition, Vuibert 1937.

2. Otto von Bronk : «Telefunken Zeitung», Septembre 1923.

Historique

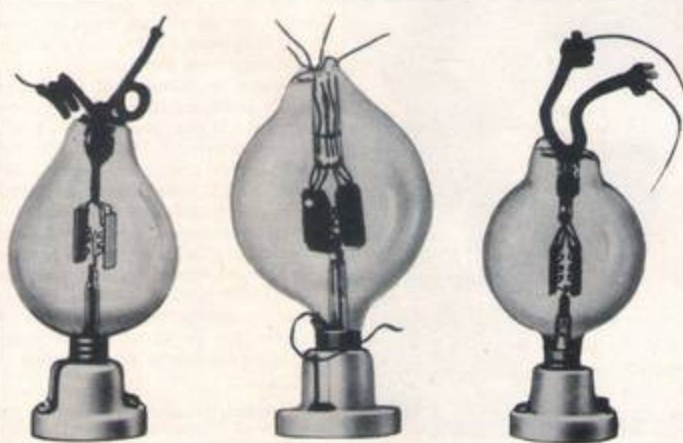
bout de deux ans et les détecteurs à lampes furent complètement supplantés par les détecteurs à cristaux (galène). De Forest détectait avec son « audion », nom qu'il avait donné à la lampe, en intercalant un condensateur dans le circuit de grille; ce condensateur n'était pas shunté; il n'en avait d'ailleurs pas besoin car le vide était très peu poussé dans la lampe et les ions positifs venaient décharger le condensateur chargé négativement par suite de la réception des ondes. Il semble bien que c'est Robert von Lieben qui le premier a utilisé la lampe comme relais amplificateur après avoir vu nettement le rôle de la grille (brevet allemand 179807, 4 mars 1910).

Lee de Forest n'en construisit pas moins, en 1912, un amplificateur BF à trois étages, d'un gain de 120, qui attira sur lui l'attention de la puissante ATT (« American Telephone and Telegraph Corporation ») laquelle lui acheta \$ 50.000 le droit d'utiliser les propriétés amplificatrices de l'audion. La « Western Electric Company », filiale d'ATT entreprend aussitôt — en octobre 1912 — l'étude de ce type de lampe en vue de son utilisation dans les circuits téléphoniques, en particulier les répéteurs, et oriente ses recherches vers des audions à vide poussé. Des circuits utilisant des audions entrant dans cette catégorie apparaissent en 1914, pour le développement des réseaux téléphoniques interurbains et

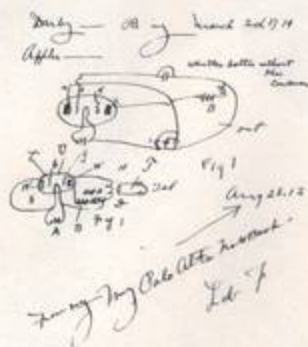
la liaison New York—San Francisco est inaugurée en janvier 1915 (3).

En France, à partir de quelques audions en provenance des USA, le professeur Abraham et son équipe mettent au point pour les besoins de la guerre une triode dont le vide demeure relativement stable ce qui permet dès le début de 1915 d'entreprendre une fabrication qui atteint rapidement le stade industriel; il s'agit de la célèbre lampe TM (Télégraphie Militaire) dont la production atteint 10.000 exemplaires par mois dès 1916 et 30.000 en 1918 (4). Parallèlement, on pousse activement l'étude des montages amplificateurs, détecteurs et oscillateurs. Entre autres, « les premiers amplificateurs BF sortirent au cours de l'année 1915. Le modèle 3-ter, à 3 lampes, construit en 14.000 exemplaires, fut utilisé jusque dans les premières lignes » (3). C'est de cette époque que date l'invention de l'amplificateur BF de tension à résistance par Léon Brillouin et Georges Beauvais (Brevet français 493332, 27 mars 1916), un amplificateur à résistance, mais sans condensateur de liaison, avait toutefois fait l'objet d'une description en 1913 par Langmuir (Brevet français 521666). Le système à amplification par lampes et liaison par résistance-capacité ne devait se généraliser que par la suite, au début des années 20, le système habituel étant la liaison par transformateur à noyau de fer. Quant à l'amplification de puissance BF, elle se réduit à sa plus simple expression puisque le

dernier étage de la chaîne d'amplification, en l'occurrence le tube de sortie se trouve chargé par un écouteur téléphonique, après interposition d'un transformateur adaptateur; les récepteurs des années antérieures à 1925, comme le signalé G.A. Briggs (5), étaient incapables de délivrer une puissance modulée supérieure à quelques milliwatts. Il faut dire que l'alimentation était faite à partir de piles ou de batteries et que leur consommation devait être prise en compte... Ceci explique l'utilisation de pavillons, pour obtenir un meilleur couplage avec l'air et augmenter le rendement, pavillons empruntés au phonographe. Les progrès des lampes — augmentation du pouvoir émissif par utilisation du tungstène thorié pour le filament tout en diminuant la puissance de chauffage — et le développement de tubes à usage spécifique, en lieu et place des modèles « bons à tout faire », allait permettre à deux américains de la GEC (General Electric Company) de réussir dans leur entreprise: Chester W. Rice et Edward W. Kellogg construisent un amplificateur de 1 watt modulé, ce qui leur permet de repenser le problème du haut-parleur et d'aboutir au haut-parleur électrodynamique; ce dernier qui s'affranchit du pavillon — ou encore du diaphragme à résonances multiples et recherchées — à membrane et bobine mobile, autorise une reproduction satisfaisante de la parole et de la musique, en tout cas meilleure que tout ce qui est



Les premières triodes (Audion) ou comme on disait à l'époque: « Ces lampes qui n'éclairaient même pas. »
Extrait de « La grande épopée de l'électronique », éditions Hologramme.



Extrait d'un carnet de Lee De Forest (28 août 1912)
« La grande épopée de l'électronique », éditions Hologramme.

connu en 1925. Cette année là voit également sortir des laboratoires de la GEC la première tetrode à grille écran dont RCA et Philips lanceront des modèles personnels en 1928. Tellegen, de Philips, crée la pentode la même année. Il faudra attendre une année supplémentaire pour voir, en 1929, RCA fabriquer un premier type de pentode de puissance, la 45, et Philips sortir un modèle équivalent, la B-443 (3).

En 1929, toutes les conditions sont donc réunies pour enfin aborder dans de bonnes conditions l'amplification BF de puissance, d'autant que les tubes sont devenus à chauffage indirect, ce qui permet une alimentation des filaments par des tensions alternatives et le secteur donc. C'est ainsi que l'on parle, dès cette année, de l'amplificateur du British Museum dû à Percy Wilson : un push-pull sans contre-réaction (il faudra attendre Black et 1934 pour cela) dont la particularité est d'alimenter un haut-parleur chargé par un pavillon de 8 mètres de long. La même année sort le Loftin-White, amplificateur à liaison continue, sans condensateur de liaison. En 1934, notre confrère «Wireless World» décrit un amplificateur push-pull de 4 watts, identique dans sa configuration, à celui du British Museum. (Nous retrouverons cet amplificateur plus loin) et l'année suivante RCA sort la tétrode à faisceau dirigé, imaginée par Otto Schade, en l'occurrence la 6L6, dont la caractéristique s'avère plus rectiligne que celle d'une pentode. Pour

ce qui est de la France, on peut dire que vers 1936, Armand Glorie ingénieur de Princeps propose une contre-réaction cathodique partielle style Quad, la partie du primaire cathodique en fil résistant fournissant la résistance de polarisation. La version lampe unique pour EL3 — tube européen — fut commercialisée sous le nom de «Correcton». Une version push-pull fut étudiée; et le prototype présenté à une séance du jeudi de «France Radio», juste avant la guerre. Par ailleurs, Savary avec Brunet et Mladérovici, faisaient couramment du Williamson (avant la lettre) avec contre-réaction avant 1937. Comme nous le disait Remy Lafaurie qui nous a communiqué les renseignements ci-dessus, on apprendrait beaucoup de choses sur les années 30 si l'on retrouvait une collection de «France-Radio». Nous en resterons donc là pour cette période s'étendant jusqu'à 1939, sans toutefois oublier de signaler qu'au cours de cette période, au début des années 30, Eugene Aisberg, fondateur des Editions Radio, invente le déphasage cathodyne.

L'âge d'or

Au lendemain de la guerre, la France manquait de tout et il n'était pas question de penser à autre chose que les premières nécessités. Les revues techniques traitant de radioélectricité ne reparurent pas immédiatement après la fin du conflit, tout

au moins de façon périodique et donc régulière : c'est ainsi par exemple que «Radio Plans» reparut d'abord sous forme de numéros spéciaux — 6 en tout — avant de pouvoir revenir à une parution moins aléatoire avec un numéro 1 nouvelle série en octobre 1947. La pénurie de matériel pendant la guerre fait que notre pays est sous équipé en récepteurs de radio : c'est donc la première tâche à laquelle s'attachent les constructeurs et industriels français et également les amateurs qui peuvent enfin «se ravitailler», grâce aux surplus militaires en provenance des vainqueurs... ou des vaincus.

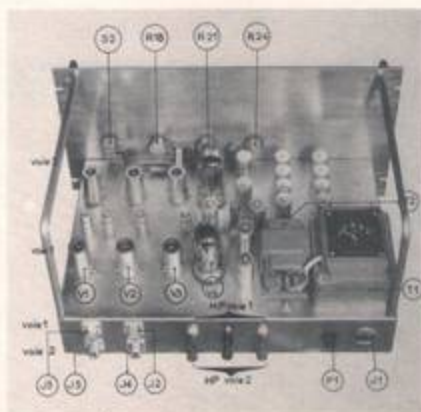
La situation est différente en Grande Bretagne où, dès janvier 1946, «Wireless World» (6) donne une nouvelle version de l'amplificateur du British Museum, plus puissante puisque les lecteurs ont cette fois le choix entre une puissance de sortie de 4, 8 ou 12 watts suivant la valeur de la haute tension et celle des tubes utilisés en sortie (Triodes PX4 ou PX25). Dans ce modèle (fig. 1), le déphasage se fait à l'entrée,

3. A. Vasseur : «De la TSF à l'électronique». ETSF 1975.

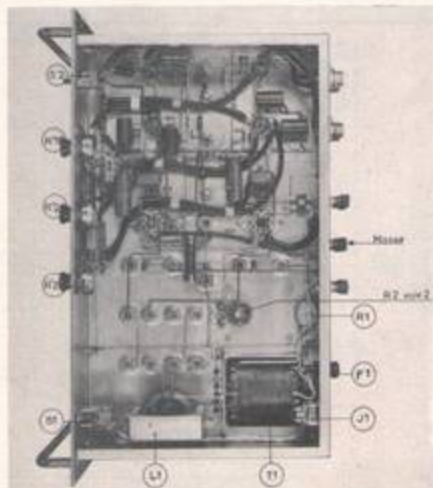
4. P. Dejussieu-Pontcarral : «L'épopée du tube électronique», 1961. Plaque éditée par la compagnie des lampes Mazda. Ces articles ont été repris dans le numéro spécial du «Haut-Parleur», supplément au n° 1099, édité sous le titre : «70 ans de TSF», mais en 1966.

5. G.A. Briggs : «Haut-Parleurs» adaptation de Remy Lafaurie. Editions Radio 1961.

6. «Quality Amplifiers», Wireless World. Janvier 1946.



Amplificateur CSF stéréo 2 x 10 W - Single ended - 1960. Implantation et câblage



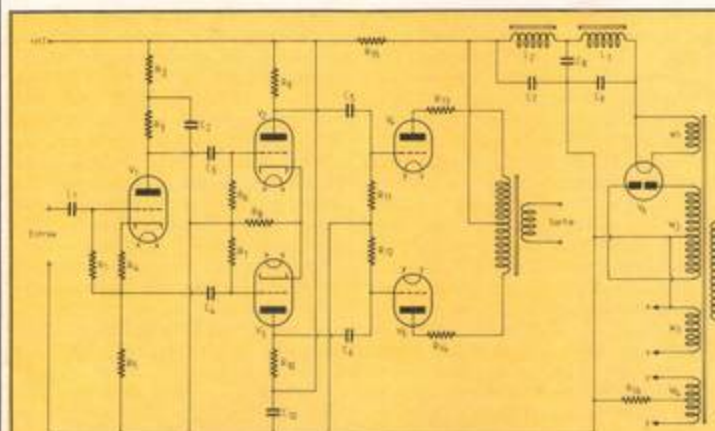


Figure 1 - L'amplificateur de Wireless World paru en 1946 et similaire à celui du British Museum (1934). Tubes: V1 (MH4) V2 et V3 (MHL4), V4 et V5 (PX4 pour 4 et 8 watts, PX25 pour 12 watts). Les tubes 6J7 ou 6F6 (ou encore 6F6) peuvent remplacer V1, V2 et V3. Les PX4 et PX25 n'ont pas d'équivalent.
Résistances: R1: 2,2 M Ω ; R2, R3, R5, R6, R10: 33 k Ω ; R4: 2,2 k Ω ; R8, R7: 0,47 M Ω ; R9: 470 Ω ; R11, R12: 0,33 M Ω ; R13, R14: 47.
 Pour R15: R15 = 0 (ampis 4 et 8 watts) et R15 = 4700 Ω 5 W (pour le modèle 12 W).
 Pour R16: R16 = 470 Ω (ampis 4 et 8 watts) et R16 = 100 Ω 2 W + 150 Ω 3 W en série (pour le modèle 12 W).
Condensateurs: C1: 10 nF; C2 à C6: 0,1 μ F; C7 et C8: 8 μ F; C9: 4 μ F; C10: 8 μ F (nécessaire seulement pour l'amplificateur 12 W). Tension de service de 350 à 550 volts suivant la puissance de l'amplificateur sauf pour C9 (500 à 700 V) et pour C10 (450 V) nécessaire seulement pour le modèle 12 W.
Transformateur de sortie: Impédance 10000 Ω (4 W), 6400 Ω (8 W) et 6000 Ω (12 W).

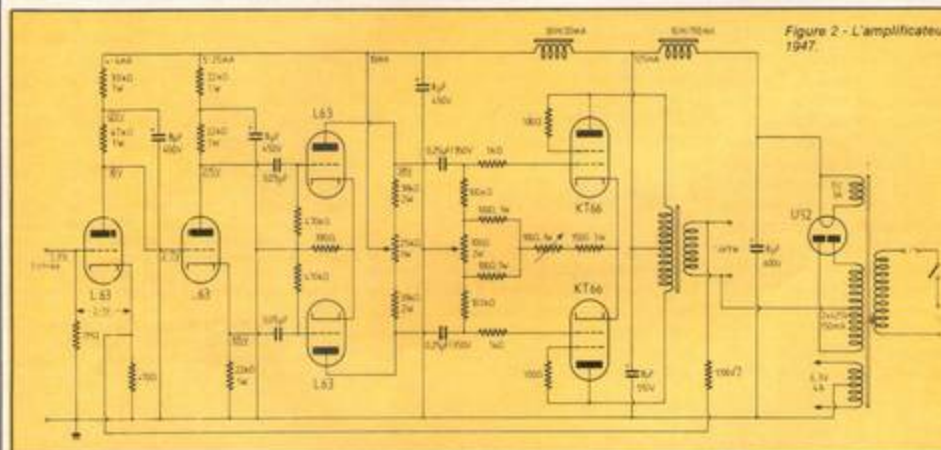


Figure 2 - L'amplificateur Williamson 1947.

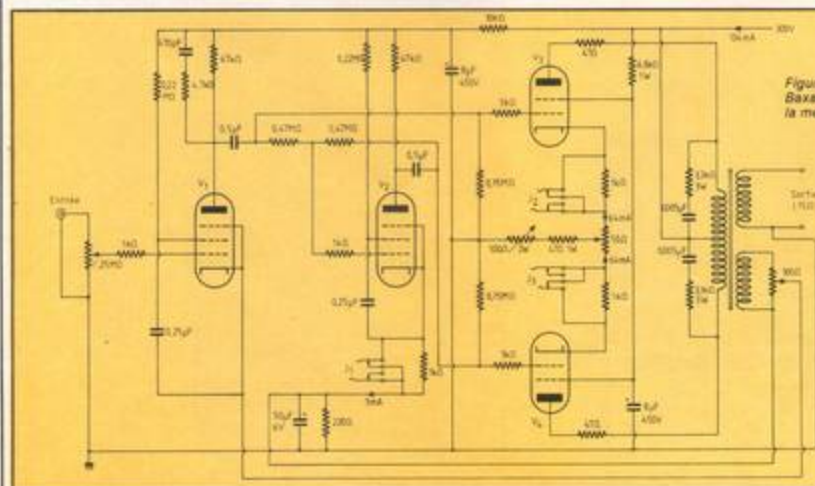
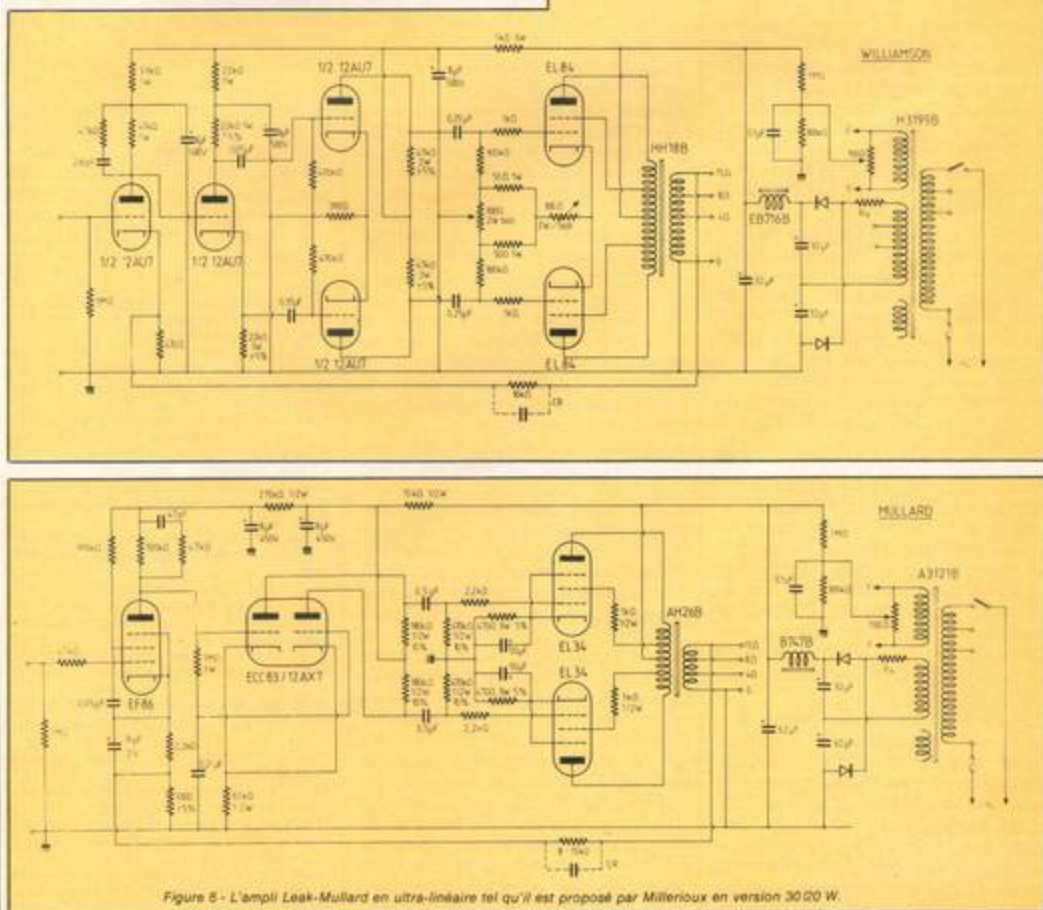
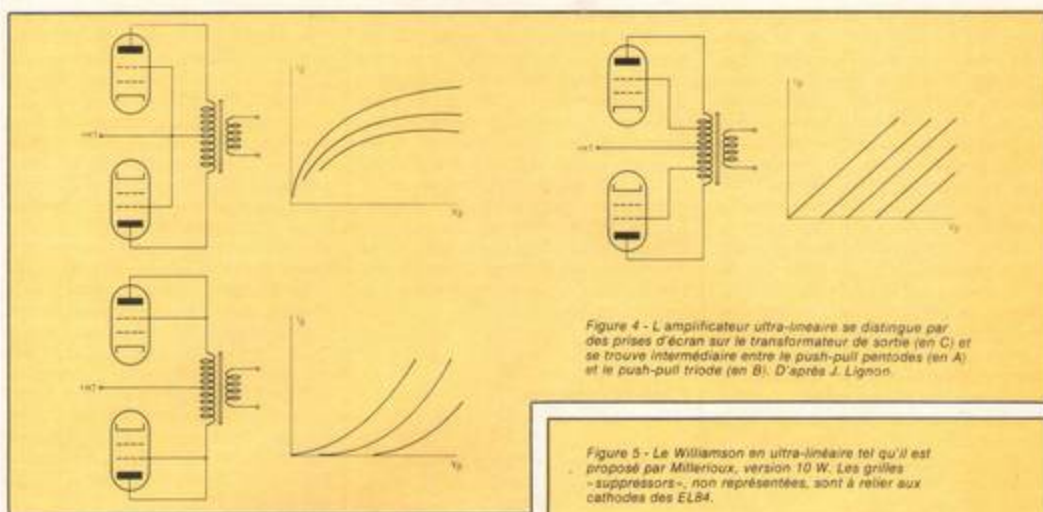


Figure 3 - L'amplificateur de P.J. Baxandall (les prises Jacks autorisent la mesure des tensions ou courants).



par un cathodyne, lequel est suivi d'un driver pour attaquer le push-pull. Particularités : tous les tubes sont des triodes et comme aucune contre réaction n'est appliquée en sortie, la haute tension est soigneusement filtrée avant d'alimenter chacun des étages de l'amplificateur. L'année suivante, en avril 1947, le même *Wireless World* publiait le schéma (7) d'un amplificateur de haute qualité, que l'on peut qualifier de véritablement Hi-Fi. Dû à D.T.N. Williamson, cet amplificateur (fig. 2) devait connaître une renommée mondiale. Entièrement composé de triodes (ou de tubes montés en triodes pour les KT66 de sortie), cet amplificateur se distinguait par une attaque directe du cathodyne, sans condensateur de liaison, par la triode préamplificatrice d'entrée et aussi par une contre-réaction globale qui agissait sur l'ensemble préamplificatrice d'entrée, déphaseuse, étage driver, étage de sortie et compris le transformateur, à partir d'une tension prélevée sur le secondaire de ce dernier. L'amplificateur Williamson nécessitait un transformateur de sortie d'une qualité exceptionnelle et donc l'utilisation de toles à très faibles pertes d'une part et de bobinages fractionnés pour réduire l'inductance de fuite : le transformateur qui équipait le Williamson ne comportait pas moins de 18 bobines, dont 10 pour le primaire et 8 pour le secondaire. Deux ans plus tard (8), le même Williamson proposait une nouvelle version de son amplificateur, en fait très peu modifié si ce n'est l'utilisation de quelques nouveaux tubes (l'étage de sortie fait toujours cependant appel à des KT66 montées en triode) et la mise en parallèle sur la charge du tube d'entrée d'une cellule RC (200 pF en série avec 4,7 k Ω) destinée à éviter l'effet des rotations de phase intempestives aux hautes fréquences et augmenter la stabilité de l'amplificateur soumis à la contre-réaction. L'amplificateur Williamson devait faire l'objet d'un engouement peu commun dans le monde entier et sa description largement diffusée (9).

De nombreuses versions furent élaborées, avec différentes modifications mineures; Williamson lui-même ajouta des étages préamplificateurs, adaptés à la lecture des disques microsillons, quand ces derniers apparurent sur le marché. De cette époque datent des transformateurs de sortie prestigieux tels les Partridge et Savage, indispensables

pour mener à bien une telle construction. C'est cette absence de transformateurs de sortie de qualité qui empêcha tout développement d'amplificateurs Hi-Fi en France dans les années qui suivirent immédiatement la fin des hostilités (il est vrai que nous n'étions pas mieux lotis en ce qui concerne les haut-parleurs de qualité et qu'il fallut attendre 1950 pour voir un produit — le XFS1 de SEM — capable de rivaliser avec les réalisations étrangères). Par la suite nous devions nous rattraper (un peu...).

L'après-guerre

À peu près à la même époque que Williamson, et toujours dans *Wireless World*, P.J. Baxandall — qui devait se faire un nom grâce à un contrôle de timbre original — publia en janvier 1948 (10) un schéma d'amplificateur Hi-Fi, lui aussi à contre réaction globale (fig. 3) mais utilisant cette fois en sortie des tetrodes (KT66) employées comme telles. À l'inverse du Williamson, l'étage driver a disparu et le déphasage utilise le principe du «floating paraphase» (ou «anode follower»). Ici encore, le transformateur de sortie doit être d'excellente qualité et P.J. Baxandall donne dans son article toutes les indications pour que l'amateur puisse construire celui-ci lui-même. Bien que n'ayant pas eu le succès du Williamson, l'amplificateur de P.J. Baxandall n'en présentait pas moins d'excellentes performances. (Son schéma fut réédité, ainsi que celui d'autres amplificateurs de qualité, par *Wireless World* (11)).

1951 verra une nouvelle conception : l'amplificateur ultra-linéaire due à D. Hafner et H.I. Kerdes (12). L'idée en est toute simple : les pentodes montées en triodes de puissance ont un réseau de caractéristiques à concavité tournée vers le bas, les pentodes au contraire ont un réseau de caractéristiques à concavité tournée vers le haut; en conséquence de quoi il doit bien y avoir possibilité de trouver un montage intermédiaire qui donne des caractéristiques linéaires. Ce montage intermédiaire consiste à choisir judicieusement une sortie écran sur le transformateur, sortie qui ne soit ni commune avec la plaque (triode) ni complètement séparée (tetrode ou pentode) mais bien positionnée (fig. 4). Telle

est l'explication simple que donne J. Lignon (14), explication presque intuitive après que R. Lafaurie ait expliqué de façon plus complète le montage de Hafner et Kerdes (13).

La plupart des montages existant seront alors mis «à la sauce ultra-linéaire». C'est bien entendu le cas du célèbre Williamson, qui ne manqua pas d'ainsi se rajeunir sans toutefois faire l'unanimité (fig. 5) tandis qu'apparaissent de nouveaux montages dont un des plus célèbres est le Mullard, filiale britannique de Philips, qui se confond avec le non moins célèbre «Point one» de H.J. Leak (16, 18, 19). Le Mullard-Leak (fig. 6) fait appel à une préamplificatrice EF86 laquelle attaque directement une double triode ECC83 montée en déphaseuse de Schmitt qui attaque elle-même suivant la puissance demandée des KT66 ou des EL34.

Apparaissent également à la même époque le Mc Intosh dont l'originalité consiste à utiliser un transformateur de sortie à couplage total (fig. 7) et la classe A élargie (15, 17). En fait, comme nous l'a signalé Remy Lafaurie, le Mc Intosh paraît être une adaptation d'un schéma des télécommunications allemandes pendant la guerre; Mc Intosh faisait alors partie du service de récupération des brevets de l'US Army. Cet

7. D.T.N. Williamson : «Design of a high quality amplifier». *Wireless World* p. 118 (April 1947) p. 161 (May 1947).

8. D.T.N. Williamson : «High quality amplifier — new version». *Wireless World*, p. 282 (August 1949), p. 365 (October 1949), p. 423 (November 1949).

9. «The Williamson Amplifier». Articles reprinted from «*Wireless World*». Illife and Sons 1950.

10. P.J. Baxandall : «High-quality amplifier Design». *Wireless World*, January 1948.

11. «High-quality audio amplifiers». Illife and Sons, 1949.

12. D. Hafner and H.I. Kerdes : «An ultra-linear amplifier». *Audio Engineering*, November 1951.

13. R. Lafaurie : «Amplificateur ultra-linéaire». *Toute la radio*, Février 1952.

14. J. Lignon : «L'amplificateur ultra-linéaire». *TSF et TV*, Décembre 1953.

15. R. Lafaurie : «Les amplificateurs Mc Intosh et classe A élargie». *Toute la radio*, Décembre 1951.

16. R. Brault : «Amplificateurs à Haute fidélité». *Le Haut-Parleur* numéro spécial, Avril 1958.

17. «L'amplificateur Mc Intosh». *Le Haut-Parleur* n° 998, 1957.

18. «L'amplificateur haute fidélité Mullard». *Revue du son* n° 35, Mars 1956.

19. «L'amplificateur TL/10 leak et son préamplificateur "Point one"». *Revue du son* n° 21, Janvier 1955.

20. E. Rodenhuis : «Tubes pour amplificateurs BF». *Bibliothèque Technique Philips*, Dunod 1955.

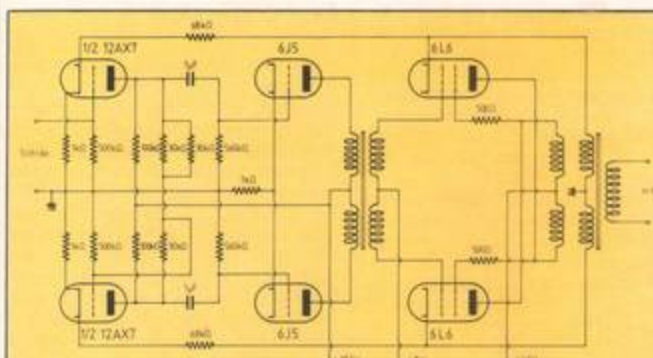


Figure 7 - Une des versions du célèbre McIntosh. Les résistances de 60 kΩ entre plaques 12AX7 et cathodes 6L6 apportent une contre-réaction supplémentaire. Le rendement est de l'ordre de 65 % et la puissance atteint 50 W (d'après R. Lafaurie).

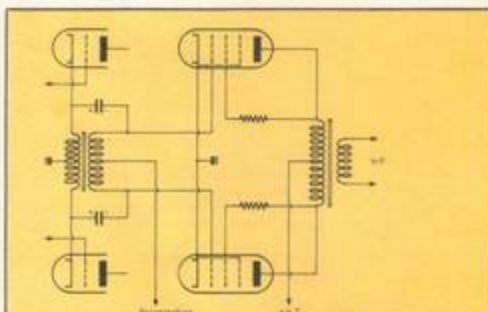


Figure 8 - Exemple de montage en « classe A élargie ». Fonctionnement en classe A2 avec courant de grille et attaque de l'étage final à très faible impédance. L'idée de la « classe A élargie » fut reprise par Hitachi avec des transistors sous le nom de « classe G ».

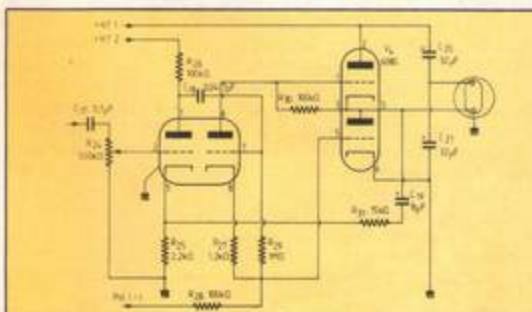


Figure 9 - Un des étages de sortie « single end » de l'amplificateur stéréo CSF.

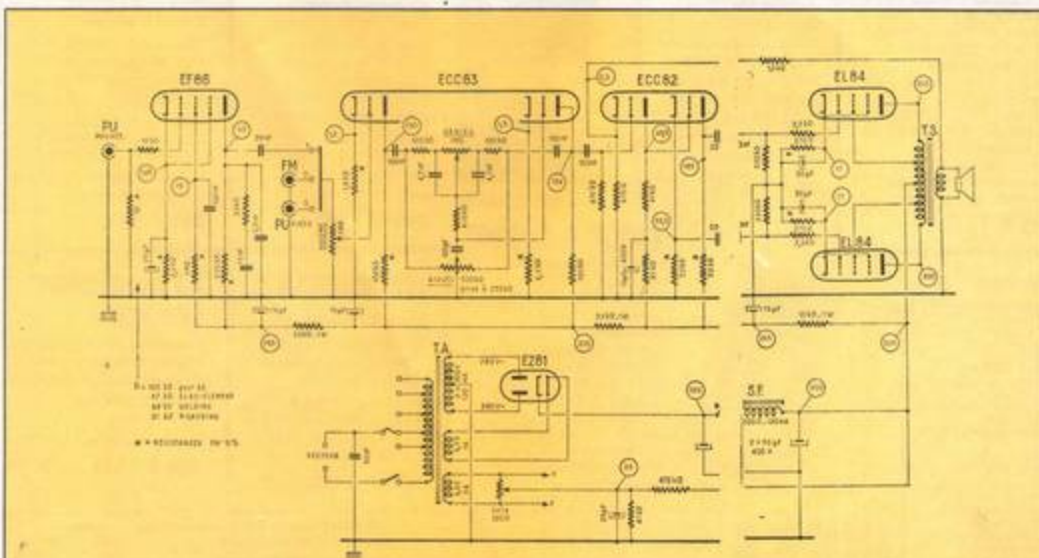


Figure 10 - Une réalisation d'amplificateur ultra-linéaire proposé par « Radio-Plans ». Le contrôle des timbres est assuré par un montage Baxandell (R.-P. Mévrier 1963).

Historique

aspect des choses fut affirmé à R. Lafaurie par le chef du service technique des téléphones de Barbezieux qui n'avait eu qu'à rebobiner le secondaire du transformateur de sortie sur un appareil d'origine germanique pour se trouver en possession d'un Mc Intosh.

Quant à la classe «A» élargie de Howard T. Sterling (Electronics, mai 1951), elle consiste (fig. 8) en un push-pull de faible puissance en classe A en parallèle avec un push-pull plus puissant mais en classe B ne démarquant que si la tension d'attaque était suffisante.

Le push pull «singled ended» de Sinclair et Peterson (1952), aussi une des innovations de l'époque, fut repris quant à lui, avec une double triode de puissance 6080 à faible impédance de sortie, par la CSF en 1960 pour un amplificateur stéréo de 2×10 W (fig. 9). Ce montage fut également retenu par Philips pour sortir sur des haut-parleurs à impédance moyenne (800 Ω) à partir de tubes de puissance EL86.

À retenir aussi de cette époque le curieux amplificateur à tubes EL86 en push-pull de Georges Henry (1957), le «Symetric UL40 C5», équipé d'une ECF80 sous-alimentée

en haute tension pour ce qui est de sa partie pentode et qui utilisait la section triode en déphaseuse cathodique. Ce montage fut ensuite repris avec des tétrodes à faisceau dirigé 6AQ6 (ou EL95). La puissance fournie par ces montages ne dépassait pas 4 W... Nous sommes loin des puissances actuelles.

À retenir aussi le Quad construit par la firme anglaise «Acoustical» à la fois ultra-linéaire et à charge cathodique (16). L'enroulement de cathode comporte 10 fois moins de spires que l'enroulement des tubes de sortie KT66. Les écrans étant découplés à la masse et les cathodes à un potentiel variable par rapport à la masse, la tension écran-cathode varie comme dans le circuit ultra-linéaire dont il est question plus haut (celui de Hafler et Keroes) et dont il est d'ailleurs contemporain. Un peu dans cet esprit et datant de 1950, on peut noter également le Cathamplifier de l'australien Parry (21) qui eut peu de succès, peut être parce qu'il venait de loin et que le transformateur de sortie, spécial, était difficilement à la portée de l'amateur, au contraire de ceux de l'américain Dynaco qui mettait ses amplificateurs sur le marché sous forme de kit.

En conclusion

Un livre très fourni ne suffirait pas à donner une vue d'ensemble de la question, très vaste; c'est pourquoi nous avons réuni une documentation bibliographique assez complète auquel le lecteur intéressé pourra se reporter (en particulier les références 21, 22 et 23 lui donneront accès, non seulement à de nombreux schémas, mais également à d'autres références bibliographiques). Quant à «Radio-Plans» il n'était pas absent de ce suivi de l'évolution. Il proposait même des réalisations comme le montre la fig. 10.

CH. PANNEL

21. F. Langford-Smith : «Radio Designer's handbook» Illife and Sons, 1954.
22. Ph. Romain : «Technique des amplificateurs B.F. de qualité», Dunod 1962.
23. P. Loyez : «Dispositifs à haute fidélité», Techniques de l'ingénieur, 1963-1968.
24. «Audio anthology», Radio Magazines, New York 1950.
25. «Wireless World» numéro du 60^e anniversaire, Avril 1961.

Ainsi que diverses documentations techniques (Philips RTC en particulier) et les collections des revues le «Haut-Parleur», «Toute la radio», «TSF et TV», «La revue du son» et «Radio-Plans».

Digimer 30

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

Unimer 4

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



Us 6 a

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

Unimer 33

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

Pincès ampèremétriques

MG 27
318 F TTC
3 Calibres ampèremètre
= 10-50-250 A
2 Calibres voltmètre
= 300-600 V
1 Calibre ohmmètre 300 Ω
MG 28 2 appareils en 1
454 F TTC
3 Calibres ampèremètre
= 0,5, 10, 100 mA
3 Calibres voltmètre
= 50 - 250 - 500 V
3 Calibres ohmmètre
= 50 - 250 - 500 Ω
6 Calibres ampèremètre
5, 15, 50, 100 -
250 - 100 A
3 Calibres ohmmètre
= 10 Ω à 100 Ω à 1 k Ω



ISKRA 6010

2000 pts de mesure
Affichage par LCD
Polarité et Zéro Automatiques
Indicateur d'usure
de batterie
200 mV à 1000 V =
200 mV à 750 V
200 μ A à 10 A = et =
200 Ω à 20 M Ω
Précision 0,5 % \pm 1 Digit.
Alim. : Bat 9 V ve F 68F 22
Accessoires :
Sacoche de transport
642 F TTC

Unimer 31

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

Transistor tester

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

**ISKRA
France**

354 RUE LECURBE 75015

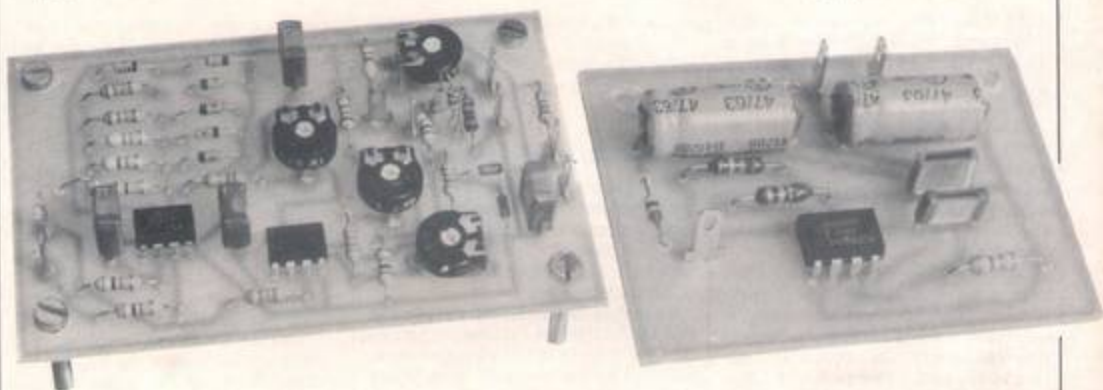
Nom :
Adresse :
Code postal :

Je désire recevoir une documentation,
contre 4 F en timbres sur
Les contrôleurs universels
Les pincès ampèremétriques
Ainsi que la liste des
distributeurs régionaux

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

Centrale de contrôle pour batterie 12 V

Temps 
 Difficulté 
 Dépense 



Le contrôle de l'état de charge d'une batterie d'accumulateurs, et la mesure des intensités de charge et de décharge, sont des problèmes constants pour les caravaniers, les navigateurs, et généralement tous les utilisateurs d'une énergie électrique qu'il faut constamment employer avec modération, sinon avec parcimonie.

La centrale que nous proposons ci-dessous permet de tester précisément l'état d'une batterie, par la mesure de la tension qu'elle délivre. Cette mesure se double de celle du courant de charge, ou de décharge, ce qui permet d'optimiser ces cycles d'opérations.

Quelques rappels sur les batteries au plomb

En dépit d'un certain nombre de désagréments (poids, présence d'un électrolyte liquide, entretien), les accumulateurs au plomb, du type équipant les automobiles, restent, à l'heure actuelle, les plus utilisés. Ce sont eux qui, en l'absence de secteur, fournissent l'énergie électrique nécessaire aux caravanes, aux camping-cars, aux bateaux.

Dans ce type d'accumulateur, les électrodes sont des plaques de plomb recouvertes d'oxydes, tandis que l'électrolyte est constitué d'une solution d'acide sulfurique dans l'eau.

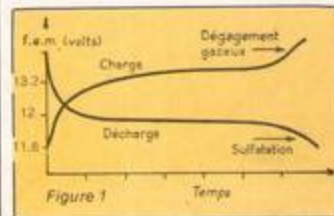
Nous n'aborderons pas la théorie de fonctionnement d'un accumulateur au plomb : fort complexe, elle relève de la chimie, et n'aurait guère sa place dans nos colonnes. Rappelons pourtant que la concentration de l'électrolyte, qui, selon les conditions d'emploi, atteint 22 à 32° B en fin de charge, ne doit jamais, en cours de décharge, descendre au-dessous de 16° B : il y aurait alors un risque de détérioration irréversible des plaques.

Dans un accumulateur au plomb, chaque élément fournit une force électromotrice d'environ 2 volts, qui varie de 1,90 V à 2,20 V lorsque la densité (croissant avec la concentration en acide) passe de 1,06 à 1,38.

Pour une batterie de 12 volts (6 éléments de 2 volts connectés en

série), la figure 1 montre les variations de la f.e.m. lors de la charge ou de la décharge, en fonction d'une échelle des temps arbitraire.

Lors de la charge, après une croissance très rapide jusqu'aux alentours de 12,5 volts, et pour une intensité de charge constante, la f.e.m. croît lentement de 12,5 à 14 volts environ. Au-delà, elle s'élève nette-



Réalisation

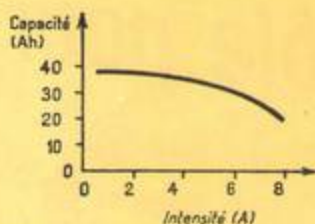


Figure 2

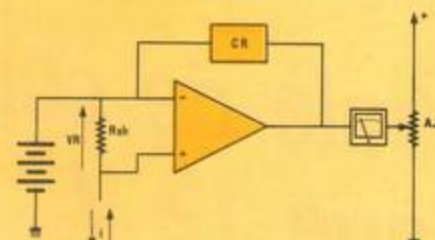


Figure 3

ment plus vite, en même temps qu'apparaît un dégagement gazeux dans l'électrolyte : ce régime est nuisible, et la charge doit être stoppée vers 14 volts.

Si une batterie offre une capacité nominale de n Ah, on admet généralement que l'intensité de charge, exprimée en ampères, ne doit pas dépasser $n/10$. Ainsi, une batterie de 45 Ah sera chargée au maximum sous 4,5 A.

Lors de la décharge, la force électromotrice décroît très vite jusqu'à 12 volts. Elle se maintient ensuite sensiblement à ce niveau puis, en fin de décharge (au-dessous de 11,5 volts), recommence à diminuer rapidement. Il faut alors procéder à une recharge, sous peine de provoquer la sulfatation des plaques.

Indiquons enfin que, pour une batterie donnée, la capacité dépend de l'intensité de décharge. C'est ce que montre la figure 2, pour une batterie de 45 Ah. On devra tenir compte de ce phénomène lors du

choix d'un accumulateur : sa capacité nominale doit atteindre au moins dix fois l'intensité maximale demandée pendant des durées prolongées.

La mesure de tension

La figure 1 montre que la mesure de la tension d'une batterie fournit une indication immédiate sur son état de charge. Toute centrale de mesures bien conçue comportera donc un voltmètre.

Toutefois, les indications utiles se situent à l'intérieur d'une fourchette de 10 à 15 volts approximativement, on aura intérêt à dilater cette partie de l'échelle : c'est ce que nous faisons dans notre réalisation.

Les contrôles de charge et de décharge

Les régimes de décharge varient fortement en fonction des appareils alimentés. Dans un camping-car ou

une caravane, les moyens modernes d'éclairage à haut rendement permettent de se contenter de 20 watts environ, soit une intensité de 1,5 à 2 ampères sous 12 volts. Un réfrigérateur, à fonctionnement heureusement intermittent, consomme de 3 à 10 ampères, selon sa taille et ses performances. Enfin, occasionnellement, on pourra avoir besoin d'appels de courant importants, atteignant ou dépassant 10 ampères. Il apparaît donc nécessaire de mesurer les intensités de décharge avec une précision plus grande vers les faibles courants (1 à 2 ampères) que vers les courants forts, ce qui conduit encore à l'adoption d'une échelle dilatée.

Les mêmes phénomènes apparaissent à la charge. En présence du secteur, un chargeur permettra une recharge rapide. Mais on peut aussi, maintenant, disposer d'autres sources : cellules solaires, petite éolienne, pour des intensités plus faibles.

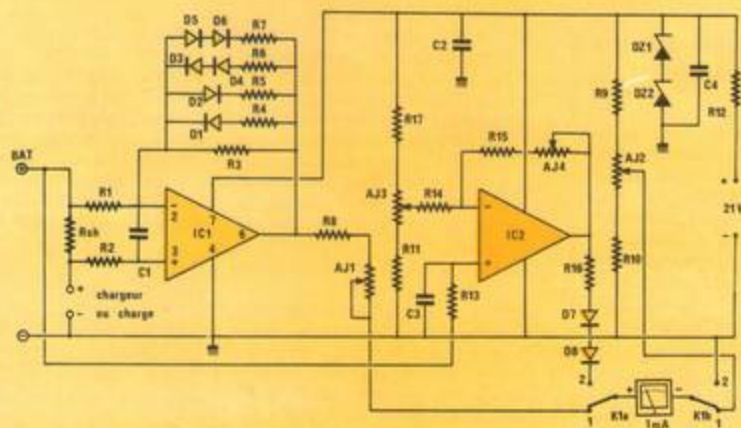


Figure 4

Réalisation

Finalement, le contrôleur de charge et de décharge sera un appareil à zéro central, et échelle dilatée au centre.

Principe de la mesure des intensités

Un ampèremètre passif, si perfectionné soit-il, introduit une chute de tension de plusieurs centaines de millivolts, à pleine échelle : voilà de l'énergie dissipée en pure perte. Nous adopterons donc une solution électronique, ce qui, en outre, permettra une modulation aisée de l'échelle.

La figure 3 illustre le principe retenu. Le courant qui entre dans la batterie par le pôle positif (régime de charge) ou qui en sort (décharge) traverse une résistance R très faible : $0,01 \Omega$ dans notre prototype. Même pour une intensité de 10 ampères, la chute de tension n'atteint que 100 mV.

La tension différentielle, prélevée aux bornes de R , est appliquée sur les entrées inverseuse et non inverseuse d'un amplificateur opérationnel. Grâce à une contre-réaction par un élément non linéaire branché entre la sortie et l'entrée inverseuse, on obtient un gain d'autant plus faible que la tension V_R est plus grande.

Le voltmètre branché en sortie, est prépolarisé par la résistance ajustable AJ , montée en pont sur l'alimentation. On peut ainsi obtenir une déviation à mi-échelle, pour une tension V_R nulle, donc en l'absence de courant de charge ou de décharge.

Schéma complet de la centrale de contrôle

On le trouvera à la figure 4. La résistance R de $0,01 \Omega$ est placée à la sortie de la batterie, en série avec les circuits d'utilisation, et une protection contre les surintensités (fusible, disjoncteur électromagnétique).

Les deux résistances R_1 et R_2 , d'égale valeur, attaquent les entrées de l'amplificateur opérationnel CI_1 . Le condensateur C_1 élimine d'éventuelles composantes alternatives (parasites) qui nuiraient au fonctionnement. La contre-réaction comporte plusieurs branches, et on peut ainsi analyser son action :

- tant que, par rapport à sa valeur de repos (environ 12 volts), la tension de sortie de CI_1 ne s'écarte pas de $\pm 0,6$ volt, toutes les diodes D_1 à D_4 restent pratiquement bloquées. Seule la résistance R_3 intervient, ce qui donne un gain élevé ;
- de $\pm 0,6$ à $\pm 1,2$ volt d'excursion, l'une ou l'autre des diodes D_1 à D_4 , selon la polarité, entre en conduction. La branche de contre-réaction comporte alors soit R_3 et R_4 , soit R_3 et R_5 en parallèle, et le gain diminue ;
- enfin, au-delà de $\pm 1,2$ volt, les diodes D_3 et D_4 , ou D_1 et D_2 , conduisent à leur tour. L'introduction des résistances R_6 ou R_7 augmente le

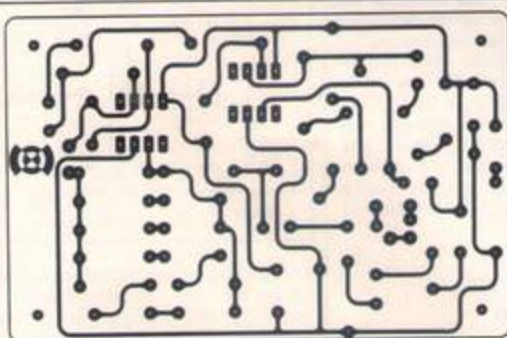


Figure 5



Figure 7 circuit imprimé réalisant R_{sh}

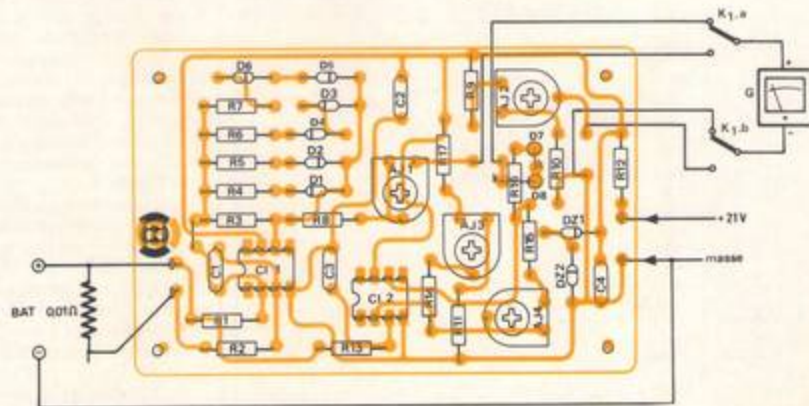


Figure 6

Réalisation

taux de réaction négative, ce qui diminue encore le gain de l'amplificateur.

Dans la position (1) de l'inverseur double $K_{1,2}$, le galvanomètre G travaille en voltmètre. Sa sensibilité, déterminée par R_3 et A_1 , est réglable à l'aide de cette ajustable. Enfin, comme expliqué précédemment à l'occasion de la figure 3, la résistance ajustable A_2 , en l'absence de tension différentielle d'entrée, permet de faire circuler, dans le galvanomètre, un courant amenant son aiguille en milieu d'échelle.

On remarquera que tout ceci (alimentation de C_1 , et du pont R_3 , A_1 , R_3) nécessite une tension d'alimentation supérieure à celle de la batterie : nous y reviendrons plus loin.

La deuxième partie du montage concerne les mesures de tension, et met en jeu l'amplificateur opérationnel CL_1 . A travers R_{14} , une tension de consigne de 10 volts, prélevée sur le curseur de l'ajustable A_2 , est appliquée sur l'entrée inverseuse. L'autre entrée, à travers R_{15} , reçoit la tension de la batterie, filtrée par le condensateur C_2 . La branche de contre-réaction R_{13} A_3 , sert à régler le gain.

Supposons alors l'inverseur $K_{1,2}$ $K_{1,3}$ commuté dans la position (2). Le galvanomètre est relié par R_{12} à la sortie de CL_1 , tandis que sa borne négative est ramenée à la masse. Tant que la tension de la batterie n'excède pas le potentiel de consigne choisi par A_2 , la sortie de CL_1 reste au potentiel de la masse, et le galvanomètre ne dévie pas. En pratique, l'excursion de sortie d'un amplificateur opérationnel n'atteignant pas sa tension d'alimentation (il reste environ 1 volt), nous avons dû introduire un seuil par les diodes D_1 et D_2 .

Lorsque la tension de batterie dépasse 10 volts, le potentiel de sortie de CL_1 commence à croître. On règle le facteur d'échelle par A_3 , pour obtenir la pleine déviation sous 15 volts.

Le circuit imprimé et son câblage

Les composants de la figure 4 prennent place sur le circuit imprimé dessiné en figure 5. Pour l'implantation, on se reportera à la figure 6 et à nos photographies.

Un dernier problème subsiste : celui de la résistance R . Il nous paraît peu vraisemblable que nos lecteurs puissent trouver en magasin (nous-mêmes n'avons pas cherché), une résistance de $0,01 \Omega$ capable de supporter 10 ampères. Or une telle résistance, si on ne cherche pas la précision (elle est inutile ici, en raison des réglages possibles), est très facile à réaliser, en circuit imprimé. C'est ce que montre la figure 7 : nous passerons à nos lecteurs les calculs, d'ailleurs simples, qui nous ont conduits à choisir la longueur et la largeur de la piste, connaissant l'épaisseur du cuivre ($35 \mu\text{m}$) et sa résistivité ($1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ à 20°C). Les points A et B servent à amener et à faire sortir le courant principal, par des fils de forte section. On prélève en C et D le signal de mesure (voir le schéma de la figure 4, ainsi que la figure 6).

Le problème de l'alimentation

Comme le font apparaître nos schémas, une tension auxiliaire de 24 volts environ, capable de débiter

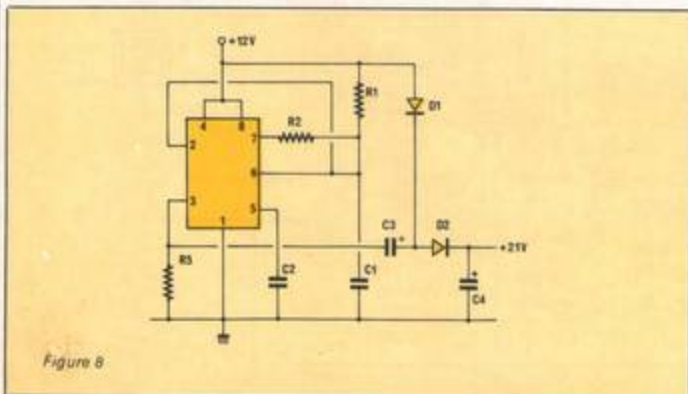


Figure 8

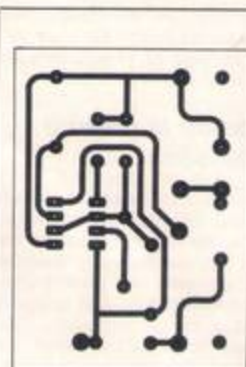


Figure 9

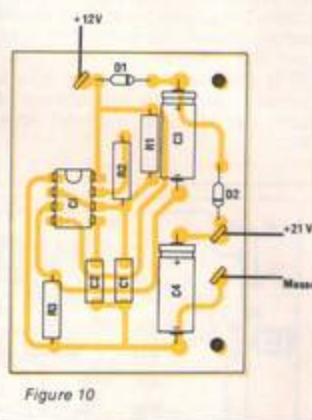


Figure 10

une quinzaine de milliampères, est nécessaire au fonctionnement de notre appareil. Compte tenu de cette très faible consommation, qui n'intervient que pendant les mesures, on pourrait faire appel à une pile. C'est cependant courir le risque de la trouver déchargée un jour ou l'autre : nous avons préféré une solution plus élégante, résidant dans l'emploi d'une petite alimentation à découpage, élévatrice de tension, et prenant son énergie sur la batterie principale. Le schéma en est donné à la figure 8.

Le circuit intégré 555 est ici monté en oscillateur astable, dans une configuration un peu spéciale (branchement de R_1 et de R_2), qui permet d'obtenir, sur la sortie 3, des créneaux symétriques. Compte tenu du choix des composants R_1 , R_2 et C_1 , la fréquence s'établit un peu au-dessus de 1 000 Hz.

Aux bornes de la résistance R_1 , les créneaux offrent une amplitude très voisine de la tension d'alimentation,

Réalisation

soit 12 volts. On les applique alors à un circuit doubleur de tension, constitué des diodes D_1 et D_2 , associées aux condensateurs C_1 et C_2 . Dans l'état bas de la sortie 3, celle-ci absorbe du courant : D_1 conduit et charge C_1 sous 12 volts. Lorsque la sortie 3 passe à l'état haut, on trouve sur l'anode de D_2 , la somme de la tension de batterie, et de la différence du potentiel aux bornes de C_1 , soit près de 24 volts. A travers D_2 , cette tension est transférée au condensateur C_2 . Finalement, et compte tenu des chutes de tension dans D_1 et D_2 , C_2 se charge, pour un potentiel de départ de 12 volts, sous 22 volts environ. La consommation restant très faible, on ne relève qu'une ondulation résiduelle de moins de 50 mV, qui disparaît totalement après filtrage par les diodes zéner du circuit de la figure 4.

Afin de laisser au réalisateur la possibilité d'une alimentation par piles, nous avons câblé cette petite alimentation sur le circuit annexe de la figure 9. L'implantation des composants est illustrée par la figure 10.

R. RATEAU

Nomenclature des composants

1 - Centrale de contrôle

Résistances 0,25 watt à $\pm 5\%$

R_1 : 1 k Ω	R_{10} : 4,2 k Ω
R_2 : 1 k Ω	R_{11} : 10 k Ω
R_3 : 100 k Ω	R_{12} : 150 Ω
R_4 : 47 k Ω	R_{13} : 2,2 k Ω
R_5 : 47 k Ω	R_{14} : 2,2 k Ω
R_6 : 22 k Ω	R_{15} : 2,2 k Ω
R_7 : 22 k Ω	R_{16} : 10 k Ω
R_8 : 470 Ω	R_{17} : 6,8 k Ω
R_9 : 470 Ω	

Résistances ajustables (Piher horizontales)

A_1 : 1 k Ω
A_2 : 1 k Ω
A_3 : 4,7 k Ω
A_4 : 4,7 k Ω

Condensateurs MKH

C_1 à C_4 : 100 nF (100 volts)

Diodes

D_1 à D_2 : 1 N 4148
 DZ_1 , DZ_2 : Zéner 8,2 V (400 mW)

Circuits intégrés

CI_1 , CI_2 : 741
 Résistance R_h : circuit imprimé de la figure 7

Alimentation 24 volts

Résistances 0,25 watt à $\pm 5\%$

R_1 : 68 k Ω
 R_2 : 27 k Ω
 R_3 : 3,3 k Ω

Condensateurs électrochimiques (40 volts)

C_3 , C_4 : 47 μ F

Condensateurs MKH

C_1 , C_2 : 10 nF

Diodes

D_1 , D_2 : 1 N 4148

Circuit intégré

CI_1 : 555

La Librairie Technique de Texas Instruments France....



... pour un travail sûr et efficace !

Les livres techniques de Texas Instruments décrivent dans leurs moindres détails tous les produits semiconducteurs de Texas Instruments: MOS, bipolaires, linéaires, dispositifs optoélectroniques et de puissance... Clairs, précis, soignés, ces livres techniques constituent une véritable mine de renseignements pour tout laboratoire, une référence permanente pour la conception et la maintenance des systèmes électroniques.

Catalogue et tarifs sur simple demande adressée à:

Texas Instruments France, MS83, BP5
 06270 VILLENEUVE-LOUBET
 (Tél.: (93) 20 01 01, poste 2340), ou au
 Distributeur Agréé de votre choix, ou
 encore chez Radio-Voltaire (Paris 11^e).
 Tél.: (1) 379 50 11)

**TEXAS
 INSTRUMENTS
 FRANCE**

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE, SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 4 890 000 FRANCS

© TEXAS INSTRUMENTS 1983

Radio Plaza - Electronique Loisirs N° 432

Distributeurs agréés:

Région Parisienne

ALMEX Antony - Tél (1) 69 21 12 • COMPOSANTS S.A. Paris - Tél (1) 66 32 96 • EES L'Hay-les-Roses - Tél (1) 66 02 24 • FACEN ELECTRONIQUE L'Herminette - Tél (1) 69 10 19 • PARIS SUD ELECTRONIQUE Marnay - Tél (0) 92 06 99 • PEP Clamart - Tél (1) 60 24 36 • SOCOMATEL Paris - Tél (1) 66 47 44 • TERELEC AIRTRONIC Sings-sous-Sevres - Tél (1) 54 75 35 • Agences Epinay - Tél (1) 67 66 44 • Evry - Tél (0) 07 82 04 • Sevres - Tél (1) 54 75 35 ou 92 • Noisy-le-Grand - Tél (1) 36 62 00

Région Nord

FACEN ELECTRONIQUE Lille - Tél (20) 96 93 07 • NCS St-Anasthies-Eaux - Tél (27) 40 53 39 • TERELEC AIRTRONIC Lille - Tél (20) 95 17 00

Région Est

BALTZINGER Schiltigheim - Tél (80) 33 58 52 / Metz - Tél (80) 79 56 20
 Hirsch - Tél (80) 44 72 41 / Maseville - Tél (83) 33 27 97 • FACEN ELECTRONIQUE Mundolsheim - Tél (80) 20 20 90 • Heilbronn - Tél (80) 35 00 05 • TERELEC AIRTRONIC Strasbourg - Tél (80) 22 31 53

Région Rhône-Alpes

ALMEX Lyon - Tél (77) 36 00 06 • FACEN ELECTRONIQUE Grenoble - Tél (76) 42 56 17 / Lyon - Tél (77) 36 24 00 • FLAG ELECTRIC Clermont-Ferrand - Tél (73) 92 11 46 • RADIALEX Lyon - Tél (77) 89 45 45 / Grenoble - Tél (76) 54 57 53 • TERELEC AIRTRONIC Meylan - Tél (76) 13 86 / Lyon - Tél (77) 36 37 48

Région Provence Côte d'Azur

EPROM Marseille - Tél (91) 02 47 76 • TERELEC AIRTRONIC Les Adles - Tél (82) 27 66 45

Région Sud-Ouest

COMPOSANTS S.A. Bordeaux - Tél (63) 96 40 80 / Toulouse - Tél (63) 20 82 35 • FACEN ELECTRONIQUE Bordeaux - Tél (63) 99 33 18 • TERELEC AIRTRONIC Montargis - Tél (84) 54 84 11 / Toulouse - Tél (63) 40 83 94

Région Ouest

COMPOSANTS S.A. Poitiers - Tél (89) 60 50 50 / Rennes - Tél (99) 54 01 53 • FACEN ELECTRONIQUE Rennes - Tél (1) 52 65 80 03 • RADIO SILL COMPOSANTS Brest - Tél (98) 44 32 79 • TERELEC AIRTRONIC Rennes - Tél (99) 59 92 35



MIXMAX :

une table de mélange discothèque avec électrostarts



1^{re} partie : carte principale

Le mélange de source audio, platines, magnétophones, micros, lecteurs de cartouches et autres platines à laser offre à l'amateur comme au professionnel une possibilité presque infinie de création de programmes même à partir de morceaux préenregistrés. Les radios libres, la discothèque mobile ou non, l'audiovisuel cinéma ou vidéo sont autant de moyens d'expression dont certains sont nouveaux, et financièrement devenus accessibles à beaucoup.

Une table de mélange telle que nous allons la décrire peut rendre en ces domaines un grand service. Ainsi avec ses entrées stéréo dont deux phonos magnétiques, deux magnétophones, un lecteur de jingles et son entrée mono avec compresseur pour microphone cette réalisation baptisée MIXMAX permet de couvrir la majorité des besoins. Ajoutons à l'éventail des possibilités, la présence de contacts de démarrage à distance, le contrôle au casque sur toutes les entrées sauf micro, un départ retour effets sur ce dernier, un mini mais oh combien utile crête-mètre, enfin un correcteur de fréquences à trois réglages et vous aurez une idée à peu près exacte de ce que nous vous proposons d'entreprendre. Ajoutons que les dimensions du coffret retenu, puisque nous vous proposons également sa réalisation, coffret de type encastrable et disponible dans le commerce, ont été choisies de façon à prendre le minimum de place. De ce point de vue et contrairement à l'habitude c'est ici la largeur qui constituera la plus grande dimension.

Nous terminerons en indiquant que notre description couvrira deux numéros de R.P.-E.L., celui d'aujourd'hui consacré à l'étude générale et à la réalisation du circuit imprimé principal, le mois prochain au circuit d'alimentation, de corrections et à la mécanique.

Objectifs généraux

Du pur point de vue de l'électronique, la réalisation d'une table de mixage est relativement simple d'autant que la présence de circuits intégrés très performants la facilite grandement. Toutefois est-il néces-

saire que le câblage soit bien étudié à la fois pour minimiser les risques d'erreur et pour obtenir des performances, notamment bruit de fond, en même temps excellentes et reproductibles.

D'autre part il nous a paru plus intéressant de vous proposer une ta-

ble de mélange relativement sophistiquée (surtout pour sa taille) cela pour au moins deux raisons, la première correspondant à une étude des besoins qui en général grandissent avec le temps, d'autre part pour une raison... de prix ! Cela est un peu paradoxal mais les appareils

Réalisation

simples se trouvent dans le commerce à très bas prix. En conséquence résumons nous :

— câblage en fils volants aussi réduit que faire se peut pour minimiser les risques d'erreur et mauvais fonctionnement,

— mise au point nulle, pas d'appareils de mesure nécessaires, sauf le classique contrôleur pour les tests de continuité,

— adjonction de possibilités qui coûtent cher dans le commerce, beaucoup moins dans une réalisation amateur,

— utilisation de circuits intégrés prévus pour l'audio professionnel à très faible bruit de fond, grand slew-rate, et faible distorsion. Côté performances c'est radical surtout avec des résistances à couches métalliques,

— choix de schémas simples et éprouvés,

— maximum d'équivalence à tous les niveaux, les circuits intégrés peuvent être remplacés par d'autres moins onéreux avec une légère détérioration des performances... à vous de choisir. Quant aux potentiomètres à glissières nous ne vous conseillons pas de vous écarter de notre choix: tôt ou tard, vous auriez des surprises,

Reste la mécanique, hantise de beaucoup quand il s'agit de percer des fentes pour les curseurs des potentiomètres à glissières. Avec beaucoup de patience une perceuse et un jeu de limes, vous devriez y arriver. Sinon, vous pouvez faire appel à un tôlier.

Possibilités, originalités et synoptique

La MIXMAX est une table de mélange pour discothèque : cela veut dire que l'on peut parfaitement s'en servir pour de l'audiovisuel, de la radio, pour faire des cassettes ou simplement pour remplacer un préampli Hi-Fi : qui peut le plus, peut le moins. Qui dit donc discothèque dit disques et qui dit disques dit platines. Deux platines équipées de cellules magnétiques pour une meilleure qualité d'écoute permettront le mixage de disques en stéréo. Même chose pour les magnétophones, l'un d'eux pourra être remplacé par un tuner ou par une platine à laser. Enfin il est intéressant de pouvoir superposer à la musique un

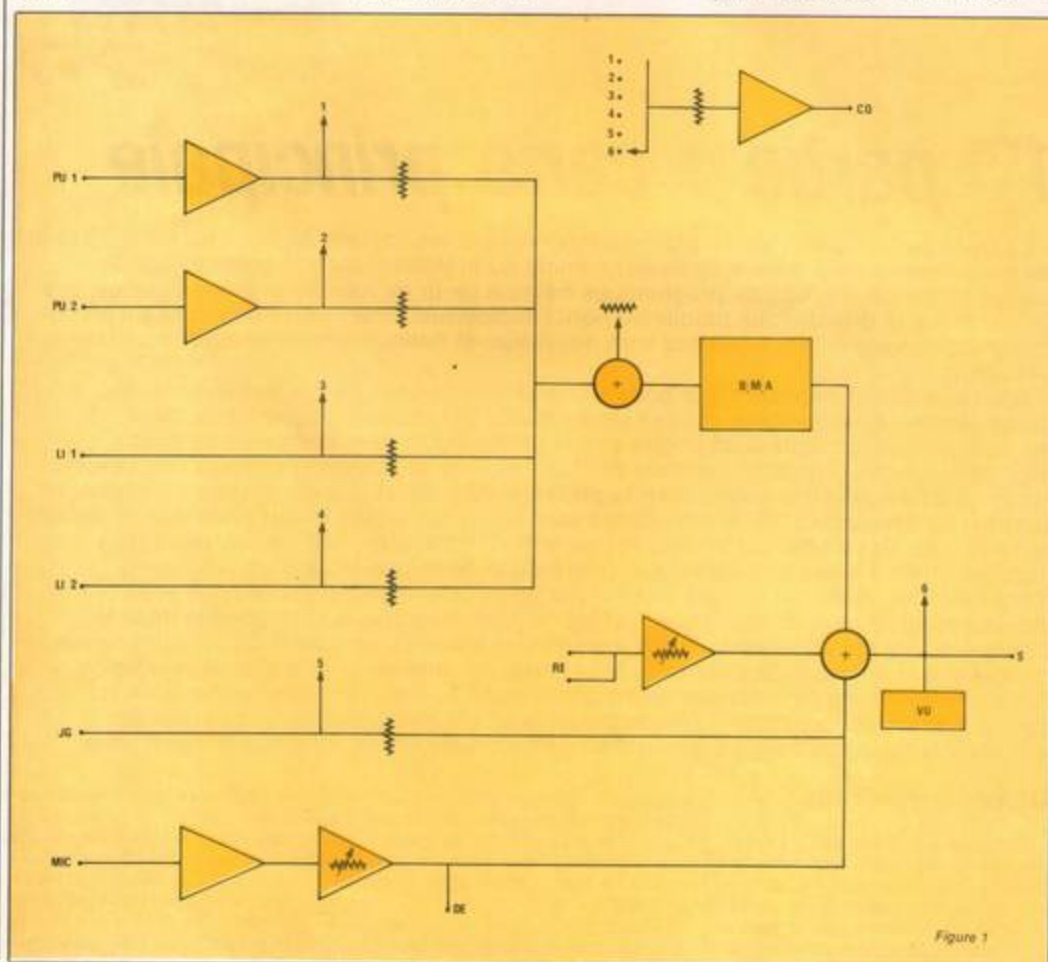


Figure 1

commentaire parlé au microphone et un bruitage sur cassettes ou cartouches, méthode bien connue du jingle. De là découle la liste des entrées :

- 2 entrées phono stéréo standard RIAA pour cellules magnétiques,
- 2 entrées lignes, magnétophones, tuner etc. stéréo,
- 1 entrée microphone pour commentaire en mono,
- 1 entrée jingle stéréo.

Notons que micro et jingle doivent pouvoir obtenir la priorité sur la musique (les deux platines et les deux magnéto) : cette priorité n'est pas automatique : elle demande la manœuvre d'une tirette unique celle de général, la méthode manuelle est bien plus souple avec un peu d'habitude.

Enfin avant de passer aux originalités de notre réalisation indiquons la surveillance des crêtes par un crémètre et la possibilité d'enregistrer d'un magnéto sur l'autre avec ou sans commentaires et jingles. Les points qu'il nous a paru intéressant de souligner sont les suivants.

La télécommande des sources ou électrostart

Il s'agit de télécommander le départ d'un moteur de platine ou de magnétophone lorsque l'on commence à ouvrir la tirette de voie correspondante. Par exemple avec une platine on pose le diamant sur une plage repérée au casque, potentiomètre de voie en bas donc rotation du disque arrêtée. Pour faire démarrer celui-ci, il ne reste plus qu'à pousser sur le potentiomètre, le disque commence à tourner. Avec un modèle à démarrage rapide les enchainements sont ainsi parfaits, avec les modèles, à courroie notamment c'est plus lent, il faut masquer le pleurage par une manœuvre plus progressive de la tirette, de toute façon, croyez-nous c'est très pratique. Avec les magnéto-cassettes le démarrage est instantané.

En pratique la MIXMAX comporte en bas de chacun des potentiomètres de voie un microswitch à double contact, l'un étant ouvert quand l'autre est fermé et vice et versa. Le microswitch n'est pas intégré aux potentiomètres de voie, sa tige a été recourbée avec une pince de façon à ce que le bas du curseur du potentiomètre (qui se trouve sous son boîtier) vienne la heurter lorsque la ti-

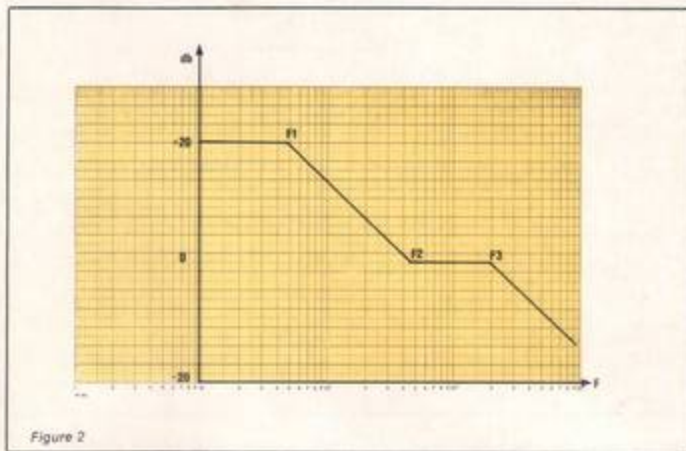


Figure 2

rette est en bas commandant ou l'ouverture ou la fermeture d'un circuit.

De deux choses l'une, ou bien vos platines sont télécommandables ou bien elles ne le sont pas :

- vos platines (voir notice) sont télécommandables, sans doute des modèles à entraînement direct assez chers ou bien à double plateau. La rotation est alors obtenue suivant la marque soit par ouverture, soit par fermeture d'un contact. Le microswitch comprenant justement deux contacts l'un fermé quand l'autre est ouvert, aucun problème : on relie directement la télécommande au switch de la MIXMAX en choisissant les bons contacts.

- vos platines ne sont pas par construction télécommandables, car nous pensons de la majorité de nos lecteurs. Alors télécommande au curseur impossible ? Si ! On va simplement faire démarrer les platines en les reliant ou non au secteur suivant la position du microswitch. **Mais attention ne jamais faire transiter le secteur 220 ou toute tension alternative directement par les microswitch.** Vous risquez sinon, primo de prendre une chataigne, secundo de griller les contacts du microswitch, tertio de générer une épouvantable ronflette dans vos enceintes. Nous décrivons prochainement un petit montage peu onéreux à intercaler entre le secteur et vos platines avec deux entrées de télécommande à relier à la MIXMAX, montage assurant l'isolement vis-à-vis du 220 volts et le démarrage au zéro secteur pour éviter tout parasite.

Un mot en passant sur les magnétophones qui pour les modèles à cas-

settes sont en général tous télécommandables. Bien vérifier que la mise en marche s'effectue par ouverture ou fermeture d'un contact, ce n'est pas toujours le cas.

Enfin une évidence s'impose, si vous voulez avoir les possibilités de télécommande par la MIXMAX choisissez les mêmes potentiomètres à curseur et les mêmes microswitch que nous. Quant à la télécommande du lecteur de jingle, elle sera faite par un bouton poussoir pour un démarrage instantané quelque soit la position du réglage de niveau afférent.

Compression micro, départ et retour effets

L'entrée microphone de la MIXMAX est prévue pour une animation à l'aide d'un microphone dynamique à basse impédance. On ne cherche pas à avoir une réponse en fréquence plate mais une excellente intelligibilité, quels que soient le registre de la voix et la distance du micro par rapport aux lèvres. Afin de permettre cela, nous avons choisi comme circuit de préamplification micro un circuit intégré bien connu de nos lecteurs, le SL6270C de Plessey qui contient un compresseur. Ce dernier en combinaison avec une courbe de réponse étudiée permet d'atteindre le but fixé plus haut.

D'autre part il est souhaitable de pouvoir à partir de la table contrôler un effet : écho, doublage, réverbération en sont des exemples (voir notre CR80). Une sortie micro (après préamplification) est donc prévue, cette modulation transitera dans l'effet puis reviendra pour être mixée à la modulation de sortie.

Réalisation

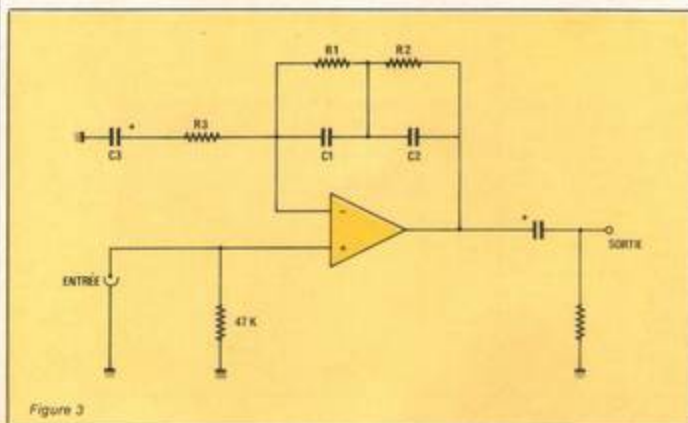


Figure 3

Le circuit de graves-médium aigues et VU-mètre

Nous le décrivons le mois prochain. Ce circuit ne doit agir que sur les entrées musique platines et magnétophones, il est extrêmement rare en effet que les mêmes corrections soient nécessaires sur celles-ci et sur le micro ou un jingle. Sur ces deux dernières sources nous n'avons prévu d'ailleurs aucune correction réglable, primo un jingle est déjà suffisamment travaillé pour ne pas nécessiter de correction ultérieure, secundo la courbe du préampli micro garantit une excellente intelligibilité, et surtout tertio si vous jetez un coup d'œil au circuit imprimé vous verrez qu'il ne reste vraiment pas de place disponible sans compter que la façade est déjà suffisamment chargée en boutons.

Le synoptique

Celui-ci visible en figure 1 représente un canal, l'autre étant bien entendu identique. Les signaux des tables de lecture attaquent deux préamplis RIAA; ceux des magnétoscopes passent directement sur les potentiomètres de volume. Un départ pour la préécoute est situé juste avant chaque tirette de niveau.

Un sommateur permet le mélange des signaux musicaux, la tirette de niveau général étant située à cet endroit.

Suit le correcteur de fréquences. De leur côté le jingle et le micro transitent l'un directement par un réglage de niveau, l'autre à travers un préampli compresseur, et un

préampli additionnel ajustant le gain servant de volume micro.

Le départ effets est pris après réglage de gain (post lader) comme à l'habitude. Notons qu'à la différence des autres entrées, celle de micro et celle de retour effet, sont monophoniques.

Toutefois nous avons prévu un mélange stéréo droite gauche sur l'entrée retour pour ceux des utilisateurs qui disposent d'un magnéto stéréo à 3 têtes et voudraient s'en servir pour faire du doublage ou de l'écho. Si l'on peut sans problème mettre en parallèle les entrées d'un magnétophone, il est déconseillé de le faire sur ses sorties d'où la raison de notre mélange qui permet d'utiliser la totalité de la largeur de la bande du magnéto « effets ».

Enfin le mélange musical, après corrections, le micro, le jingle et le retour effets sont mixés dans le circuit de sortie qui pilote le VU-mètre simplifié et néanmoins très efficace. Toutes les sorties peuvent être pré-écoutées au casque en stéréo: un commutateur le permet avec un niveau réglable.

Notons que le réglage de niveau général n'agit que sur les entrées musicales, la manœuvre de cette tirette donnant priorité aux jingles et à l'animation micro.

Le schéma électronique

La MIXMAX fait appel d'une manière générale à des circuits intégrés

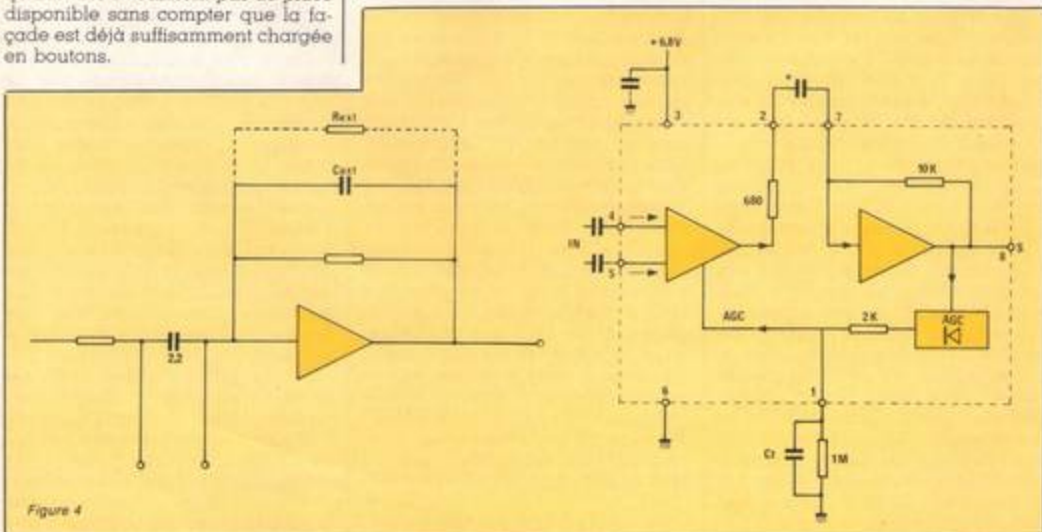


Figure 4

de type amplificateur opérationnel. Nous retrouverons donc les structures associées à cette technologie tout au long de notre exposé, détaillant seulement les préamplis RIAA et micro.

Le préamplificateur RIAA

La courbe de réponse RIAA, rappelée en figure 2, possède 3 points singuliers à trois fréquences F_1 , F_2 et F_3 avec :

- $F_1 = 50 \text{ Hz}$
- $F_2 = 500 \text{ Hz}$
- $F_3 = 2120 \text{ Hz}$

En général on prend comme fréquence de référence celle de 1000 Hz endroit où la courbe est plane.

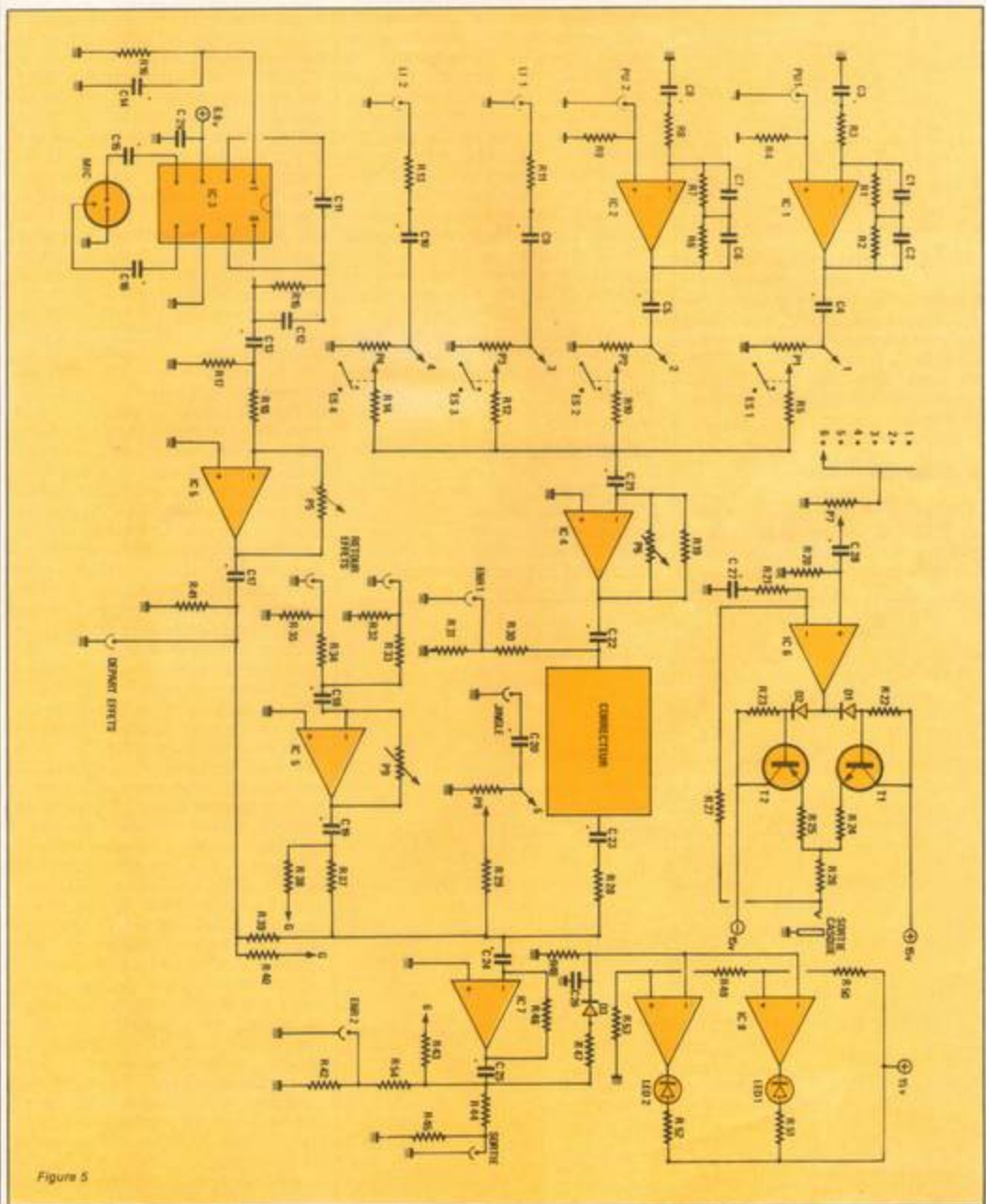


Figure 5

Réalisation

Le schéma de la figure 3, permet à l'aide d'un simple amplificateur opérationnel d'obtenir un excellent préampli RIAA si la contre réaction sélective à partir de R_1 , R_2 , R_3 , C_1 , C_2 est telle que :

$$F_1 = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

$$F_2 = \frac{1}{2 \pi R_2 C_2}$$

$$F_3 = \frac{1}{2 \pi R_3 C_3}$$

avec : gain à 1 kHz = $1 + \frac{R_2}{R_1}$

Le gain à 1 kHz a été fixé à 48 soit environ 150 mV efficaces pour 3 mV en entrée. Notons que la résistance de 47 k Ω sur l'entrée non inverseuse fixe l'impédance d'entrée, valeur normalisée pour cellule magnétique, et que le condensateur C_3 rend la contre réaction sélective, totale en continu.

Le préampli micro

Ce préampli fait appel à l'excellent SLG270C de Plessey en version DIL 8 broches (il existe aussi une version en boîtier rond non recommandée ici).

dée ici).

Ce circuit a déjà été utilisé dans un ampli téléphonique R.P.-E.L. n° 428).

Nous redonnons pour mémoire le bloc diagramme de ce composant qui, on le voit, comporte une entrée symétrique directe et un compresseur incorporé avec constante de temps externe. Notons que le SLG270C doit être alimenté par une tension unique ici + 6, 8 volts et non par une tension symétrique contrairement aux amplis op. Le gain du circuit étant important nous avons rajouté une résistance externe (voir figure 4) qui avec un condensateur externe le limite et effectue une atténuation vers 3 kHz excellente pour l'élimination des siffantes. Quant aux basses elles sont atténuées en dessous de 300 Hz ce qui améliore l'intelligibilité.

Nous renvoyons le lecteur intéressé par ce circuit à l'ampli téléphonique déjà décrit dans nos colonnes.

Le schéma global

La figure 5 ne donne que le schéma d'un canal, l'autre étant naturellement identique puisque la MIXMAX est une table stéréo. Nous indiquons également que certains composants

indiqués sur ce schéma théorique ne sont pas présents sur la carte principale, c'est le cas de C_{21} et R_{21} ainsi que celui de IC_5 , RE et R_{31} , D_2 et C_{22} qui seront câblés sur la carte VU-mètre correcteur décrite le mois prochain. Par contre LED_1 et LED_2 sont conservées sur la carte principale.

Les deux cellules magnétiques de platines entrent sur PU_1 pour l'une et PU_2 sur l'autre, les signaux étant préamplifiés par IC_1 et IC_2 dont seule une moitié (ampli op double) figure sur ce schéma. La structure de ces préamplis ayant été vue précédemment nous n'insisterons pas. Les entrées LI_1 et LI_2 entrées magnétophones transitent par R_{11} et C_9 ou R_{12} et C_{10} , les deux résistances autorisent une atténuation d'un facteur 2 de façon à équilibrer les niveaux aux points chauds de P_1 , P_2 , P_3 et P_4 , niveaux d'environ 150 mV nominal. Ces potentiomètres à glissières permettent un mélange dosable par R_5 , R_{10} , R_{11} et R_{12} et commandant les microswitch d'électrostart ES_1 , ES_2 , ES_3 et ES_4 . Les sorties fléchées 1, 2, 3 et 4 constituent le départ vers la pré-couche au casque. IC_3 est monté en mélangeur inverseur à masse virtuelle dont le gain est ajustable de 0 à 5 par le potentiomètre à glissière de niveau général monté en contre-réaction variable. Cette structure est garante d'un excellent bruit de fond sans saturation. R_{30} et R_{31} permettent une première sortie vers un enregistreur. Suit ensuite le correcteur. Le micro transite par le circuit IC_5 qui constitue le préampli micro avec compresseur. R_{15} limite le gain global, C_{21} celui dans les basses et C_{22} celui des aigues. Le signal de sortie de IC_5 est faible, environ 65 mV, il faut donc l'amplifier, d'un facteur 2,2 environ par une moitié de IC_5 dont le gain réductible jusqu'à 0 permet de doser le niveau micro (P_5). En sortie de IC_5 on trouve le départ « effets ».

Comme nous l'avons expliqué le retour « effets » est effectué en stéréo avec mélange droite gauche et dosage par IC_5 combiné à P_5 potentiomètre de retour « effets » de type mono. Enfin l'entrée jingle entre directement sur C_{20} et P_5 avec pré-couche par le départ fléché 5. Le mélange final est confié aux résistances R_{25} , R_{26} , R_{27} et R_{28} . Mais attention comme retour effets et micro sont monophoniques il faut envoyer leur modulation sur l'autre canal (arbitrairement choisi comme le canal de gauche) par R_{25} et R_{26} . IC_7 est monté en mélangeur inverseur à gain fixé par R_{24} de façon à disposer en sortie d'un niveau de 0 dBm soit 775 mVeff.

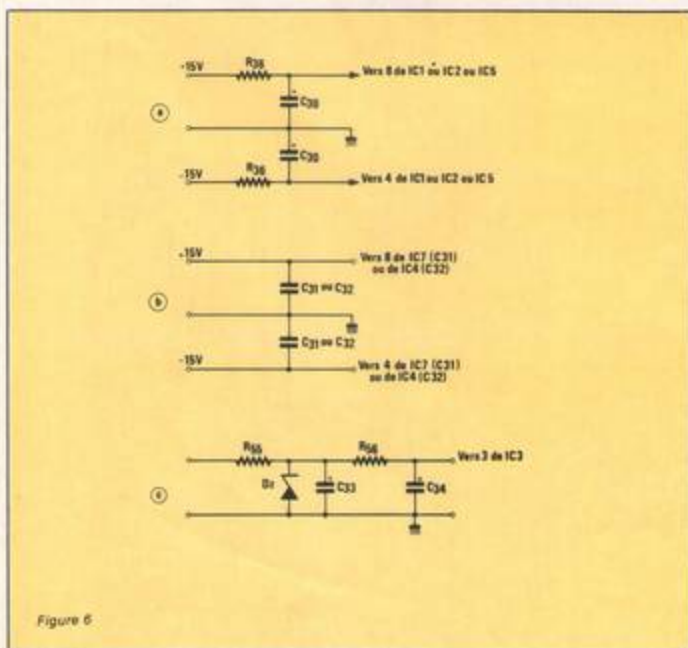
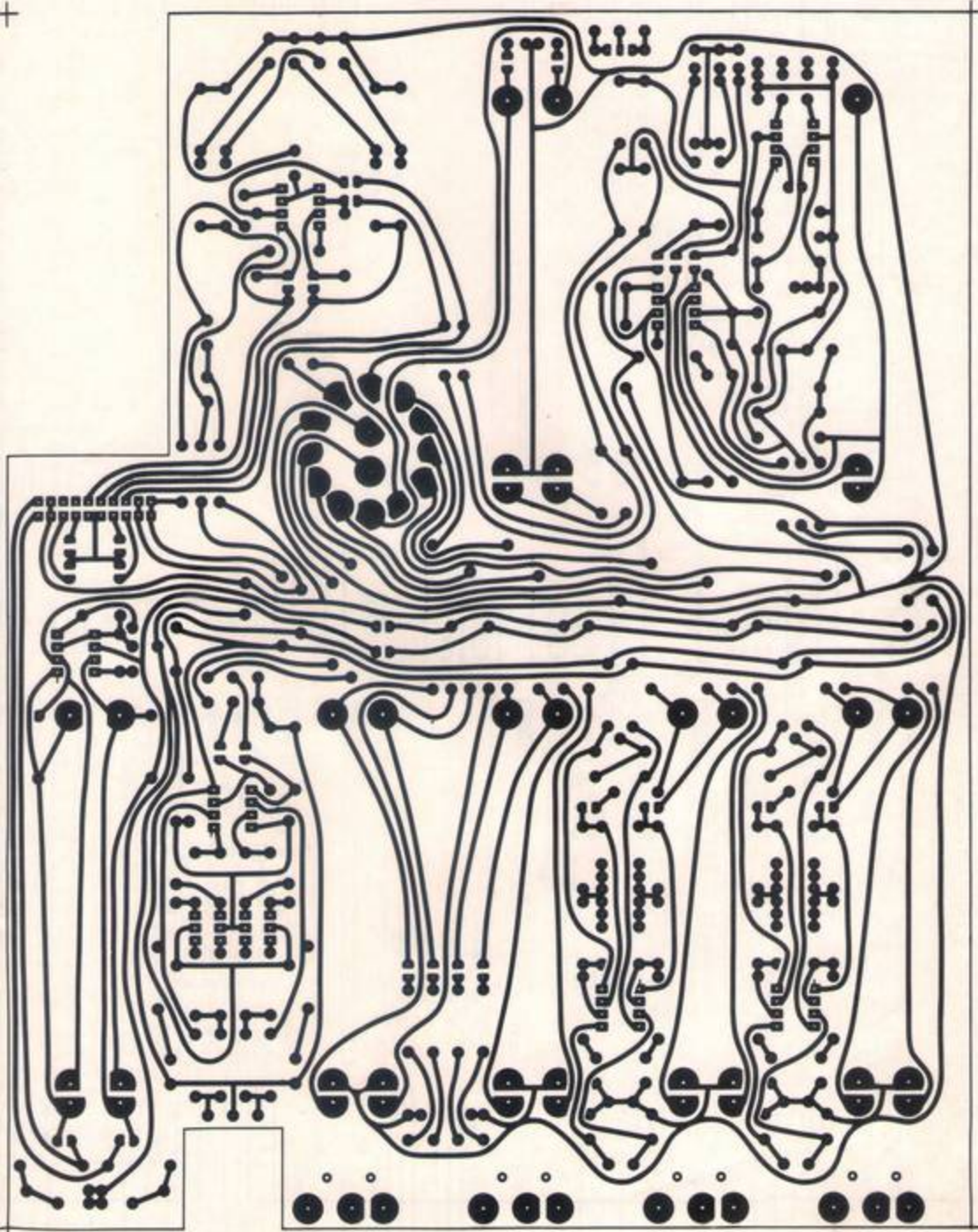
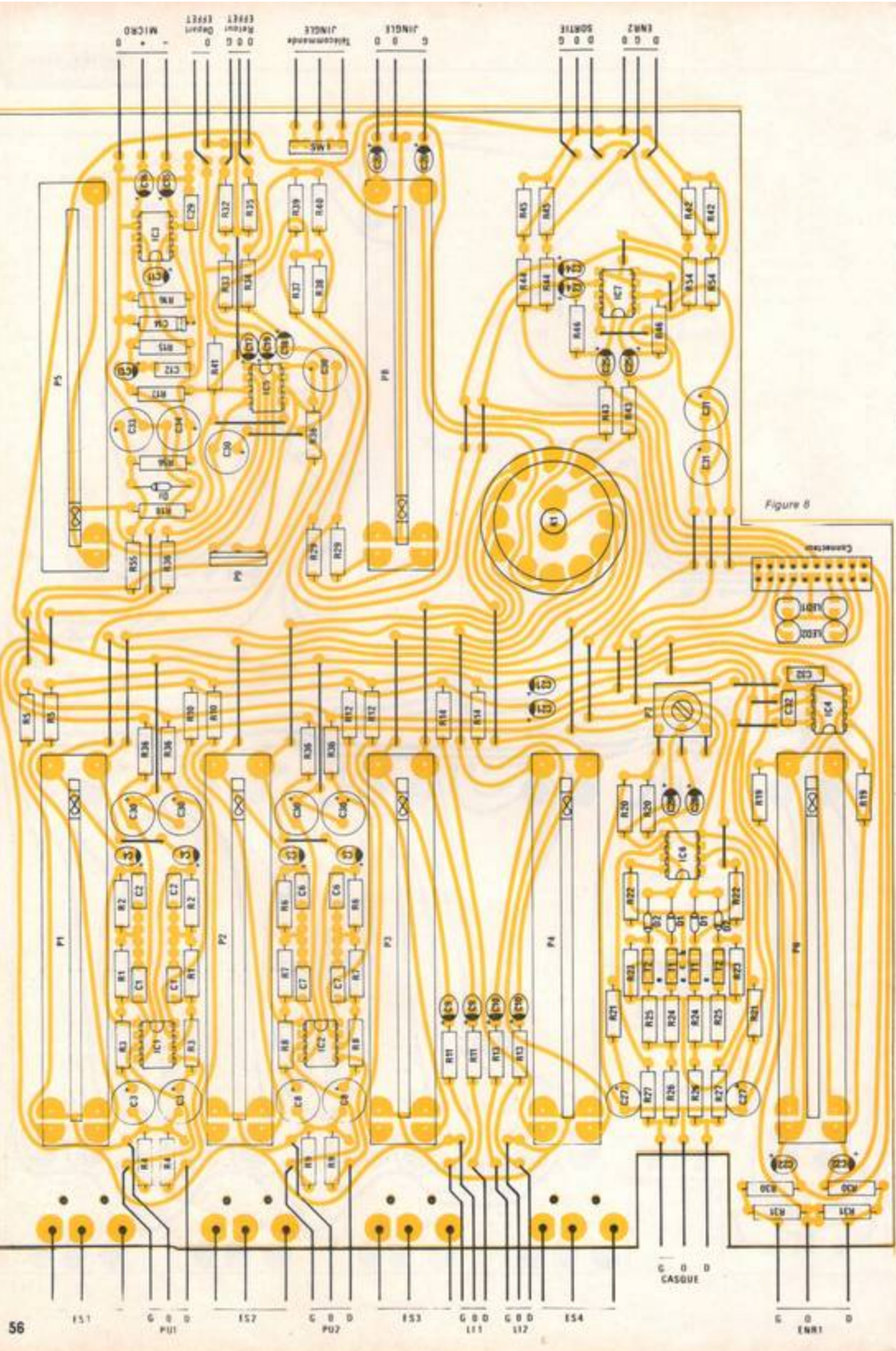


Figure 6





R_{14} fixe l'impédance de sortie référencée à la masse par R_6 . R_{14} et R_6 délivrent une tension pour un second enregistreur.

Quant au départ casque, il s'effectue à travers R_8 (sortie fléchée 6), qui provoque une atténuation de façon à ne pas avoir de saute de niveau entre préécoute des voies et préécoute de la sortie.

Avec les valeurs indiquées, nous aurons pour les sensibilités et impédances d'entrée :

- 3 mV sur 47 k Ω pour les entrées PU,
- 300 mV sur 20 k Ω pour les entrées LI,
- 0,1 à 1 mV sur 360 Ω symétrique pour l'entrée micro basse impédance (en raison du compresseur),
- 300 mV sur 10 k Ω pour le retour effet et 165 mV sur 10 k Ω pour l'entrée jingle.

Pour la sortie générale le niveau sera de 775 mV environ avec une impédance de 560 Ω .

Un mot tout de même sur l'ampli casque dont le volume est fixé par le potentiomètre P_1 et le gain en alternatif par IC₂ et les résistances R_{17} et R_{18} .

La sortie casque étant prévue sur 8 ohms nous avons dû rajouter les deux transistors amplificateurs de courant T_1 et T_2 , la sortance de IC₂ n'étant pas suffisante. D_1 et D_2 , R_{19} et R_{20} évitent la distorsion de raccordement.

Les découplages

Afin de ne pas alourdir le schéma théorique nous n'avons pas représenté les circuits de découplage, résistances condensateurs pour IC₁, IC₂ et IC₃, condensateur pour IC₄ et IC₅ et filtrage en Π avec Zéner pour la tension régulée de 6, 8 volts nécessaire à IC₃.

Nous avons représenté les circuits de découplage figure 6.

Réalisation pratique et choix des composants

Le dessin du circuit imprimé ainsi que l'implantation sont représentés figure 7 et figure 8. On notera les deux découpes, côté composants à droite et en bas, l'un pour le circuit VU-mètre correcteur, l'autre pour le jack de sortie casque. Le commutateur de casque, les potentiomètres à glissière et rotatifs, les microswitches

d'électrostart, les LED, l'inverseur SW₁ de télécommande jingle seront implantés directement sur le circuit imprimé en faisant attention à ce que la hauteur de chaque composant ne dépasse pas celle du châssis des potentiomètres à glissière.

On soudera de préférence en premier les straps, ils sont assez nombreux du fait de l'utilisation d'un simple face. Puis les résistances, les condensateurs et enfin les organes mécaniques et les composants actifs en dernier. Pour ceux-ci il faut utiliser de préférence des supports. Il se peut que l'on ait à redresser à la pince les pattes du commutateur K_1 pour bien le plaquer contre le circuit. P_1 comme P_2 seront soudés **axe perpendiculaire** au circuit imprimé, attention à les mettre du bon côté, c'est-à-dire avec le plan des pattes vers le bas. Pour P_1 potentiomètre double il faudra utiliser des queues de résistances pour connecter 3 des pattes, celles de la piste supérieure. Quant aux microswitches d'électrostart, au moyen d'une pince plate on courbera sur environ 5 à 6 mm le levier plat de commande avant de fixer ce composant. Des détails avec photos et dessins seront donnés dans notre prochain numéro concernant la fixation (et la modification mineure) à effectuer sur les microswitches de façon à ce qu'ils soient commandés par les curseurs des potentiomètres en bas de course.

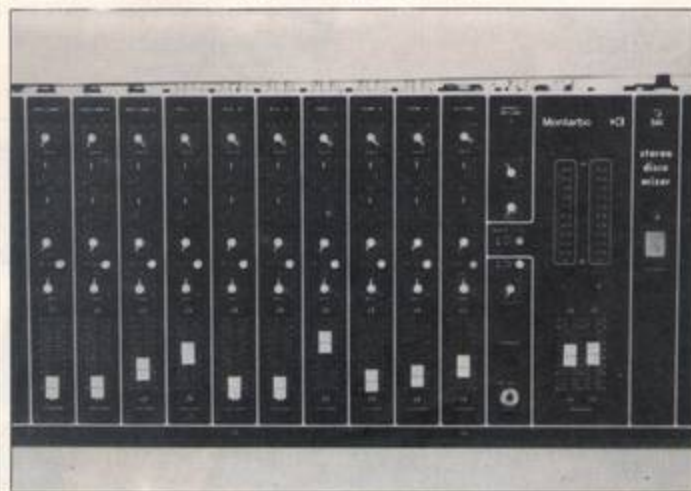
Un détail à ce propos sur le choix des composants. Nous donnons en nomenclature les références exactes des composants utilisés avec la

marque. Si l'on désire l'option électrostart, pour des raisons mécaniques évidentes, il vaut mieux choisir les mêmes que nous. D'une manière générale pour les potentiomètres éviter le bas de gamme synonyme de crachements à plus ou moins long terme. Un exemple, un bon potentiomètre à curseur, stéréo, à piste carbone coûte entre 50 et 100 F pièce à l'unité ; évitez si vous pouvez les économies de bout de chandelle, la tenue dans le temps est importante.

Mis à part IC₁, circuit spécial de Plessey, les autres circuits intégrés sont des amplificateurs opérationnels double en boîtier DIL 8 broches par exemple MC1458, RC4558, TL072, TL082, LF353. Pour des raisons de bruit de fond nous vous conseillons **très vivement** de faire comme nous et de choisir des XR5532 (Exar) ou NE5532 (signetics), circuits capable de sortie 10 volts sur 500 Ω avec un temps de montée de 6 V/ μ s et surtout un bruit de fond exceptionnellement bas (4 nV/ \sqrt{Hz} à l'entrée) ce qui classe ce composant comme l'un des meilleurs ampli op audio du monde. Un détail pour les perfectionnistes : la référence suivie de la lettre A est de plus triée en bruit pour des caractéristiques encore meilleures. Pour IC₂ disons en passant que le choix est moins rigoureux : nous avons pris un XR4558 de chez Exar. Voilà, pour la réalisation de cette première partie de la table MIXMAX, nous vous souhaitons bonne chance et... à très bientôt.

G. GINTER

Un exemple de console de discothèque commercialisée. Ici une Montarbo.



Réalisation

Liste des composants

Résistances

R₁ : 470 kΩ couche métal 5 %
 R₂ : 47 kΩ couche métal 5 %
 R₃ : 1 kΩ couche métal 5 %
 R₄ : 47 kΩ couche métal 5 %
 R₅ : 22 kΩ
 R₆ : 47 kΩ couche métal 5 %
 R₇ : 470 kΩ couche métal 5 %
 R₈ : 1 kΩ couche métal 5 %
 R₉ : 47 kΩ couche métal 5 %
 R₁₀ : 22 kΩ
 R₁₁ : 10 kΩ
 R₁₂ : 22 kΩ
 R₁₃ : 10 kΩ
 R₁₄ : 22 kΩ
 R₁₅ : 3,3 kΩ
 *R₁₆ : 1 MΩ
 *R₁₇ : 4,7 kΩ
 *R₁₈ : 4,7 kΩ
 R₁₉ : 1 MΩ
 R₂₀ : 47 kΩ
 R₂₁ : 47 kΩ
 R₂₂ : 3,3 kΩ
 R₂₃ : 3,3 kΩ
 R₂₄ : 33 Ω 1 watt
 R₂₅ : 33 Ω 1 watt
 R₂₆ : 8 Ω
 R₂₇ : 330 kΩ
 R₂₈ : Voir prochaine partie
 R₂₉ : 22 kΩ
 R₃₀ : 10 kΩ
 R₃₁ : 4,7 kΩ
 R₃₂ : 22 kΩ
 R₃₃ : 22 kΩ
 R₃₄ : 22 kΩ
 R₃₅ : 120 Ω en 6 exemplaires au total
 *R₃₇ : 22 kΩ
 *R₃₈ : 22 kΩ
 *R₃₉ : 22 kΩ
 *R₄₀ : 22 kΩ
 *R₄₁ : 10 kΩ
 R₄₂ : 4,7 kΩ
 R₄₃ : 68 kΩ
 R₄₄ : 560 Ω
 R₄₅ : 47 kΩ

R₄₆ : 100 kΩ
 R₄₇ : voir prochaine partie
 R₄₈ : voir prochaine partie
 R₄₉ : voir prochaine partie
 R₅₀ : voir prochaine partie
 R₅₁ : voir prochaine partie
 R₅₂ : voir prochaine partie
 R₅₃ : voir prochaine partie
 R₅₄ : 10 kΩ
 *R₅₆ : 680 Ω
 *R₅₇ : 120 Ω

Condensateurs

(pour les chimiques : sorties radiales, chimiques et tantale 25 volts).

C₁ : 6,8 nF MKH
 C₂ : 1,5 nF MKH
 C₃ : 22 µF chimique
 C₄ : 2,2 µF tantale
 C₅ : 2,2 µF tantale
 C₆ : 1,5 nF MKH
 C₇ : 6,8 nF MKH
 C₈ : 22 µF chimique
 C₉ : 2,2 µF tantale
 C₁₀ : 2,2 µF tantale
 *C₁₁ : 2,2 µF tantale
 *C₁₂ : 22 nF MKH
 *C₁₃ : 2,2 µF tantale
 *C₁₄ : 47 µF chimique axial
 *C₁₅ : 10 µF tantale
 *C₁₆ : 10 µF tantale
 *C₁₇ : 2,2 µF tantale
 *C₁₈ : 2,2 µF tantale
 C₁₉ : 2,2 µF tantale
 C₂₀ : 2,2 µF tantale
 C₂₁ : 2,2 µF tantale
 C₂₂ : 2,2 µF tantale
 C₂₃ : voir prochaine partie
 C₂₄ : 2,2 µF tantale
 C₂₅ : voir prochaine partie
 C₂₇ : 22 µF chimique
 C₂₈ : 2,2 µF tantale
 C₂₉ : 100 nF MKH
 C₃₀ : 100 µF chimique en 6 exemplaires
 C₃₁ : 22 µF en deux exemplaires
 C₃₂ : 100 nF MKH en deux exemplaires
 *C₃₃ : 22 µF chimique
 *C₃₄ : 100 µF chimique

Semi-conducteurs

D₁ : D₂ : 1N4148
 T₁ : BD 135
 T₂ : BD 136
 LED1 : LED rouge 5 mm
 LED2 : LED verte 5 mm
 D₃ : voir prochaine partie
 *D₄ : Zener 6,8 volts, 500 mW.

Tous les composants sont à prendre en deux exemplaires sauf ceux marqués d'une * à prendre en un seul exemplaire, sauf spécifications contraires!

Circuits intégrés (en un seul exemplaire)

IC₁ : XR ou NE 5532
 IC₂ : XR 5532 ou NE 5532
 IC₃ : SL 6270 C Pleassey
 IC₄ : XR 5532
 IC₅ : XR 5532
 IC₆ : XR 4558
 IC₇ : XR 5532
 IC₈ : Voir prochaine partie

Composants annexes

Potentiomètres linéaires RUWIDO

P₁ : 10 kΩ stéréo courbe B
 P₂ : 10 kΩ stéréo courbe B
 P₃ : 10 kΩ stéréo courbe B
 P₄ : 10 kΩ stéréo courbe B
 P₅ : 10 kΩ mono courbe B
 P₆ : 10 kΩ stéréo courbe B
 P₇ : 10 kΩ stéréo courbe B

Potentiomètres rotatifs SFERNICE

P₇ : 22 kΩ stéréo courbe B
 P₈ : 22 kΩ mono courbe B

Microswitch

ES₁ : ES₂ : ES₃ : ES₄ : MATSUSHITA référence 24249.
 K₁ : commutateur rotatif, 2 x 6 Lonlin
 SW₁ : poussoir inverseur subminiature pour CI.

PANTEC
 DIVISION OF CARLO GAVAZZI
PAN 2001
 INDICATION DE POLARITE AUTOMATIQUE
 Affichage numérique 3 1/2 digit LCD
 tension : CC de 200 mV à 1000 V (0,2 %)
 CA de 200 mV à 750 V (0,5 %)
 courant : CC de 200 µA à 10 A (0,2 %)
 CA de 200 µA à 10 A (0,5 %)
 ohms : de 200 Ω à 20 MΩ
 CAPACIMETRE DE 2 OF A 20 µF
 Impédance d'entrée 10 MΩ
GARANTIE 2 ANS.

MULTIMETRES PROFESSIONNELS
 Disponibles dans les points de vente officiels PANTEC
 ou documentation sur demande à
 C.G. PANTEC
 27-29, rue Pajol
 75018 Paris
 Tél. : 202.77.06

Représentation des courbes de réponse Amplitude / Fréquence de filtres sur l'ORIC-1

Tous les électroniciens ayant eu à tracer les courbes amplitude/fréquence de filtres complexes savent que ce travail est long et fastidieux. Dans bien des cas on a recours à une méthode asymptotique où l'on considère l'ordre de chaque pôle et chaque zéro de la fonction de transfert. On aboutit alors à une représentation approchée, constituée d'une succession de lignes brisées. Dans cet article, après un bref rappel de quelques définitions mathématiques, nous verrons comment programmer l'ORIC-1 pour qu'il se charge du calcul et de la représentation exacte d'une courbe de réponse.

Rappel sur les filtres

Aucun filtre ne peut être étudié sérieusement sans une connaissance des nombres complexes. Bien entendu dans un article aussi court, il est impossible de faire la synthèse d'un problème aussi vaste, aussi irons-nous assez rapidement vers le problème qui nous préoccupe.

Les lecteurs intéressés par ce sujet passionnant pourront consulter l'un des ouvrages suivants placés dans l'ordre de complexité décroissante :

- Handbook of Filter Synthesis. Anatol I. Zverev ; John Wiley.
- L'amplificateur opérationnel et ses applications. I.C. Marchais ; Masson.
- Filtres Actifs. Paul Bildstein ; Editions Radio.

Les nombres complexes

On pose par définition : $j^2 = -1$, ou $j = \sqrt{-1}$. Un nombre complexe x sera représenté par : $x = a + jb$ où a et b peuvent être des réels quelconques. Le module de ce nombre complexe $|x|$ vaut : $|x| = \sqrt{a^2 + b^2}$. Le nombre x peut être représenté dans un plan (appelé plan complexe) : figure 1, l'axe des abscisses étant l'axe réel sur lequel on porte la distance a et l'axe des ordonnées, l'axe des imaginaires purs où l'on porte la distance b .

Le module $|x|$ représente la longueur OX et nous conduira à la notion d'impédance. L'argument φ représente l'angle αOX et nous conduira à la notion de phase. On a bien évidemment $\tan \varphi = b/a$ qui donne $\varphi = \text{Arctg}(b/a)$.

Les impédances

Les filtres que nous pouvons rencontrer sont constitués de résistances, condensateurs et inductances. On se reportera à la figure 2 où l'on voit que les impédances des condensateurs et inductances s'expriment à l'aide de l'imaginaire j . Grâce à ces définitions, on peut calculer l'impédance d'un réseau quelconque comme le montre la figure 3. On sait pour cela que l'impédance globale Z d'un circuit constitué par la mise en série des deux impédances Z_1 et Z_2 se calcule par la relation :

$$Z = Z_1 + Z_2$$

Et que l'impédance globale Z d'un circuit constitué par la mise en parallèle des deux impédances Z_1 et Z_2 se calcule par la relation : $Z = (Z_1 \cdot Z_2) / (Z_1 + Z_2)$.

Dans tous les cas de la figure 3, ω correspond à la pulsation du courant

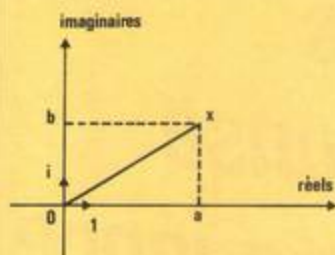


Figure 1

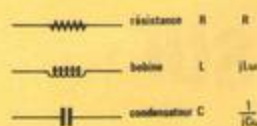


Figure 2

Réseau	Impédance complexe : Z	Module de Z
1	$R + \frac{1}{jC\omega}$	$\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$
2	$R + jL\omega$	$\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$
3	$jL\omega + \frac{1}{jC\omega}$	$L\omega - \frac{1}{C\omega}$
4	$\frac{R}{1 + jRC\omega}$	$\frac{R}{\sqrt{1 + R^2C^2\omega^2}}$
5	$\frac{jRL\omega}{R + jL\omega}$	$\frac{RL\omega}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$
6	$\frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2}$	$\frac{L\omega}{1 + LC\omega^2}$
7	$R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}$	$\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$
8	$\frac{jRL\omega}{R(1 - LC\omega^2) + jL\omega}$	$\frac{RL\omega}{\sqrt{R^2(1 - LC\omega^2)^2 + L^2\omega^2}}$

Figure 3

traversant le circuit, la pulsation est liée à la fréquence f par la relation : $\omega = 2 \cdot \Pi \cdot f$.

Application aux filtres

Considérons un filtre simple tel que le représente le schéma de la figure 4. Les impédances Z_1 et Z_2 constituent un diviseur de tension et la tension de sortie V_s peut s'exprimer par la relation :

$$V_s = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot V_e$$

Les impédances Z_1 et Z_2 peuvent être constituées par un ou plusieurs réseaux de la figure 3, mais nous commencerons par un cas simple : Z_1 étant un condensateur C et Z_2 une résistance R . En remplaçant Z_1 par $1/jC\omega$ et Z_2 par R dans la relation précédente, on obtient :

$$V_s = \frac{1}{jRC\omega + 1} \cdot V_e$$

ou encore

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

V_s/V_e dépend de ω , ou f , ce qui revient au même, et est appelé fonction de transfert du filtre. En général, les électroniciens ne se contentent

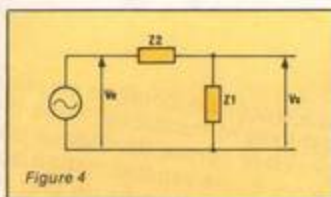


Figure 4

pas de cette relation mais s'intéressent à l'atténuation ou au gain du filtre exprimé en dB.

On calcule alors :

A (dB) = $20 \log_{10} |V_s/V_e|$ où $|V_s/V_e|$ représente le module du nombre complexe. Si A est positif, le filtre présente un gain de N dB, si A est négatif, l'atténuation vaut N dB.

Un pôle correspond à une racine du polynôme, dénominateur de la fonction de transfert, c'est-à-dire une valeur particulière de la variable, ici la fréquence, pour laquelle celui-ci

la fréquence, pour laquelle celui-ci s'annule. Pour cette valeur l'argument vaut $\Pi/4$ (modulo $k\Pi$). Nous avons vu, dans le précédent paragraphe, que $\tan \varphi = RC\omega$ si $\varphi = \Pi/4$ on a donc $RC\omega = 1$ ou encore $\omega = 1/RC$ et pour $f_0 = 1/2\Pi RC$.

f_0 est couramment appelée **fréquence de coupure** du filtre.

Si la fonction de transfert du filtre vaut : $V_s/V_e = 1/(1 + jRC\omega)^n$, le pôle ne change pas mais ce pôle est un pôle double, si cette même fonction vaut : $V_s/V_e = 1/(1 + jRC\omega)^3$, le pôle est un pôle triple et dans le cas général $V_s/V_e = 1/(1 + jRC\omega)^n$ le pôle est d'ordre n . Un tel filtre est facile à réaliser comme le montre le schéma de la figure 5. La notion d'ordre du filtre n'est pas une définition mathématique sans intérêt. En effet, considérons le filtre d'ordre n précédent $V_s/V_e = 1/(1 + jRC\omega)^n$, l'atténuation se calcule grâce à la relation : A (dB) = $20 \log |V_s/V_e|$ qui donne dans ce cas particulier :

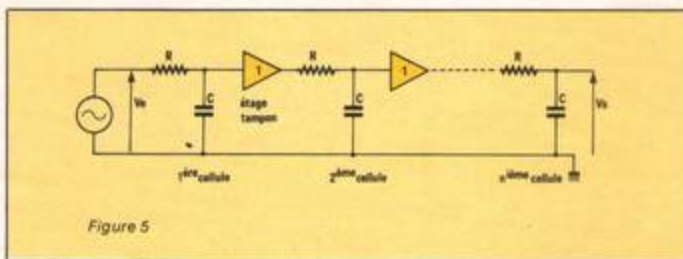


Figure 5

$$A \text{ (dB)} = -20n \log |1 + jRC\omega|$$

En calculant le module de $1 + jRC\omega$, on obtient :

$$A \text{ (dB)} = -20n \log \sqrt{1 + R^2C^2\omega^2} \\ = -10n \log (1 + R^2C^2\omega^2).$$

Cette relation nous montre que la pente de décroissance de la courbe amplitude/fréquence, si l'on se place assez loin de la fréquence de coupure vaut : 6 n dB / octave ou 20 ndB/décade; n représente l'ordre du filtre, rappelons qu'un octave est défini par l'intervalle $\omega, 2\omega$ avec ω quelconque et qu'une décade est définie par l'intervalle $\omega, 10\omega$.

Ces résultats nous permettent d'établir le réseau de courbes de la figure 6 qui montre que plus l'ordre du filtre est élevé, plus l'atténuation, en dehors de la bande passante bien entendu, est rapide quand la fréquence croît : 20 dB/décade pour l'ordre 1, 40 dB/décade pour l'ordre 2, 60 dB/décade pour l'ordre 3, etc...

Ces résultats sont obtenus avec l'exemple d'un filtre passe-bas et sont applicables aux filtres passe-haut.

Le zéro de la fonction de transfert

Un zéro est une racine du numérateur de la fonction de transfert.

Sans connaître le schéma électrique correspondant, imaginons que la fonction de transfert d'un filtre s'écrive : $V/V_0 = (1 + jRC\omega)^n$.

De la même manière que précédemment on calcule A (dB) :

$A \text{ (dB)} = +10n \log (1 + R^2C^2\omega^2)$. A est positif il n'y a plus atténuation mais amplification. Le réseau de courbes de la figure 7 est analogue au réseau de la figure 6. L'amplification est d'autant plus importante que l'ordre du filtre est élevé.

En fait, un tel filtre ne peut physiquement exister : le gain ne pouvant être infini pour une fréquence infinie. Par contre, on rencontrera des fonctions de transfert ayant simultanément des pôles et des zéros. D'une manière générale, ces fonctions peuvent se mettre sous la forme :

Ce qui ne veut pas dire pour autant que la relation précédente représente la forme générale d'une fonction de transfert quelconque, mais simplement que cette représentation est pratique et couramment utilisée pour un tracé asymptotique encore appelé diagramme de Bode (du nom de l'ingénieur qui en a généralisé l'emploi).

Soit une fonction de transfert de la forme :

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{a(j\omega)^2 + b(j\omega) + c}$$

Si $b^2 - 4ac \geq 0$, cette fonction peut se mettre sous la forme :

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{(1 + c(j\omega)) (1 + d(j\omega))}$$

Si tel n'est pas le cas : $b^2 - 4ac < 0$. On définit la fréquence de coupure ω_0 par $\omega_0 = 1/\sqrt{a}$ et le coefficient de surtension Q par $Q = \sqrt{a/b}$.

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{(1 + jR_1C_1\omega)^{n_1} (1 + jR_2C_2\omega)^{n_2} \dots}{(1 + jR_{10}C_{10}\omega)^{p_{10}} (1 + jR_{11}C_{11}\omega)^{p_{11}} \dots}$$

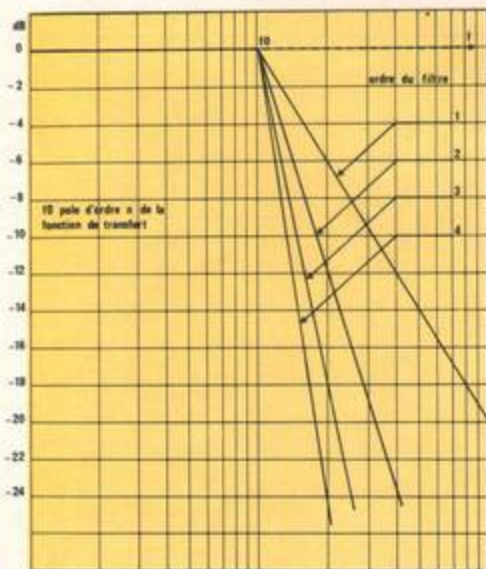


Figure 6

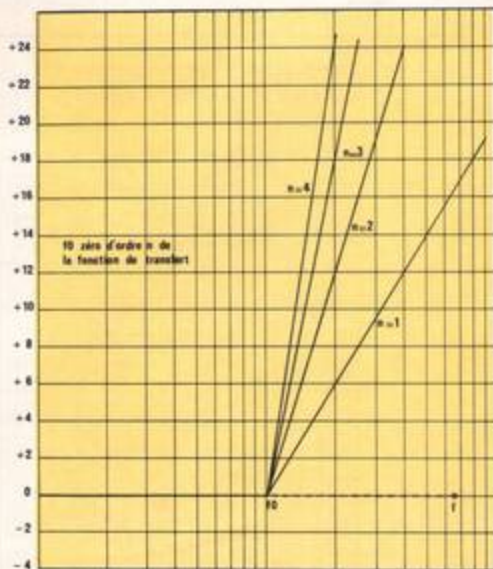


Figure 7

En bande atténuée, le tracé asymptotique ne change pas : 40 dB/décade mais le tracé réel diffère fortement, au voisinage de ω , avec la valeur de φ .

Le tracé asymptotique

Supposons que l'on veuille étudier un filtre dont la fonction de transfert vaut :

$$V_s = \frac{\left(\frac{p}{2\pi \cdot 200} + 1\right)^2 \left(\frac{p}{2\pi \cdot 3000} + 1\right)}{\left(\frac{p^2}{(2\pi \cdot 100)^2} + \frac{p}{400\pi} + 1\right) \left(\frac{p}{2\pi \cdot 15000} + 1\right)^2}$$

On a l'habitude de noter $p = j\omega$, ou dans la littérature américaine $s = j\omega$, et c'est sous cette forme que l'on trouvera généralement les fonctions de transfert des différents filtres normalisés.

Pour cette fonction, lorsque p tend vers zéro, V_s/V_e tend vers zéro. Le tracé de la courbe de réponse asymptotique est exécuté en partant du point 0 dB et en traçant une droite horizontale parallèle à l'axe de fréquence jusqu'à la rencontre du premier pôle ou premier zéro. Dans notre cas, il s'agit d'un pôle à 100 Hz. A partir de ce pôle on trace une droite ayant une pente de - 40 dB/décade (ordre du pôle) jusqu'au prochain

pôle ou zéro : 2 zéro d'ordre 2 à 200 dans l'exemple précédent. Ce zéro d'ordre 2 annule la décroissance à - 40 dB/décade et le tracé est horizontal jusqu'au zéro d'ordre 1 à 3 000 Hz.

De pôle en zéro et de zéro en pôle, dans l'ordre des fréquences croissantes, on aboutit ainsi au tracé de la figure 8.

Ce tracé est assez grossier, et généralement on « lisse » la courbe

pour obtenir une représentation plus proche de la réalité.

Cette courbe n'est qu'une estimation. Il est impossible à partir de ce seul tracé de chiffrer le gain ou l'atténuation avec exactitude.

La première solution consiste à calculer, à la main ou à l'aide d'une calculatrice de poche, A (dB) pour quelques fréquences précises. Les calculs sont rapidement très fastidieux. La solution idéale s'impose : utilisation d'un microordinateur qui exécutera les calculs et tracera la courbe amplitude-fréquence.

Ce préambule peut paraître long mais il est malheureusement nécessaire. En effet, les fonctions de

transfert sont tabulées et données comme le rapport de deux polynômes en p . Avant de faire exécuter un tracé, l'utilisateur du programme devra calculer le module de cette fonction.

Le programme du calcul et tracé de courbes amplitude / fréquence

L'organigramme et le listing rendent compte de la simplicité du programme. Toutes les opérations graphiques sont exécutées dans des boucles : tracé des axes, tracé du cadre et impression des valeurs sur l'axe des fréquences et sur l'axe dB.

L'échelle utilisée pour l'axe des fréquences est une échelle logarithmique et la boucle utilisée pour le calcul de A (dB) ne peut être mise en œuvre par l'ordre classique FOR... TO... STEP. On a recours à une boucle grâce aux instructions : REPEAT... UNTIL.

Le carré du module doit être introduit à la ligne 560. Cette ligne doit, bien évidemment, être modifiée chaque fois que l'on trace une réponse d'un filtre différent.

Dans la plupart des cas, l'incrément ne doit pas être modifié. Si cela s'avère malgré tout nécessaire, cas d'un filtre réjecteur très étroit par exemple, la ligne 630 :

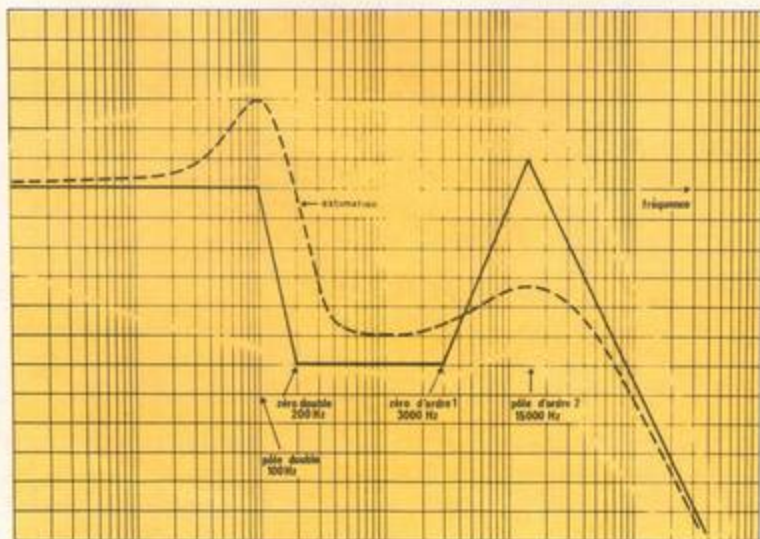


Figure 8

$$630 F = 10 \uparrow (\text{LOG}(F) + 1/50)$$

peut devenir :

$$630 F = 10 \uparrow (\text{LOG}(F) + 1/500)$$

Mais attention l'ORIC calcule 10 fois plus de points et la durée d'exécution du programme est gréée par ce même facteur.

A la ligne 580, on trouve :

$$Y = 40 \cdot \text{LOG}(Z)$$

Z étant le carré du module de la fonction du transfert, le grandissement en Y vaut 4. On a donc 1 pixel représentant 0,25 dB ou 1 dB tous les 4 pixels. Attention à ne pas changer cette valeur sans changer le calcul des coordonnées sur l'ordonnée lignes 230 à 330.

Exemples d'utilisation

On se propose de faire tracer la courbe représentative d'un filtre passe-bas de Butterworth d'ordre 2. La fonction de transfert d'un tel filtre s'obtient soit à partir du polynôme de Butterworth correspondant soit, plus simplement, dans des tableaux, exemples : tableaux figurant dans « Filtres Actifs » de Paul Bildstein. On a :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{p^2 + \sqrt{2}p + 1}$$

p représente ici : $p = j\omega/\omega_c$ ou ω_c est la pulsation du signal appliqué à l'entrée du quadripôle et ω_c la pulsation de coupure. Nous sommes maîtres du choix de ω_c : on peut en effet réaliser un tel filtre pour une fréquence de coupure quelconque : 10 Hz, 127 Hz, ... 12 745 Hz... etc.

La variable p peut être simplifiée sachant que $p = j 2\pi f / 2\pi f_c$, on a $p = j f/f_c$, ce qui donne pour la fonction de transfert :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{-\frac{f^2}{f_c^2} + \sqrt{2} \frac{f}{f_c} + 1}$$

Et pour le carré du module :

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right|^2 = \frac{1}{\left(1 - \frac{f^2}{f_c^2}\right)^2 + 2 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}$$

La ligne 560 du programme s'écrira donc : si l'on choisit $f_c = 100$

$$z = 1 / \left((1 - (F/100) \uparrow 2) \uparrow 2 + 2 \cdot (F/100) \uparrow 2 \right)$$

On peut donc, grâce à ce programme, tracer toutes les fonctions

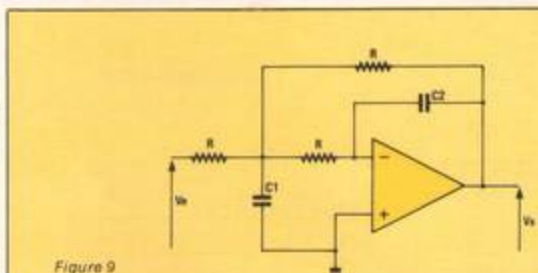


Figure 9

de transfert normalisées ou non, exprimées sous la forme d'un rapport de deux polynômes en p.

Le deuxième problème rencontré est le tracé de la courbe de réponse d'un filtre à partir du schéma électrique de ce filtre. Il existe des méthodes simples qui permettent de calculer V_s/V_e quel que soit le nombre de composants.

Bien que la méthode soit simple, les calculs deviennent longs dès que l'on dépasse l'ordre 3 et ces explications sortiraient du cadre de cet article, on se référera pour ce problème au livre de J.C. Marchais : « L'amplificateur opérationnel et ses applications ».

Prenons le cas d'un filtre d'ordre 2, monté autour d'un AOP selon la structure de RAUCH. Ce filtre est représenté à la figure 9 et on a :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{R^2 C_1 C_2 p^2 + 3 RC_2 p + 1}$$

Dans ce cas, $p = j\omega = j 2\pi f$ et on peut écrire :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{-R^2 C_1 C_2 4 \pi^2 f^2 + 6 \pi j RC_2 f + 1}$$

Ce qui donne pour le carré du module de la fonction de transfert :

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right|^2 = \frac{1}{(1 - R^2 C_1 C_2 4 \pi^2 f^2)^2 + (6 \pi RC_2 f)^2}$$

On peut choisir R, C₁, C₂ pour avoir une fréquence de coupure déterminée par la relation :

$$f_c = \frac{1}{2 R \sqrt{C_1 C_2} \cdot \pi}$$

ou appliquer les valeurs du schéma si le circuit provient d'une note d'application ou toute autre publication. Avec cette structure, comme avec d'autres, obtenir un passe-bas de Butterworth, Bessel, Legendre, Tchobicheff...

Fixons $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 3,3 \text{ nF}$ et $C_2 = 1 \text{ nF}$. On obtient $f_c = 8,76 \text{ kHz}$.

En remplaçant ces valeurs dans :

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right|^2 = \frac{1}{(1 - (114,14 \cdot 10^{-6} f^2)^2 + (188,50 \cdot 10^{-6} f)^2}$$

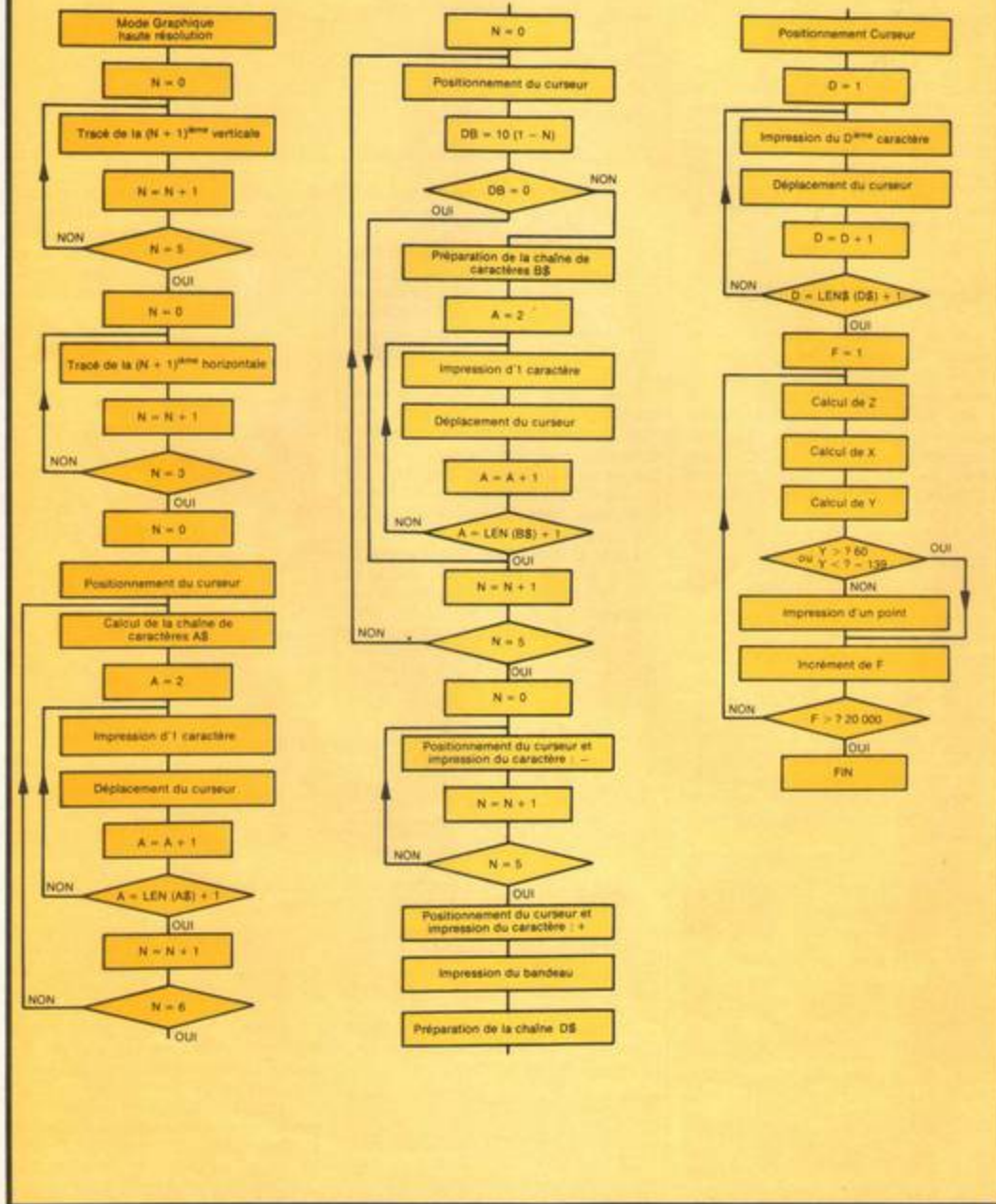
La ligne 560 du programme s'écrira :

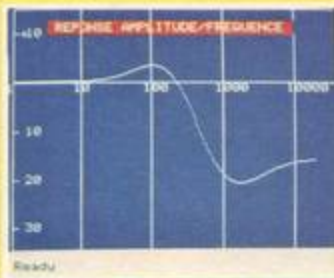
$$z = 1 / \left((1 - (F/8761,2) \uparrow 2) \uparrow 2 + (F/5305,2) \uparrow 2 \right)$$

Le calcul du module de la fonction de transfert est en fait simple, les exemples de tracés pourront servir d'exercices d'entraînement. Dans cet article, nous avons considéré le domaine des basses fréquences, on pourra bien sûr modifier le programme pour avoir une abscisse graduée non plus en Hz mais en kHz.

François de DIEULEVEULT

Organigramme





filtre d'ordre 4 2 pôles
5000 Hz et 200 Hz (pôle quadruple)
2 zéros 50 Hz et 1000 Hz
(zéro quadruple)

$$\frac{(f/50 + 1) (f/1000 + 1)^2}{(f/200 + 1)^4 (f/5000 + 1)}$$



filtre Butterworth ordre 2

f = 100 Hz

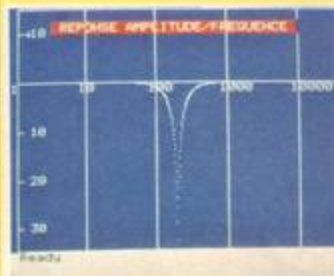
$$\frac{1}{(1 - (f/100)^2)^2 + (\sqrt{2} f/100)^2}$$



filtre Butterworth ordre 3

f = 100 Hz

$$\frac{1}{[1 - 2 (f/f_0)^2]^2 + [2 (f/f_0) - (f/f_0)^3]^2}$$



filtre réjecteur 200 Hz

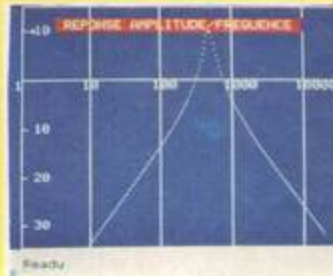
K = 0.8

$$\frac{1}{(1 - (f/200)^2)^2 + 0.64 (f/200)^2}$$



K = 0.99

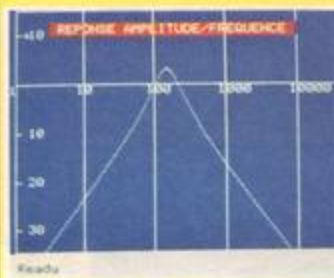
$$\frac{1}{(1 - (f/200)^2)^2 + 0.0016 (f/200)^2}$$



filtre passe-bande 500 Hz

Q = 10

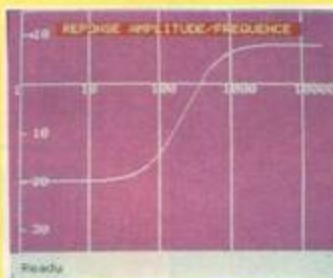
$$\frac{(f/500)^2}{(1 - (f/500)^2)^2 + \frac{1}{10} (f/500)^2}$$



passe-bande 150 Hz

Q = 2

$$\frac{(f/150)^2}{(1 - (f/150)^2)^2 + \frac{1}{2} (f/150)^2}$$



1 pôle 1000 Hz
1 zéro 100 Hz

$$\frac{(1 + (f/100)^2)^2}{100 (1 + (f/1000)^2)^2}$$

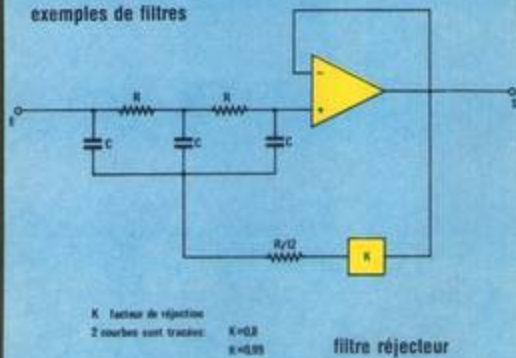


passe-bande 200 Hz

Q = 5

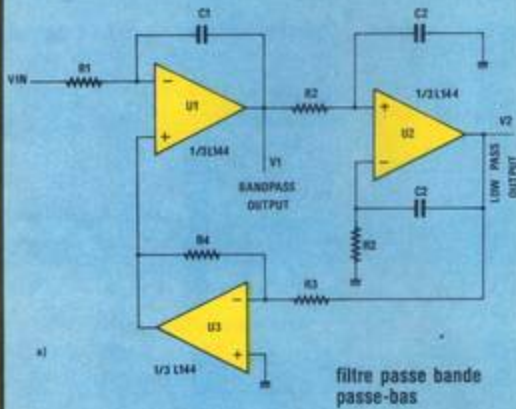
$$\frac{(5 f/200)^2}{100 ((1 - (f/200)^2)^2 + (0,2 f/200)^2)}$$

exemples de filtres

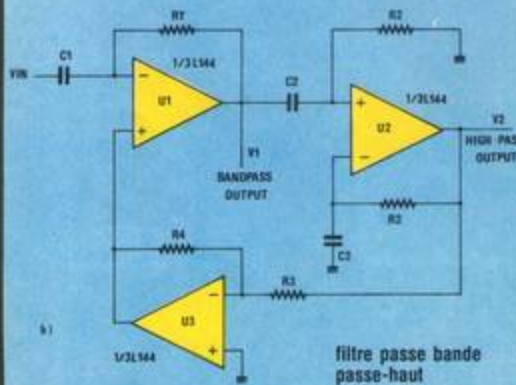


K: facteur de réjection
2 courbes sont tracées: K=0,8
K=0,95

filtre réjecteur



filtre passe bande passe-bas

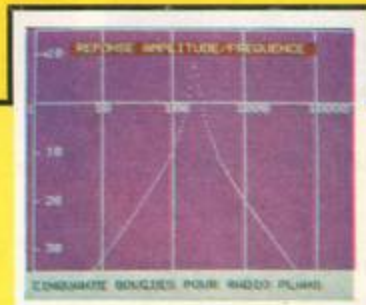


filtre passe bande passe-haut

Tracé des courbes amplitude/fréquence de filtres

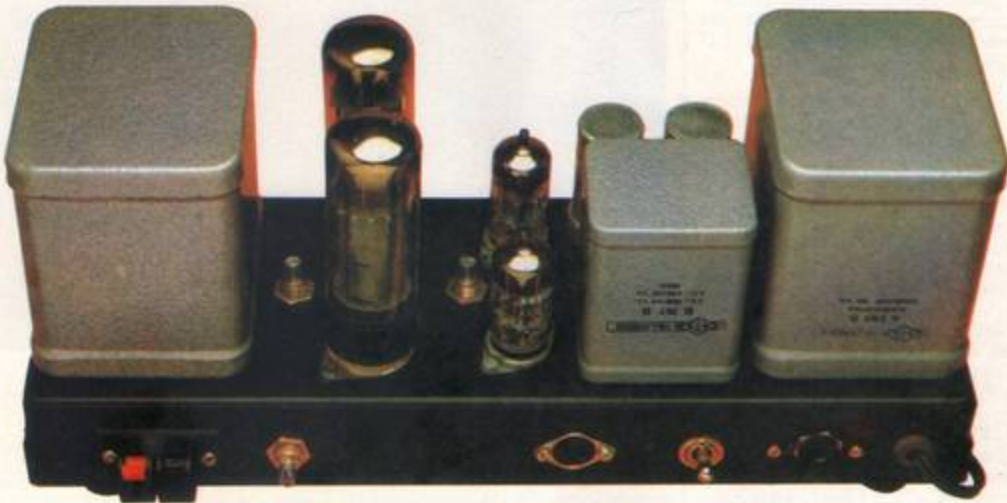
```

1 0  HIRIS
2 0  PAPER 4
3 0  REM TRACE DES VERTICALES
4 0  FOR N = 0 TO 4
5 0  CURSET 10 + (1 + 5 * N), 0, 1
6 0  DRAW 0, 199, 1
7 0  NEXT N
8 0  REM TRACE DES HORIZONTALES
9 0  FOR M = 0 TO 2
10 0 CURSET 10, M * (39.5 * M + 20.5), 1
11 0 DRAW 229, 0, 1
12 0 NEXT M
13 0 REM IMPRESSION DES COORDONNEES SUR L'ABSCISSE
14 0 FOR N = 0 TO 4
15 0 CURSET 10 + (1 + 5 * N) - 5, 61, 0
16 0 B = 10 + N
17 0 A$ = STR$(B)
18 0 FOR A = 2 TO LEN(A$)
19 0 CHAR ASC(MID$(A$, A, 1)), 0, 1
20 0 CURMOV 6, 0, 0
21 0 NEXT A
22 0 NEXT N
23 0 REM IMPRESSION DES COORDONNEES SUR L'AXE Y
24 0 FOR N = 0 TO 4
25 0 CURSET 20, 16 + 40 * N, 0
26 0 DB = 10 * (1 - N)
27 0 IF DB = 0 THEN 330
28 0 B$ = STR$(DB)
29 0 FOR A = 2 TO LEN(B$)
30 0 CHAR ASC(MID$(B$, A, 1)), 0, 1
31 0 CURMOV 6, 0, 0
32 0 NEXT A
33 0 NEXT N
34 0 REM IMPRESSION DES COTES SUR L'AXE Y
35 0 FOR N = 0 TO 4
36 0 CURSET 10, 17 + 40 * N, 1
37 0 CHAR 45, 0, 1
38 0 NEXT N
39 0 CURSET 16, 17, 0
40 0 CHAR 43, 0, 1
41 0 REM BANDEAU DE COULEUR
42 0 CURSET 29, 10, 0
43 0 FILL 11, 1, 17
44 0 CURSET 210, 10, 0
45 0 FILL 11, 1, 22
46 0 REM IMPRESSION DU TEXTE
47 0 D$ = "REPONSE AMPLITUDE/FREQUENCE"
48 0 CURSET 42, 12, 0
49 0 FOR D = 1 TO LEN(D$)
50 0 CHAR ASC(MID$(D$, D, 1)), 0, 1
51 0 CURMOV 6, 0, 0
52 0 NEXT D
53 0 REM CALCUL DE LA FONCTION
54 0 F = 1
55 0 REPEAT
56 0 Z = (1 + (F/500) + 2)/(1 + (F/50) + 2) exemple
57 0 X = 50 * LOG(F)
58 0 Y = 40 * LOG(Z)
59 0 IF Y > 60 THEN 630
60 0 IF Y < -139 THEN 630
61 0 REM TRACE DE LA COURBE
62 0 CURSET 10 + X, 60 - Y, 1
63 0 F = 10 * (LOG(F) + 1/50)
64 0 UNTIL F > 20 000
    
```



Temps 
 Difficulté 
 Dépense 

L'amplificateur hi-fi «grand amateur» Loyez



Sur le papier, nous avons le choix entre nombre de réalisations pour concrétiser notre intention de construire un amplificateur de puissance à tubes : Williamson, Mullard-Leak, RTC et même, pourquoi pas ? Mc Intosh... Mais encore fallait-il pouvoir réunir tous les éléments nécessaires à la construction envisagée et aussi ne pas avoir à vous lancer dans des travaux de tolérances, rebutants et fastidieux, et ce d'autant qu'ils réclament un minimum d'outillage et de savoir-faire. Nous voulions aussi être à même de proposer un montage qui ne soit pas typiquement anglo-saxon, même si les modèles issus de constructeurs britanniques et américains ont bénéficié — et bénéficient encore — d'un prestige certain; en conséquence de quoi, nous avons en fin de compte opté pour une réalisation essentiellement française qui eut, elle aussi, son heure de gloire à la fin des années 50, l'amplificateur «Grand Amateur» de Pierre Loyez, dans sa version 20/30 W équipée de tubes de sortie EL34 montés en ultra-linéaire.

Comme il s'agit d'un amplificateur monophonique, il va de soi que deux modèles identiques s'imposeront pour une version stéréophonique, seule conception envisageable aujourd'hui, à moins que l'on ne destine cet amplificateur à un autre usage que celui d'une utilisation Hi-Fi domestique : «Public Adress» pour petite salle par exemple. D'autre part, nous n'avons pas jugé utile de décrire, avec le «Grand Amateur», un préamplificateur à tubes et ce pour deux raisons :

— L'engouement moins marqué pour ces types d'étages d'entrée de la part des amateurs qui s'explique, en partie, par les multiples problèmes de ronflements et de rapport signal/bruit moyen qu'apportent les tubes aux faibles niveaux; et, de ce point de vue, le transistor a fait la preuve de sa facilité d'emploi.

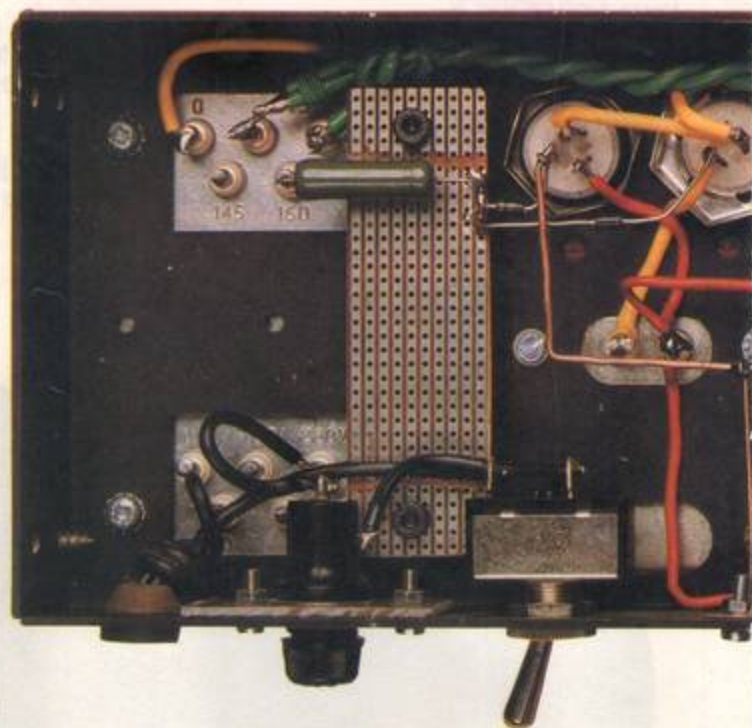
— «Radio-Plans» sera à même de vous proposer très prochainement un préamplificateur stéréo convenant très bien à l'attaque de 2 amplificateurs à tubes comme celui que nous décrivons aujourd'hui.

Le schéma

L'étage d'entrée fait appel à une double triode 12AT7 (ou ECC81) montée en déphaseuse de Schmitt (1), une des triodes étant rendue passive par mise à la masse de sa grille. Le débit de la 12AT7 est suffisant pour que les tensions sur les grilles de la 12AX7 (ou ECC83) suivante restent bien en dessous de l'isolement filament-cathode. Le potentiomètre bobiné de 250Ω est destiné à maintenir identique le débit des deux éléments triodes de la 12AT7 après réglages.

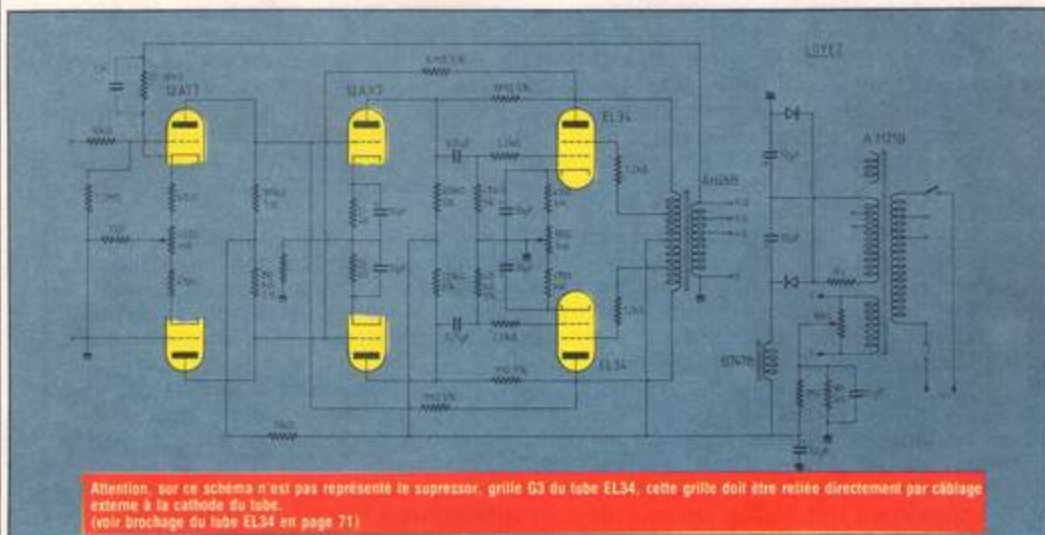
Comme le signale l'auteur, le rapport signal/bruit est exceptionnel à cause de la symétrie des triodes. Si une des triodes d'entrée est effectivement passive, bruits internes aux tubes et fluctuations de la haute tension prenant naissance dans les deux branches du double push-pull s'annulent par le principe même du montage.

Les lampes de puissance en sortie sont des pentodes EL34, en montage ultra-linéaire. Le montage original de Pierre Loyez (2) utilisait, quant à lui, des tetrodes d'origine anglaise, des KT66, pas toujours faciles à trouver à l'époque et qui le sont encore moins maintenant... On remarquera le potentiomètre d'équilibrage dans le circuit des cathodes des EL34 : il est destiné, comme celui au niveau de la 12AT7, à symétriser le montage.

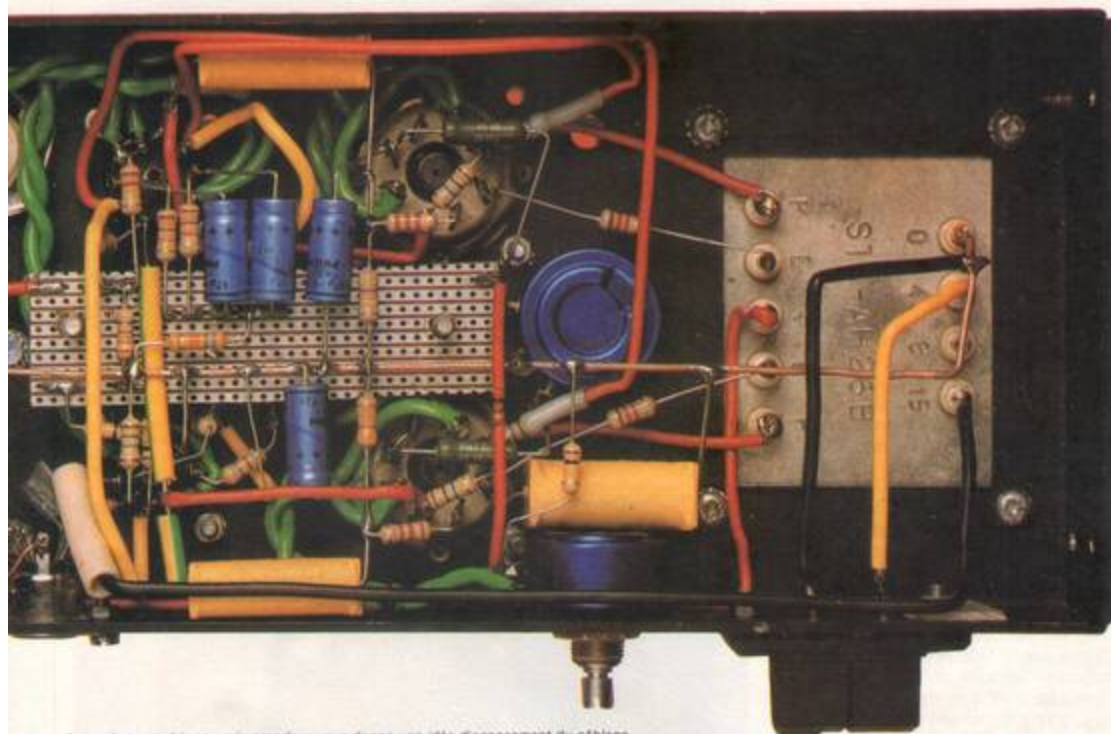


En ce qui concerne le transformateur de sortie, c'est le modèle AH25B des Ets Millerieux (3) à prises d'écrans (qui a un mérite essentiel : il existe encore de nos jours) qui a été retenu. Toutefois, ceux de nos lec-

teurs qui pourraient «dénicher» dans de vieux stocks le XH6625B de la même firme, le W30 de Supersonic, l'AS352 de L.I.E. Belin, le HFA2 de Myrra, le 6KUL de Cabasse ou encore — on ne sait jamais ! — un



Attention, sur ce schéma n'est pas représenté le suppressor, grille G3 du tube EL34, cette grille doit être reliée directement par câblage externe à la cathode du tube. (voir brochage du tube EL34 en page 71)



Cette photographie en vraie grandeur vous donne une idée d'agencement du câblage.

Acrosound TO-300 ou un Partridge CFB 0/095, sachez qu'ils font aussi l'affaire. Mais mieux ne vaut pas trop compter sur la chance dans ce genre de choses...

Trois boucles de contre-réaction, deux boucles internes et une globale agissent sur ce montage :

— Contre-réaction interne de 2 dB entre plaques EL34 et plaques 12AX7 par interposition de résistances de 10 M Ω

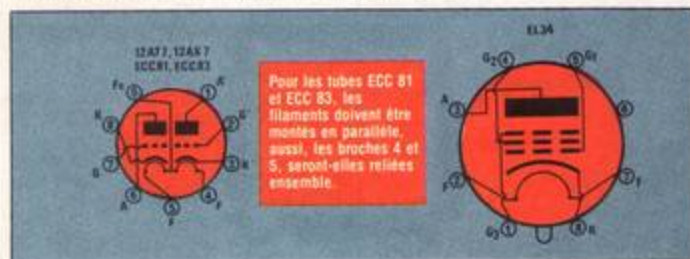
— Contre-réaction interne de 14 dB entre plaques EL34 et grilles 12AX7 par interposition croisée de résistances de 10 M Ω

— Contre-réaction qui englobe l'amplificateur tout entier par interposition d'une résistance R entre le secondaire du transformateur de sortie — plot 15 Ω — et la cathode de la 1/2 12AT7 d'entrée. Avec R = 12 k Ω la contre-réaction est de l'ordre de 30 dB. En doublant R, ce taux diminue de 6 dB; on peut porter R à 30 k Ω , ce qui abaissera le taux aux environs de 20 dB.

L'alimentation haute tension n'est pas non plus d'époque. D'origine, elle faisait appel à des tubes redresseurs (valves type GZ32). Il est plus économique de faire maintenant

avec des redresseurs silicium. Le montage utilisé ici est du type doubleur de tension et plus précisément un doubleur de Latour (connu également sous le nom de doubleur de Greinacher). Dans ce dispositif, chaque condensateur n'est soumis qu'à une tension égale à la moitié de la tension obtenue, ce qui permet de se contenter d'un isolement relativement réduit. Le transformateur utilisé (Millerioux A3121B) fournissant une haute tension de 175 volts efficaces (des prises existent également à 145 et 160 volts), la tension crête maximale est de $175\sqrt{2} = 248$ volts ce qui, compte tenu de l'effet doubleur, conduit à une tension légèrement inférieure à 500 volts. En fait

cette tension sera moindre par suite de la résistance du transformateur (résistance du secondaire + résistance ramenée du primaire), de la résistance des diodes et de la capacité non infinie des condensateurs. Les redresseurs seront des diodes silicium nues, d'une tension inverse de crête supérieure à 500 volts et susceptibles de débiter 300 mA en permanence (type BY100 de RTC par exemple). En sortie de filtre (self Millerioux B747B : 150 Ω , 200 mA, 3H à 200 mA), la tension sera de l'ordre de 420-430 volts aussi convient-il ici d'utiliser comme condensateur de filtrage un modèle à 500 volts, d'autant que les tubes ne débiteront pas immédiatement — Il faudra attendre



Réalisation

quelques secondes pour que les cathodes émettent — et que la tension à ses bornes seront plus élevée qu'en fonctionnement normal.

Montage et réglages

Le châssis pourra être agencé au gré de l'utilisateur : celui qui est doué pour la mécanique pourra donner libre cours à sa fantaisie tout en respectant un principe de base : que celui-ci soit agencé de façon à câbler au plus court. Les filaments seront alimentés par des liaisons en fil torsadé. Quant aux retours de masse, ils se feront sur un fil unique lequel sera mis à la masse du châssis, en un point lui aussi unique, près de l'entrée, pour minimiser les boucles parasites, sources de ronflement. Pour ceux qui ne se sentent une prédilection pour la mécanique ou de taille à entreprendre un travail de tolérance par manque d'outillage, il restera toujours la solution d'acquiescer le châssis tout percé accompagné de son capot de protection. Ce matériel est encore disponible aux Etablissements Millerieux, ainsi que transformateurs de sortie et d'alimentation et self de filtrage. Ceux qui sont plus doués pour l'électronique que pour la mécanique pourront même tenter l'aventure de réaliser un (ou deux) autre amplificateur que le Loyez 20/30 W : le Mullard-Philips (très similaire au Leak) ou encore le Williamson dans leur version 20/30 W — avec le même matériel de base : transformateurs et self — ou 10/15 W, avec cette fois de EL84 et d'autres transformateurs. Il est même possible d'envisager la réalisation d'un Mc Intosh... Les schémas que nous avons publiés devraient permettre, à ceux qui ont une bonne pratique du tube, de mener à bien de telles entreprises. Restent quelques petits problèmes qui se posent peut-être pour se procurer les supports de tubes (octal et noval), les électrochimiques 500 V et même peut-être les condensateurs de liaison 500 V (au papier ou mylar) qui ne sont plus distribués partout...

Bibliographie

- (1) O.H. Schmitt : «Cathode Phase Inversion», Journal of Scientific Instruments, pp. 100, 101; March 1938.
- (2) P. Lucarain : «Mesures sur les transformateurs de sortie BF à prises d'écran», La Revue du son pp. 39-43, Février 1955.
- (3) Documentation Millerieux (Millerieux 187-197, Route de Noisy le Sec: 93230 Roissy-le-Moutier).



Le capot grillagé du coffret permet une bonne évacuation thermique et confère à l'ensemble un aspect pas du tout démodé.



On peut ici remarquer la disposition rationnelle des divers éléments montés sur le châssis.

La mise au point consistera à équilibrer l'étage d'entrée (12AT7) et celui de sortie (EL34) ainsi qu'à ajuster le condensateur C en parallèle sur la résistance R de contre-réaction globale.

En ce qui concerne le réglage d'entrée, il suffit de relier les deux grilles de la 12AT7, après avoir des-soudé celle réunie à la masse et d'injecter un signal d'entrée. Le potentiomètre des cathodes sera réglé pour un minimum du signal de sortie et la grille remise à la masse. S'agissant du circuit des cathodes des EL34, le «Loto» sera réglé de façon à ce que les tensions de cathode des EL34 soient identiques.

Enfin, le condensateur C en parallèle sur R sera ajusté au mieux pour qu'en essai en signaux carrés,

ceux-ci soient le plus propre possible. Une valeur convenable de C pour $R = 12 \text{ k}\Omega$ peut être comprise entre 50 et 150 pF mais seule l'observation pourra renseigner à ce sujet.

Voilà, c'est tout ce qu'il y a à faire, sans oublier l'ajustement du «Loto» du chauffage filaments pour obtenir un minimum de bruits parasites. Alors maintenant à vos fers à souder... après avoir réuni le matériel nécessaire à cette réalisation «rétro», ce qui représente une espèce de chasse au trésor non dénuée de péripéties.

CH. P.

Nous tenons à remercier les sociétés MILLERIEUX et ACER qui nous ont permis de réunir les éléments indispensables à l'élaboration de cette réalisation.

Séquenceur pour caméra



Vous qui, cet été, avez suivi la course des astres, vous qui avez été séduit au bord de la mer par le flux et le reflux des marées, n'avez-vous pas rêvé d'immortaliser ces inlassables mouvements de la nature ?

Mais, car il y a un « mais », ces mouvements de très longue durée, à l'aide de votre caméra, vous imposent de rester une nuit à la belle étoile ou durant de longues heures pour saisir le mouvement des marées en actionnant votre bouton toutes les minutes, chose fort fastidieuse et risquée pour obtenir une bonne qualité d'images.

Voici enfin la possibilité de réussir cet exploit et ceci en attendant que le déclencheur fasse le travail pour vous. Alors, si vous voulez étonner l'année prochaine par vos films de vacances, lisez bien ce qui suit car la solution est facile, à la portée d'un bon bricoleur en électronique et le coût en est très abordable ; le temps de réalisation est moyen, car il est nécessaire pour réussir, de travailler avec soin.



Présentation

Le montage qui est proposé ici, se décompose en deux modules que nous allons étudier l'un après l'autre.

- 1) le module de comptage d'intervalles de temps et d'images,
- 2) le module générateur d'horloge.

Ce que nous voulons réaliser ici est un déclencheur de caméra donc avant tout, voyons comment fonctionne une caméra de cinéma.

Dans la plupart des caméras, la télécommande n'est qu'un simple interrupteur que nous pouvons présenter par le schéma de la figure 1. Lorsque l'on enfonce le jack dans la prise de la caméra (télécommande), on coupe le circuit d'alimentation du moteur ; avec un poussoir connecté sur la prise jack, on peut rétablir le circuit. Cet élément peut être remplacé par un relais commandé par un circuit électronique, c'est celui-ci que nous allons réaliser ensemble ; mais avant voyons les règles qui régissent le fonctionnement d'une caméra.

La persistance rétinienne de l'œil est de l'ordre de 1/20^e de seconde,

Réalisation

celle-ci permet lorsque l'on a une succession d'images à un rythme de 20 par seconde et dans la mesure où le fond de l'image est fixe, de voir les éléments mobiles se déplacer sans ressentir le passage d'une image à l'autre.

Les premiers cinéastes utilisaient un rythme de 16 images par seconde, aujourd'hui, le cinéma utilise des rythmes de 18 ou 24 images alors que la télévision fonctionne sur une vitesse de prise de vues de 25 images par seconde. Bien sûr, nous allons devoir tenir compte dans notre montage des deux rythmes principaux du cinéma soit 18 et 24 images par seconde.

Principe de fonctionnement

Le système doit permettre de déclencher la caméra à des intervalles de temps réguliers et choisis qui seront un multiple de la seconde de 1 à 999 secondes; la sélection étant faite par 3 roues codeuses. Lorsque le temps de N intervalles est écoulé, on déclenche un autre intervalle qui lui correspond à la durée de temps nécessaire pour la prise de 1 à 9 vues, la sélection du nombre de vues est faite à l'aide d'une roue codeuse et du bouton de choix de la vitesse 18 ou 24 images par seconde.

1) Le module de comptage

Ce module permet de créer l'intervalle de temps entre deux prises de vue et le calcul du temps nécessaire aux nombres de vues que l'on veut prendre.

L'intervalle de temps est réalisé en programmant des décompteurs et à l'aide d'une horloge, de vider les décompteurs; lorsque ces décompteurs passent à zéro il y a une impulsion de sortie qui indique cet état. On utilise

pour ce faire un circuit, le CD4029 qui est un compteur/décompteur programmable qui peut fonctionner en décade ou en binaire. Ce circuit comporte 7 entrées et 5 sorties; les entrées P, reset général et valeur de chaque bit, les sorties Q et TC qui montrent le passage à zéro, la formule de la sortie TC est:

$$TC = C_7 \cdot [U_P \cdot Q_0 \cdot Q_3 \cdot (\overline{BIN} + Q_1 + Q_2) + (\overline{OP} \cdot Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3)]$$

On voit donc que pour avoir un passage à «0» de cette sortie, il faut que l'entrée C_7 soit à zéro avec toutes les sorties Q à «0». On utilise cette règle pour mettre les décompteurs en cascade, la sortie IC du premier étant relié à l'entrée C₆ du suivant et ainsi de suite. Les entrées horloge étant toutes pilotées ensemble. La figure 2 donne le schéma de cette mise en cascade. Prenons un exemple. Programmons le décompteur à 075 et agissons par l'horloge sur le système, l'état initial donne après programmation les valeurs suivantes: ($C_1 = 0, TC_1 = 1$) ($C_2 = 1, TC_2 = 1$) ($C_3 = 1, TC_3 = 1$). Lorsque le décompteur 1 passe à zéro, on trouve: ($C_1 = 0, TC_1 = 0$) ($C_2 = 0, TC_2 = 1$) ($C_3 = 1, TC_3 = 1$). L'impulsion d'horloge suivante fait avancer les décompteurs 1 et 2 et on trouve alors: ($C_1 = 0, TC_1 = 1$) ($C_2 = 1, TC_2 = 1$) ($C_3 = 1, TC_3 = 1$). Lorsque le décompteur 2 passe par zéro, on aura si le décompteur 1 est à zéro: ($C_1 = 0, TC_1 = 0$) ($C_2 = 0, TC_2 = 0$) ($C_3 = 0, TC_3 = 0$) et ceci pendant un top d'horloge, on aura vidé les décompteurs qui seront passés de 075 à 000, sur le front montant d'horloge la sortie TC₃ repasse à 1.

La durée du top d'horloge est de 1 seconde, on dispose donc de ce temps pour agir sur le compteur d'images. Le décompteur d'images est placé en cascade avec le décompteur 3 mais son horloge est de 18 ou 24 Hz suivant le choix de la vitesse de prise de vues et la sortie

TC₃ passera à zéro lorsque le décompteur sera vide, le passage de TC₃ de zéro à 1 indique que l'on a bien décompté toutes les images, on s'en sert donc pour déclencher un monostable qui va présélectionner les 4 décompteurs et le système est à nouveau prêt à fonctionner. On obtient ainsi une succession d'intervalles et de temps de prise de vues.

Le monostable utilisé est un ensemble réalisé à partir de portes Nand. On voit ainsi que la sortie TC₃ va repasser à 1 lorsque le décompteur de vues sera vide. On utilise donc le temps passé à zéro du décompteur 3 (sortie TC₃) pour piloter le relais de télécommande. La figure 3 donne le montage du monostable. La figure 4 donne le schéma théorique de ce module de décomptage. On remarquera que la commande de présélection est munie d'un système automatique qui lors de la mise sous tension impose un «1» logique et initialise les décompteurs ceci à l'aide d'une résistance et d'un condensateur. Le fonctionnement s'explique ainsi: à la mise sous tension le condensateur se charge à travers cette résistance et la tension présente aux bornes de la résistance passe de «1» à «zéro» avec une constante de temps RC. Ce «1» est ainsi utilisé en système d'initialisation.

2) Le module d'horloge

On a vu que dans ce montage il était nécessaire de disposer de 3 horloges, une de 1 Hz pour le comptage des intervalles, une de 18 Hz et une de 24 Hz pour le comptage de prises de vues. Si nous prenons le plus grand commun multiple de 18 et 24 le calcul nous donne la valeur de 144 = 18 x 8 = 24 x 6 donc il nous faut rechercher une horloge à 144 Hz, nous prendrons comme oscillateur de départ une valeur de 144

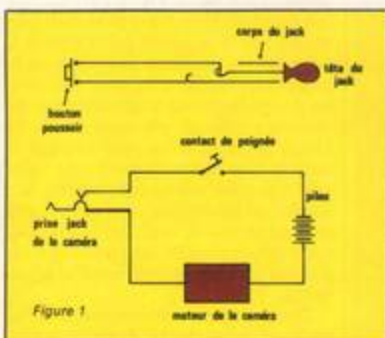


Figure 1

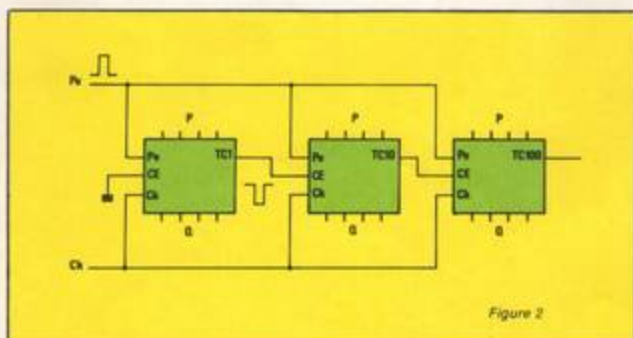


Figure 2

$\times 16 \times 16 = 36864$ Hz que nous obtenons à l'aide d'un boîtier 4011 composé de 4 portes Nand dont 2 sont utilisées en oscillateur avec un circuit RC réglable par la résistance R, les deux autres portes servent à mettre en forme le signal. Le boîtier 2 qui est un CD4520 est composé de deux compteurs binaire 2^4 et permet une division par 256, on trouve ainsi sur la patte 14 de ce circuit une fré-

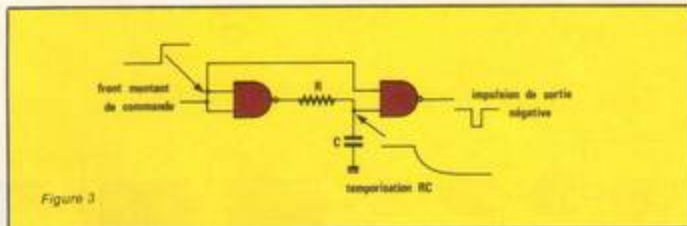


Figure 3

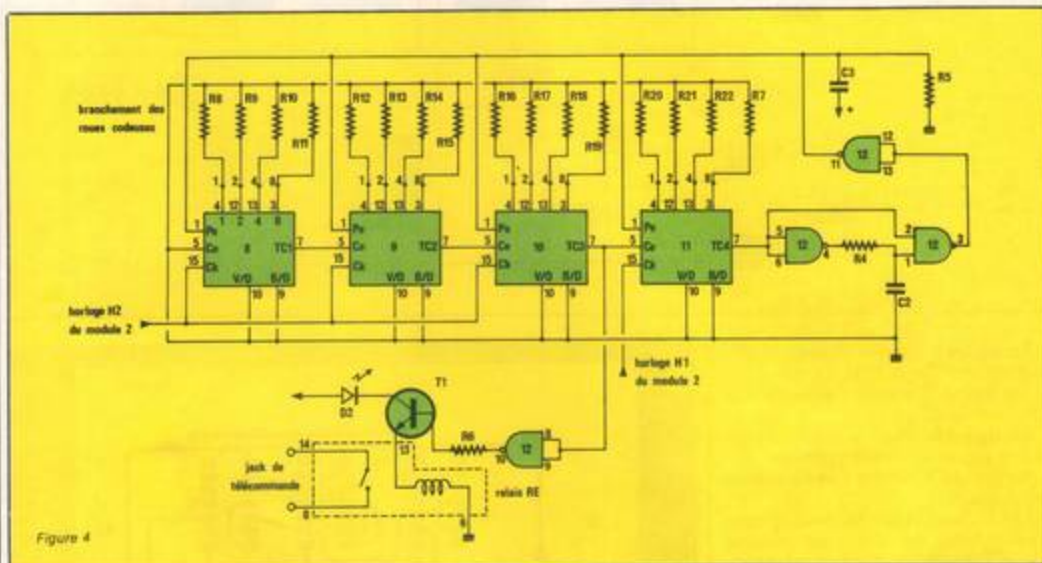


Figure 4

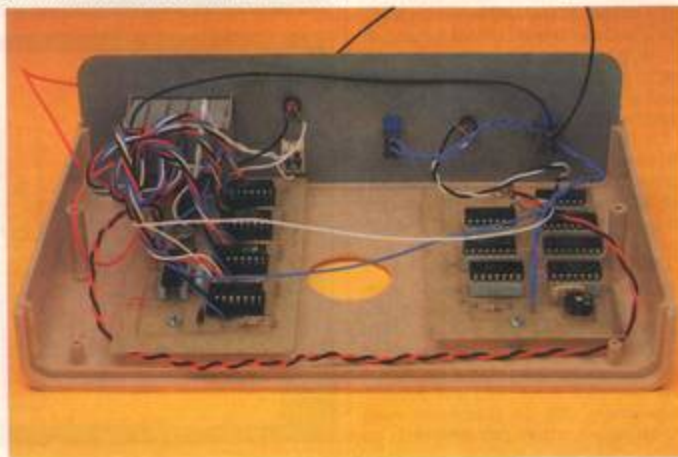
quence de 144 Hz. $144 = 16 \times 9$, donc à l'aide d'un autre boîtier CD4520 dont on utilise l'un des compteurs en 2^4 et l'autre avec l'aide de 2 portes Nand qui détectent le passage à 9 pour faire la remise à zéro, permettent une division par 144. En sortie 14 de ce circuit, on trouve donc une fréquence de 1 Hz, une autre porte Nand permet de faire fonctionner à travers la résistance R, une LED qui par son éclairage indique le bon fonctionnement du système.

La fréquence de 144 Hz va être par ailleurs présentée sur 2 compteurs d'un boîtier CD4518 dont l'un sera « reseté » par sa sortie 8 et l'autre par un décodage du passage par 6 soit $5 + 1$ à l'aide de 2 portes Nand. On obtient ainsi les deux horloges recherchées de 18 et 24 Hz qu'on envoie sur un aiguilleur composé à partir d'un boîtier CD4011 (4 portes Nand); on peut ainsi sélectionner l'une ou l'autre de ces 2 horloges qui constituent la valeur H, présentée sur le circuit 1. La figure 5 donne le schéma théorique de ce module 2.

Réalisation pratique

Le montage s'articule autour de deux circuits imprimés simple face qui sont faciles à réaliser et qui comportent un nombre minimum de

straps. Pas de problème de câblage pour ces circuits imprimés, il faut commencer par poser les straps puis les résistances, les condensateurs, et en dernier les circuits intégrés CMOS; l'utilisation de supports est conseillé mais non impérative.



Réalisation

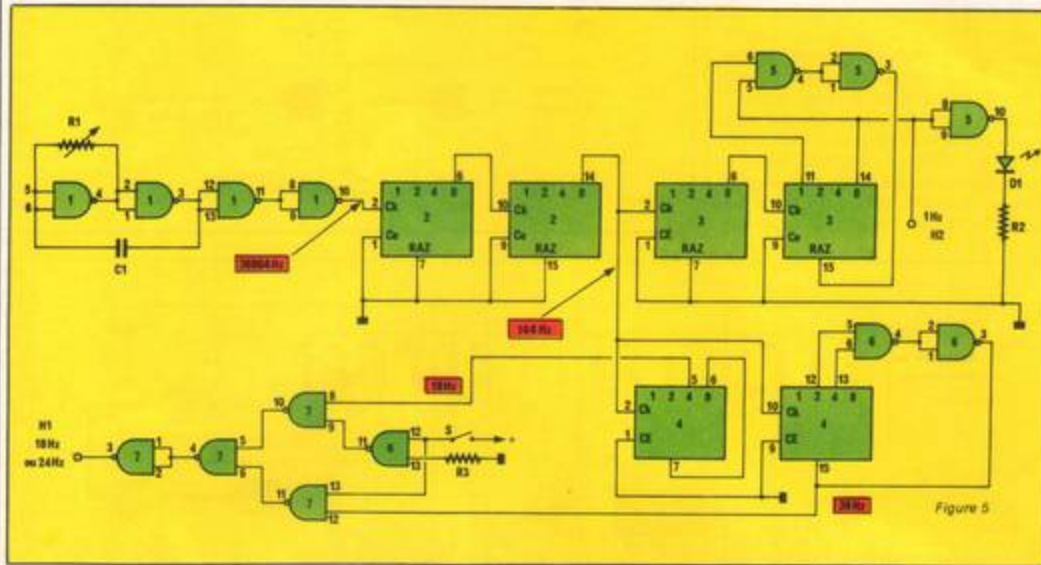


Figure 5

La figure 6 donne le dessin du circuit du module 2, côté cuivre.

La figure 7 donne l'implantation du module 2.

La figure 8 donne le dessin du circuit du module 1 côté cuivre.

La figure 9 donne l'implantation du module 1.

Les liaisons entre les deux circuits sont réduites au minimum puisque l'on a 4 fils de liaison, l'alimentation + et - et les deux horloges H_1 et H_2 . Attention de bien câbler les roues codeuses, car autrement il serait très difficile de faire fonctionner ce système: on ne peut mesurer les temps si les informations rentrées au niveau de la programmation des décompteurs sont fausses.

Le boîtier qui est utilisé est un MMP 220 PM dans lequel on va pratiquer un trou de part en part, verticalement, pour permettre le passage du pied et qui sert aussi de support au système.

La figure 10 présente le traçage nécessaire pour la face avant du boîtier. Cette face avant étant en plastique, attention au tracé et aux coups de scalpel qui laissent des traces!

Le dos de l'appareil reçoit le jack d'alimentation extérieure, on dispose ainsi sur l'appareil d'une alimentation 6 volts par 4 piles bâton ou d'une alimentation secteur avec négatif sur la tête du jack et positif sur le corps; ou encore pour une grande autonomie: cas de prises de vues durant une journée par exemple, on

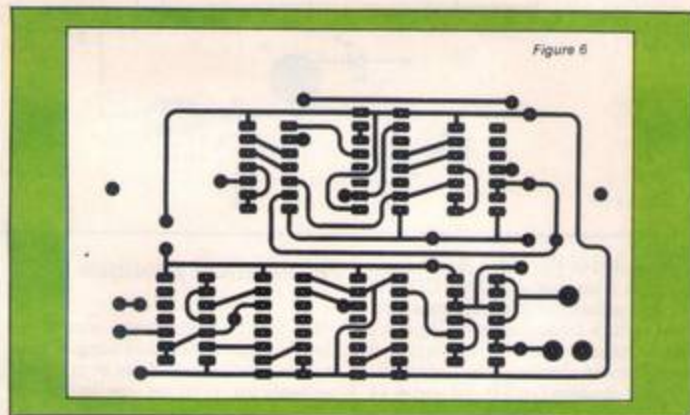


Figure 6

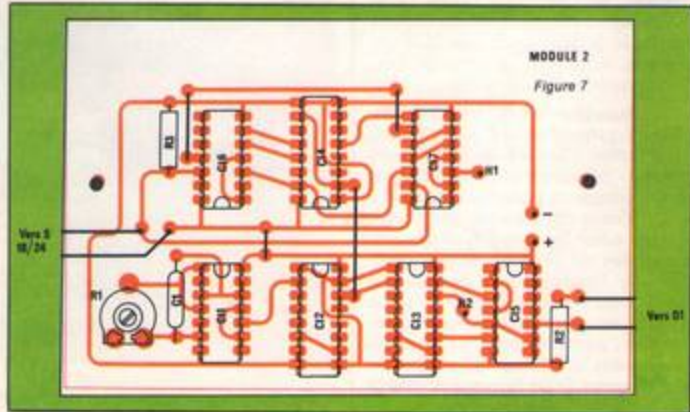


Figure 7

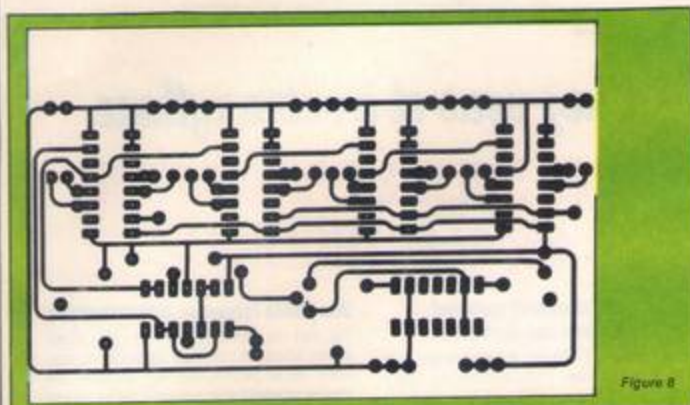


Figure 8

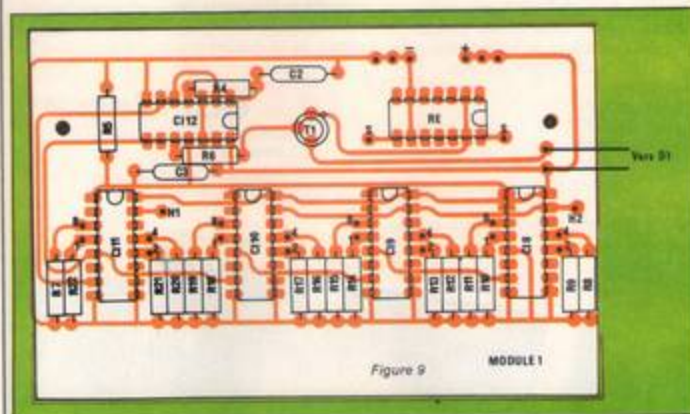


Figure 9

MODULE 1

installe une batterie 6 V de voiture et on ne risque rien.

Réglage

Il y a réglage au singulier car un seul est nécessaire, celui de l'horloge de base puisque tous les compteurs sont synchrones. En plaçant un compteur fréquencemètre sur la patte 10 de IC₁, on doit trouver une fréquence de 36 864 Hz, le réglage se fait à l'aide de R₁ potentiomètre de 22 kΩ. Si l'on ne dispose pas de fréquencemètre, on peut quand même faire un réglage: pour cela on vérifie le bon fonctionnement global du montage puis on programme l'intervalle à 10 secondes. A chaque prise de vue, la LED placée au-dessus du jack de télécommande s'éclaire aussi, on peut mesurer ce temps et régler R₁ pour obtenir un intervalle de 10 secondes. Il n'est pas nécessaire de raccorder la caméra pour les réglages.

Conclusion

Voici donc un appareil qui va vous permettre de piloter votre caméra et donc d'atteindre une autre dimension dans le cinéma d'amateur, celle des infiniment grand... Fixez sur la pellicule l'épanouissement d'une fleur, le déplacement des étoiles... Beaucoup de possibilités s'offrent à vous. N'hésitez pas, le résultat vaut l'effort qui sera entrepris.

B. VUCCINO

Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

- R₁: Ajust. horizontale 22 kΩ
- R₂: 5,6 kΩ
- R₃: 100 kΩ
- R₄: 910 Ω
- R₅: 15 kΩ
- R₆: 5,6 kΩ
- R₇ à R₂₀: 100 Kz

Condensateurs

- C₁: 2,2 nF 100 V MKH
- C₂: 1 μF 25 V
- C₃: 4,7 nF 100 V MKH

Transistors

- T₁: 2 N 3053 ou 2 N 1711

Circuits intégrés

- IC₁: CD 4011 B
- IC₂: CD 4520 B
- IC₃: CD 4520 B
- IC₄: CD 4518 B
- IC₅: CD 4011 B
- IC₆: CD 4011 B
- IC₇: CD 4011 B
- IC₈: CD 4011 B
- IC₉: CD 4029 B
- IC₁₀: CD 4029 B
- IC₁₁: CD 4029 B
- IC₁₂: CD 4029 B
- IC₁₃: CD 4011 B
- IC₁₄: CD 4011 B

Autres semi-conducteurs

- S: interrupteur
- RE: Relais Reed ELEC.TROL PA 304 21051 (boîtier DIL 14)
- Coffret MMP: 220 PM (220 × 140 × 64)
- Roues codeuses (décades)

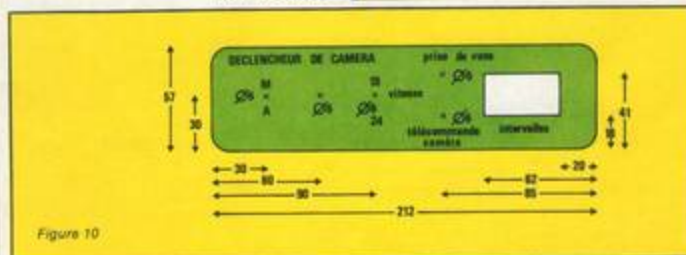


Figure 10

Capacimètre à affichage digital LCD

Temps  Difficulté  Dépense   

Les inscriptions peu lisibles sur les condensateurs posent régulièrement des problèmes aux électroniciens-amateurs : le condensateur est-il encore utilisable, quelle est sa vraie valeur, se situe-t-il encore dans les tolérances nécessaires pour un montage déterminé ? Notre capacimètre aidera alors. Il mesure les capacités entre 10 pF et 2 000 μ F, donc des valeurs rencontrées dans les circuits HF et BF. La valeur exacte est lisible sur un affichage à cristaux liquides. Un tel affichage réduit bien entendu la consommation ; une pile de 9 V suffit pour environ 100 heures de fonctionnement. Avez-vous autant de condensateurs qu'il vous faille 100 heures pour les trier ?



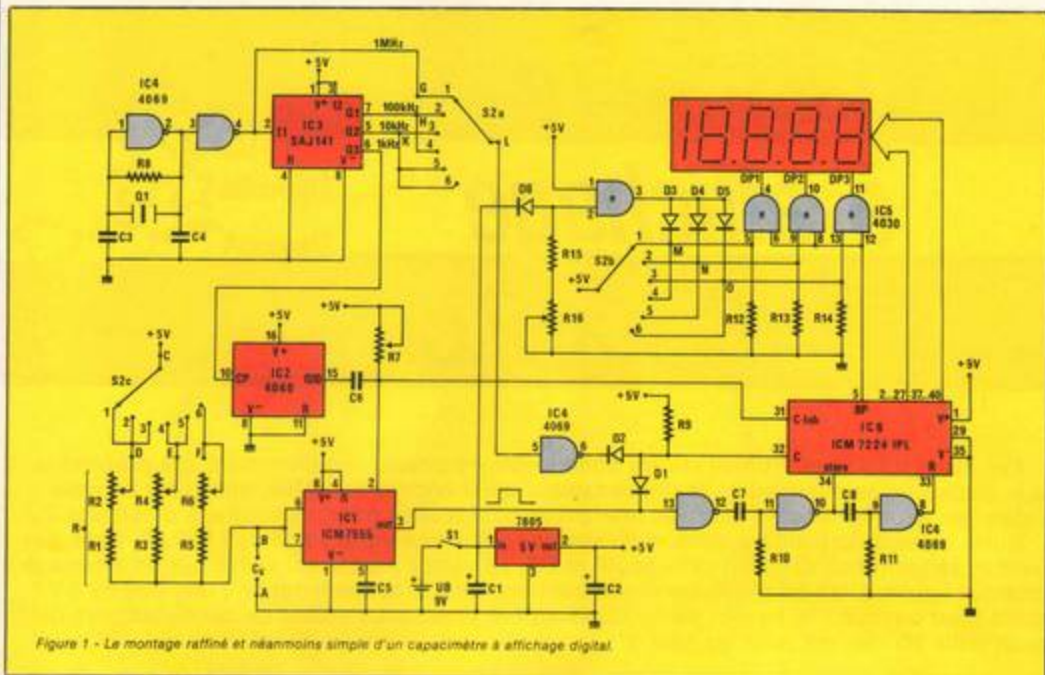
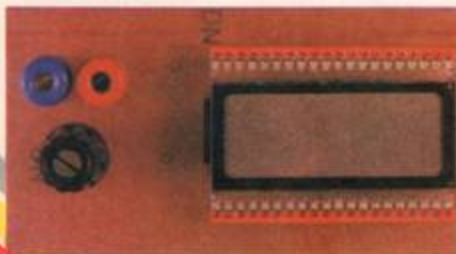
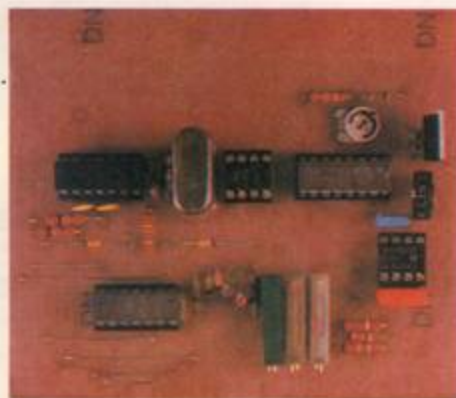


Figure 1 - Le montage raffiné et néanmoins simple d'un capacimètre à affichage digital.

Comment mesure-t-on les capacités ?

Il existe plusieurs méthodes de mesure des capacités. Nous avons choisi la méthode numérique, puisque nous utilisons un affichage numérique. C'est en principe très simple. Une bascule monostable (ou monoflop) a, lorsqu'on la fait basculer, à partir d'une impulsion, de la position de repos à la position travail, un délai de rebasculer qui dépend de la résistance extérieure et du condensateur qui lui est associé. Plus la capacité est grande, plus le délai de rebasculer est long ; il en est de même pour les fortes résistances. Des faibles résistances ou capacités provoquent un rebasculer rapide vers l'état de repos. Si donc nous branchons notre condensateur inconnu (C_x) dans le circuit extérieur d'un monoflop, en association avec les résistances fixes qui y existent déjà pour diverses gammes de mesure, la durée de rebasculer sera plus ou moins rapide selon la valeur du condensateur. Ces temps variables sont utilisés pour ouvrir une porte par laquelle passent les impulsions calibrées d'une horloge à quartz. Selon la valeur du condensateur et la durée de basculer du monoflop, le nombre

d'impulsions entrant dans le compteur sera plus ou moins grand. Nous en déduisons la valeur de la capacité.



Du générateur d'horloge à l'affichage numérique

La figure 1 montre le schéma complet. IC₁ est le monoflop, IC₂ le générateur d'horloge et IC₃ compte et amène le résultat, à travers quelques liaisons (regroupées dans le dessin), à l'afficheur LCD.

Les impulsions d'horloge sont fournies par un générateur à quartz (IC₂) à une fréquence de 1 MHz. Le circuit IC₃ qui lui succède comporte trois compteurs décimaux. Aux sorties Q₁ à Q₃ on dispose de la fréquence du quartz divisée pour descendre à 100 kHz, 10 kHz et 1 kHz pour les diverses gammes de mesure (voir tableau). La fréquence de 1 kHz est appliquée à un compteur binaire (IC₄, broche 10). Ici, elle est divisée par 2¹¹, de sorte qu'à la sortie Q₁₀ il y ait une impulsion toutes les deux secondes. Cette impulsion commande la bascule monostable (IC₅). Selon la valeur du condensateur C_x à mesurer, on obtient à la sortie de IC₅ une impulsion positive plus ou moins longue, dont la durée maximale peut être de 2 s (broche 3).

Nos impulsions d'horloge passent ensuite par le commutateur S 2a et la diode D₁ pour parvenir au compteur IC₃; mais seulement aussi longtemps qu'il y a une impulsion positive sur la diode D₁ (durée d'ouverture de porte). Lorsque cette durée d'ouverture est terminée, c'est-à-dire lorsque le monoflop IC₁ rebascule dans son état de repos, deux portes inverseuses (IC₄, en bas) et C₇ donnent à la broche 34 du compteur (store) l'ordre de transférer son contenu sur l'afficheur LCD. Peu après, C₈ et une autre porte inverseuse (IC₄) remettent à zéro le compteur IC₃. Le compteur conserve la valeur jusqu'à la fin de l'impulsion suivante de durée d'ouverture de porte du monoflop.

Le problème du zéro

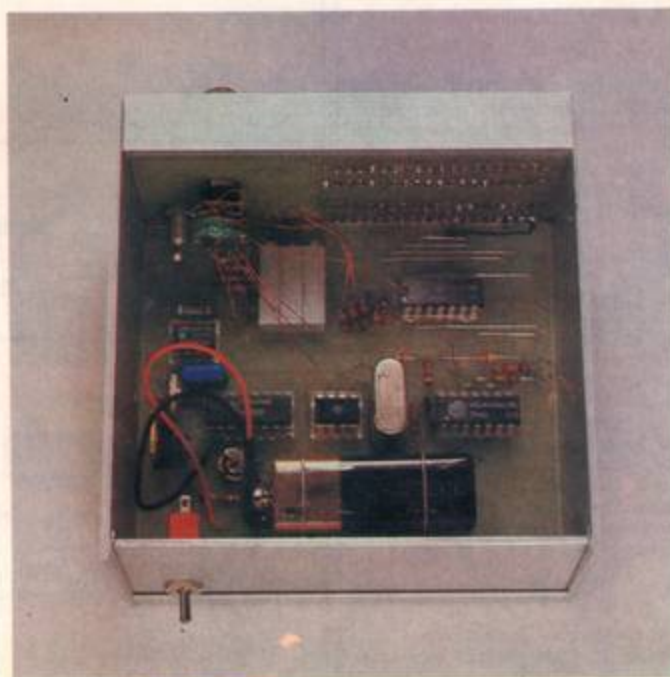
Dans la plus petite gamme de mesure (à partir de 1 pF), les valeurs de capacité doivent encore être mesurées avec une certaine précision. Ce qui n'est pas toujours très facile à réaliser. Car il faut bien câbler le commutateur S₂, et parfois nous mesurons des condensateurs à l'aide de cordons de mesure. Ce qui provoque déjà l'affichage d'une capacité bien qu'il n'y ait aucun condensateur de branché sur l'appareil.

Une possibilité simple de mesurer néanmoins des valeurs de capacité de 1 pF consiste, après le déclenchement du monoflop IC₁, à bloquer l'entrée du compteur IC₃ par sa broche 31 pendant une durée déterminée. De sorte que les premières impulsions entrant dans le compteur, par la broche 32, et qui provoqueraient un affichage par la suite, soient éliminées. On ne tient donc aucun compte des capacités réparties du câblage. La durée de blocage du compteur (IC₃) est réglée à l'aide de la résistance ajustable R₇ de telle sorte que lorsque les bornes d'entrées sont en l'air, l'affichage indique zéro. Le réglage du zéro peut évidemment également se faire avec un adaptateur de mesure raccordé à l'entrée, ou des cordons de mesure.

Pour la commande du point décimal, on a prévu trois portes OU exclusif (IC₆). Le point décimal est commuté par le commutateur de gammes. De plus, les trois points décimaux allumés simultanément indiquent une faiblesse de la tension de la pile. Lorsque la tension de la pile tombe à environ 7 V, les diodes D₂ à D₅ commandent les points décimaux. La résistance ajustable R₁₀ permet de régler le seuil d'affichage simultané des trois points décimaux.

Quelques mots sur l'étalonnage

Commençons par mesurer la consommation après avoir mis l'appareil sous tension. Si elle se situe entre 8 mA et 12 mA, la mise en place des composants est correcte. En même temps, nous vérifions la tension de sortie de 5 V du stabilisateur (7805). Et si le générateur 1 MHz à quartz oscille, nous pouvons régler à mi-course les potentiomètres R₁, R₂ et R₃ du monoflop. Nous placerons le commutateur de gamme S₂ sur la gamme 1 (voir tableau). Aux bornes de mesure A et B, nous brancherons directement un condensateur de capacité connue. A l'aide de R₁, nous réglerons la combinaison R₅/C_x de telle sorte que notre afficheur LCD nous indique la valeur réelle de la capacité. Immédiatement après cette mesure, nous réglons encore une fois le zéro à l'aide de R₇, à titre de vérification. Par ailleurs, cet alignement a aligné en même temps les gammes 2 et 3. On étalonne les gammes 4 à 6 de la même façon, à la différence près que les valeurs des condensateurs doivent correspondre à la gamme considérée. Mais la résistance ajustable R₇ ne doit plus



Réalisation

Gamme de mesure	Résolution	Fréquence d'horloge	Résistance série R ₁
1 20,000 nF	1 pF	1 000 kHz	1 000 kΩ
2 200,00 nF	10 pF	100 kHz	1 000 kΩ
3 2000,0 nF	100 pF	10 kHz	1 000 kΩ
4 20,000 μF	1 nF	100 kHz	10 kΩ
5 200,00 μF	10 nF	10 kHz	10 kΩ
6 2000,0 μF	100 nF	10 kHz	1 kΩ

Tableau des gammes de mesure 1 à 6

être dérégulée pendant l'étalonnage des gammes 4 à 6.

Et maintenant le dernier réglage : l'indication de tension insuffisante par allumage simultané des points décimaux.

On remplacera provisoirement la pile de 9 V par une alimentation de 7 V, pour le réglage de R₁₁. On règle cet ajustable jusqu'à ce que les trois points décimaux s'allument simultanément ; le montage reconnaît désormais une tension d'alimentation trop faible. Mais n'ayez aucun souci : la faible consommation ne fait baisser la tension de pile qu'après une centaine d'heures de fonctionnement.

Quelques conseils pour le montage

Les segments LCD inutilisés seront reliés à la borne BP (backplatine), pour interdire toute fausse mesure par suite de charges statiques éventuelles.

Les dessins des circuits imprimés sont indiqués dans la figure 2 et 4. Lorsque les deux circuits sont garnis selon les plans d'implantation des figures 3 et 5, on les soude entre eux selon un angle de 90°. Les points de soudage sont faciles à déterminer, les connexions étant prolongées jusqu'au bord des platines. Attention pendant la soudure : les connexions risquent de se décoller !

On montera les circuits intégrés sur des supports, à l'exception de IC₁ qui, pour des raisons d'encombrement, doit être soudé sous l'afficheur LCD. Les dimensions des circuits permettent de les monter dans un coffret de 100 × 100 × 60 mm.

Pratique des mesures

IC₁, lorsqu'il commande l'affichage du 1 de gauche (sur l'afficheur, ce qu'on nomme le « demi »

digit), signale le « report ». On n'indique donc pas de dépassement au-delà de 19 999. Donc un conseil : si, durant une mesure, le 1 de gauche est affiché, il est préférable de passer à la gamme immédiatement supérieure, afin de s'assurer qu'il n'y a pas eu de double report. Le 1 disparaîtra alors, et le résultat de la mesure est fiable : on évite ainsi toute fausse mesure par dépassement.

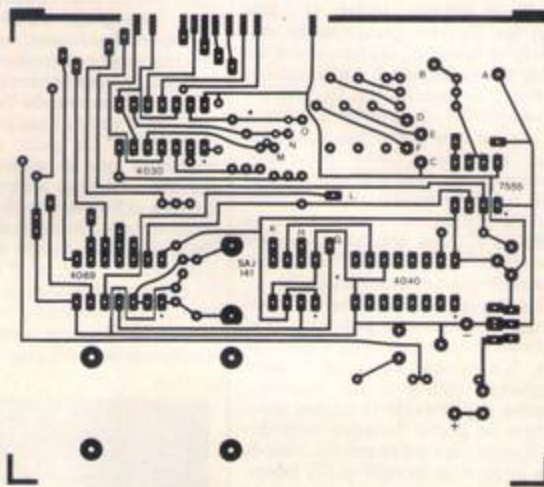
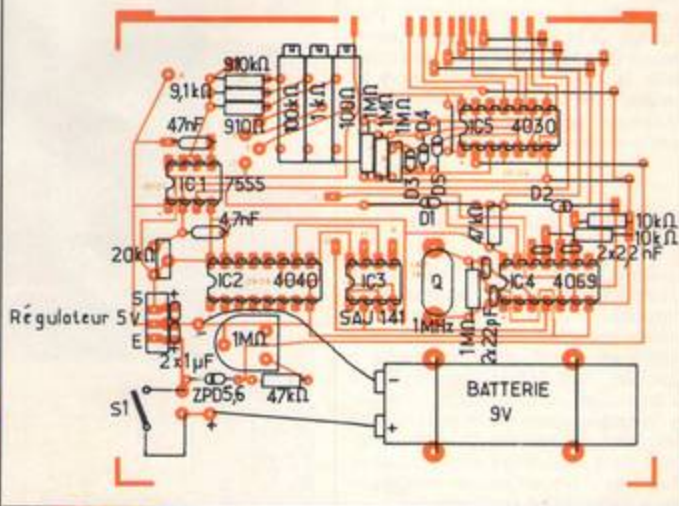


Figure 2 - Tracé de la carte principale.

Figure 3 - Le plan d'implantation.



Réalisation

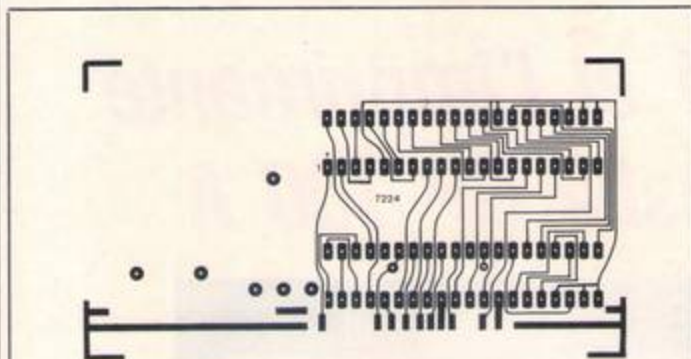


Figure 4 - Carte d'implantation des afficheurs.

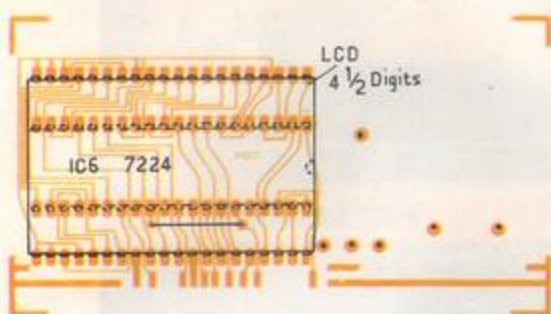


Figure 5

Liste des composants

Résistances 0,25 W

- 1 910 Ω
- 1 9,1 k Ω
- 2 10 k Ω
- 2 47 k Ω
- 1 910 k Ω
- 4 1 M Ω

Résistances ajustables

- 1 100 Ω , multitours
- 1 1 k Ω , multitours
- 1 20 k Ω , multitours
- 1 100 k Ω , multitours
- 1 1 M Ω

Condensateurs, min. 16 V

- 2 22 nF
- 2 2,2 nF
- 1 4,7 nF
- 1 47 nF
- 2 1 μ F (chimiques)

Semiconducteurs

- 1 diode Zener 5,6 V
- 5 diodes 1N4148
- 1 SAJ 141, compteur à décades (Siemens)
- 1 4030, 4 portes EXOR
- 1 4040, compteur binaire à 14 étages
- 1 4069, sextuple inverseur
- 1 ICM 7224, compteur à 4 1/2 digits, décodeur, driver de LCD
- 1 ICM 7555, timer CMOS
- 1 stabilisateur de tension 7805 ou 78LD5 (boîtier TO220 ou TO92)

Divers

- 1 quartz (1 MHz)
- 1 interrupteur à bascule
- 1 commutateur 3 x 6 positions
- 1 afficheur LCD 4,5 digits Hamlin ou RTC réf. LC513041
- 1 coffret RETEX
- 1 pile 9 V
- 2 circuits imprimés

SONEREL

RUWIDO



Potentiomètre rectiligne de qualité. A piste carbone

SONEREL

SFERNICE P 11VZ



Potentiomètre rotatif de qualité à piste Cermet

SONEREL

SFERNICE T7YA T7X



Trimers mono et multitours à piste Cermet

33, rue de la Colonie
75013 PARIS - 580.10.21

Comptoir Détail :
3, rue Brown-Séguard
75015 PARIS

Vente par correspondance
Catalogue gratuit sur demande

L'Oric-1 et l'imprimante Seikosha GP 100 A

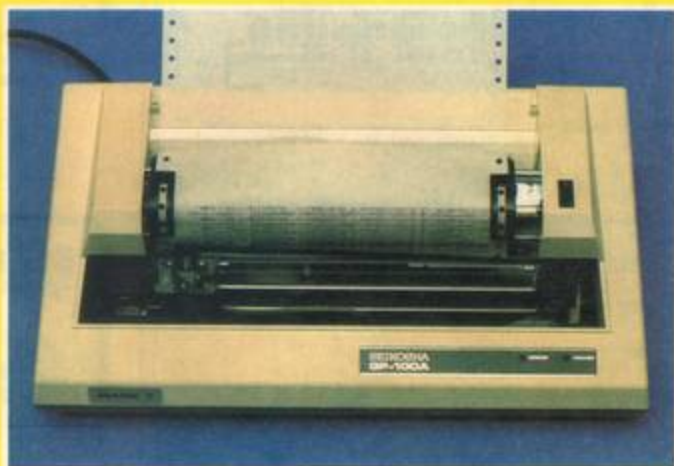


Figure 1 - Bien que son prix la rende accessible à l'amateur, l'imprimante Seikosha GP 100 A est construite selon des normes très strictes, et peut s'insérer sans démeriter dans un système semi-professionnel. La qualité et la rapidité de sa frappe lui ouvrent un vaste domaine d'applications.

L'Oric-1 est l'un des ordinateurs individuels les plus répandus dans le grand public après le ZX 81, alors que l'imprimante SEIKOSHA GP 100 A semble s'imposer comme pratiquement la seule imprimante « papier ordinaire » d'un prix accessible à l'amateur.

Il est donc intéressant d'étudier les modalités d'association de ces deux machines, ainsi que les applications possibles du système semi-professionnel ainsi constitué.

Compatibilité entre l'Oric-1 et la GP 100 A

Un bruit étrange, venu d'ailleurs (de Grande-Bretagne), a couru quelques temps, selon lequel l'imprimante GP 100 A, lorsqu'elle était connectée à l'Oric-1, bloquait complètement la machine! Le port Centronics de l'ordinateur a alors été accusé un peu hâtivement!

En fait, une petite série d'imprimantes défectueuses est sortie, à l'époque, des usines nipponnes, et le hasard a voulu qu'un confrère britannique en reçoive une.

Aujourd'hui, l'incident est clos et nous avons pu vérifier le parfait fonctionnement de l'ensemble.

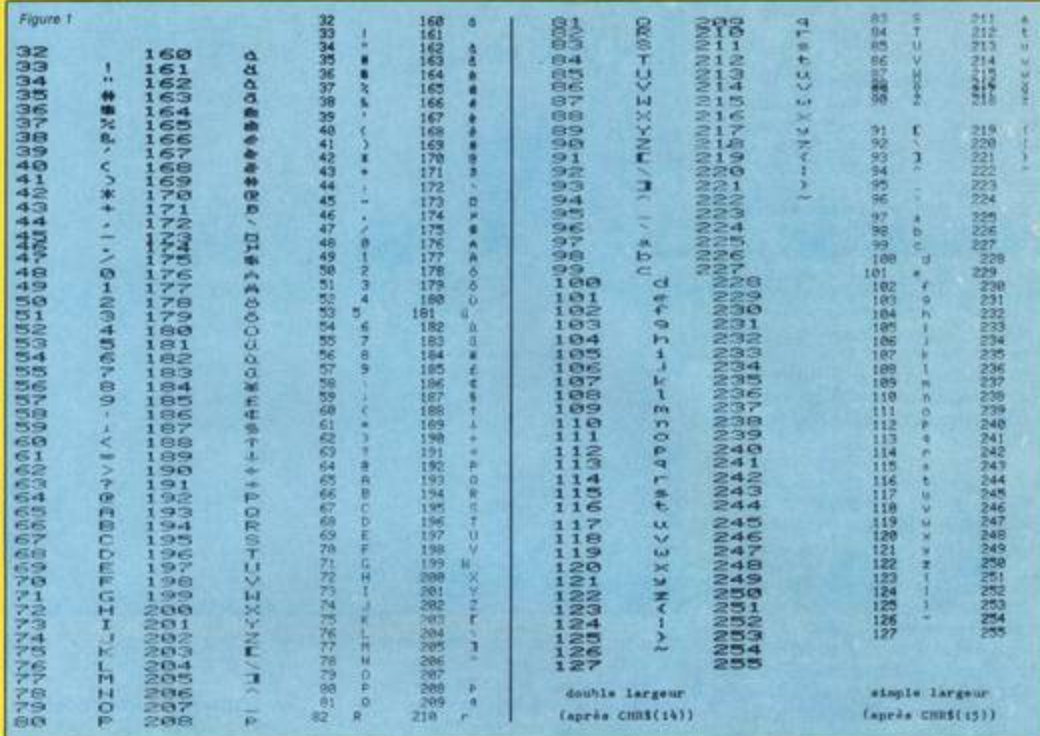
L'Oric-1 est muni d'une interface parallèle de type Centronics qui, bien simplifiée, permet le raccordement de toute imprimante conforme à ce standard très répandu.

Les instructions LPRINT et LLIST du Basic permettent de faire parvenir à l'imprimante les caractères à imprimer.

Le manuel de l'Oric-1 « expédie » en une page et demie le sujet de l'adaptation d'une imprimante, passant sous silence la plupart des indications vraiment utiles.

Une mise en garde est tout de même formulée, quant à la nécessité de vérifier la concordance des jeux de caractères des deux machines.

En effet, la figure 1 reproduit le jeu de caractères imprimables de la machine, lequel est pratiquement identique à celui de l'Oric-1 (voir page 148 du manuel). Les rares exceptions (signe £ par exemple) ne sont guère gênantes pour un utilisateur français. On remarque cependant un jeu de caractères annexe (codes 160 à 222), et surtout des codes ASCII qui ne semblent correspondre à rien (en dessous de 32 et au dessus de 222). La plupart de ces codes sont en



effet ignorés par l'imprimante, mais quelques-uns agissent en tant que caractères de contrôle: ils ne sont pas imprimés, mais commandent des fonctions spéciales de l'imprimante (retour à la ligne, avance papier, etc.).

Avec l'Oric-1, seuls deux de ces codes présentent un réel intérêt pour l'utilisateur:

CHR\$(14) sélectionne le mode «double largeur», fort utile pour mettre en valeur certaines portions d'un texte imprimé.

CHR\$(15) ramène l'imprimante au mode normal «simple largeur». On notera bien que l'effet de ces commandes est définitif, jusqu'à réception du contre-ordre ou mise hors tension de l'imprimante pendant au moins deux secondes.

Ainsi, le lancement de la commande manuelle:

LPRINT CHR\$(14) (return)

aura pour effet de faire imprimer en double largeur tous les textes (listings compris) que l'Oric-1 dirigera sur l'imprimante. Un simple:

LPRINT CHR\$(15) (return)

remettra tout dans l'ordre.

Bien entendu, ces fonctionnements supposent que l'Oric-1 soit relié à la GP 100A par un cordon d'interface approprié.



Figure 2 - Le connecteur normalisé de l'interface Centronics permet à la GP 100 de fonctionner en liaison avec la plupart des ordinateurs du marché.

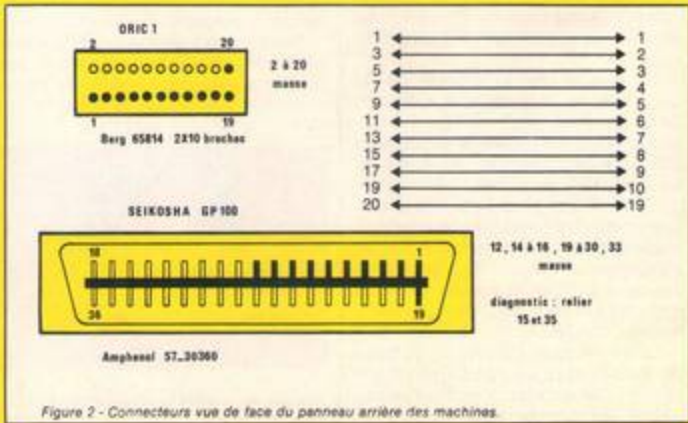


Figure 2 - Connecteurs vue de face du panneau arrière des machines.

Raccordement de la GP 100A à l'Oric-1

L'imprimante Seikosha GP 100A est présentée par son importateur comme une machine pratiquement universelle, capable d'être « mariée » avec la plupart des ordinateurs du marché. Il existe en effet une large gamme d'accessoires spécialement étudiés pour assurer la liaison imprimante-ordinateur dans presque tous les cas de figure.

Le cas de l'Oric-1 est l'un des plus simples qui soient, puisqu'une interface Centronics est incorporée dans la machine. Il suffit donc d'un simple cordon reliant « fil à fil » la prise normalisée de l'imprimante à celle, non normalisée, de l'ordinateur.

On trouve dans le commerce des cordons spécialement réalisés pour l'Oric-1, à des prix variant du simple au double d'un point de vente à un autre.

Il est cependant très facile de fabriquer par soi-même un tel câble, à condition d'arriver à se procurer les connecteurs nécessaires.

La figure 2 fournit à cet effet les brochages des deux prises, les références des connecteurs à utiliser, et la liste des raccordements indispensables (11 fils).

Théoriquement, en effet, un seul fil de masse est suffisant, mais si la longueur du câble dépasse un mètre (deux au maximum), des phénomènes d'induction entre conducteurs voisins risquent de causer des perturbations.

Si du câble en nappe est utilisé, on conseille d'intercaler un fil de masse entre chaque conducteur « actif » et son voisin.

Avec du câble multipaires (téléphonique), on n'utilisera pour les signaux qu'un seul fil par paire, le second étant relié à la masse.

C'est pour faciliter ce montage que de nombreuses broches de masse sont disponibles sur chacun des deux connecteurs.

Lors de la réalisation d'un tel cordon, il est bien sûr vital d'éviter toute erreur, dont les conséquences sur les machines pourraient être funestes...

En cas de doute sur la santé de l'imprimante, on pourra déclencher une procédure de test en reliant les broches 15 et 35 de son connecteur: une impression continue de tout le jeu de caractères démarrera alors, pour ne cesser que lorsque la liaison sera supprimée. On peut ainsi localiser la panne éventuelle pouvant

```

1 CLS:PRINTCHR$(20)
2 PRINT"LARGEUR D'IMPRESSION ? (caractères)";N
3 INPUT N
4 PRINT"MARGE DE GAUCHE ? (caractères)";M
5 INPUT M
6 B$="":FORF=0TOM
7 B$=B$+" "
8 NEXT F
9 PRINT
15 GETA$
20 IFASC(A$)=13THEN100
25 IFASC(A$)=127THEN6
27 IFASC(A$)=27THEN2
30 PRINTA$;
40 B$=B$+A$
50 IFLEN(B$)>NTHENPING
55 IFLEN(B$)>66THEN100
60 GOTO15
100 CLS
110 PRINTB$
120 LPRINTB$
130 GOTO6
140 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE

```

Figure 3

affecter l'imprimante, l'ordinateur, ou tout simplement le cordon.

Insistons sur le fait qu'une imprimante est un organe mécanique délicat, exigeant certains soins décrits dans la notice. On lira donc soigneusement ce document avant toute tentative d'utilisation!

Applications de l'ensemble Oric-GP 100

L'adjonction d'une imprimante papier ordinaire à un ordinateur muni d'un clavier confortable ouvre la porte à toute une gamme d'applications semi-professionnelles, en plus du simple listage des programmes.

La qualité de la frappe de la GP 100A, et la possibilité d'obtenir deux doubles carbone ou autocopiants permet d'utiliser le système en machine de traitement de textes ou en facturière simplifiée.

Ce n'est que pour le courrier « de prestige » que le recours à une machine offrant une plus belle frappe s'imposera vraiment. Également, le mode « double largeur » pourra s'avérer fort utile pour l'édition d'étiquettes d'expédition.

Le très simple logiciel de la figure 3 transforme pratiquement l'Oric-1 en machine à écrire électronique: les marges peuvent être ré-

glées à partir du clavier, même en cours de frappe grâce à la touche ESCAPE.

Une sonnerie avertit l'opérateur qu'il atteint la limite qu'il s'est fixée, mais un retour à la ligne automatique intervient dès que la largeur imprimable risque d'être dépassée.

La ligne en cours de création est visualisée en permanence à l'écran, et ne sera imprimée sur papier que lorsque RETURN sera pressée, après contrôle visuel.

Si une erreur a été commise, la touche DEL permet de recommencer la ligne, sans pour autant que la version défectueuse ne se trouve effacée: une comparaison permanente est donc possible.

Avec le programme de la figure 4, nous abordons véritablement les choses sérieuses: chargé en treize secondes à partir de sa cassette, ce



Figure 4 - Un exemple de cordon du commerce (Elix Informatique).

```

10 PRINT"DATE ?"
20 INPUT#
30 CLS
40 PRINT"CODE CLIENT ?"
50 INPUT#
60 IFC#="1"THEN300
70 IFC#="2"THEN400
80 IFC#="3"THEN500
100 PRINT"RAISON SOCIALE ?"
110 INPUT#
115 PRINTCHR$(20)
120 PRINT"ADRESSE ?"
130 INPUT#
140 INPUT#
145 PRINTCHR$(20)
150 INPUT#
160 PRINT" TVA ? 0/N RETURN"
170 INPUT#
180 PRINT"ESCOMPTE ? 0/N RETURN"
190 INPUT#
200 GOTO900
300 R#="SOCIETEIXE"
310 R#="36 Rue de Dunkerque"
320 V#="75009 PARIS"
340 T#="0"
350 E#="0"
360 GOTO900
400 R#="Monsieur F. DUPONT"
410 R#="Residence Les Robinets"
420 D#="45 Allée de la Fuite"
430 V#="92000 NANTERRE"
440 T#="0"
450 E#="N"
460 GOTO900
500 R#="SOCIETE YREC"
510 R#="3 Avenue de la Frite"
520 D#="1000 BRUXELLES"
530 V#=" BELGIQUE"
540 T#="N"
550 E#="0"
560 GOTO900
900 CLS
910 PRINT"LIBELLE DE LA FACTURE (3 LIGNES)"
911 PRINT
915 PRINTCHR$(20)
920 INPUT#
921 INPUT#
922 INPUT#
930 PRINTCHR$(20)
940 PRINT"Montant H.T. ?"
950 INPUT#
1000 LPRINT"Alexis BOUCHETROU"
1010 LPRINT"Artisan Plombier"
1020 LPRINT"23 Rue de la Poivre"
1030 LPRINT"75014 PARIS"
1040 LPRINT"Tel: 707 00 00"
1050 LPRINT"RC en cours"
1060 LPRINT
1070 LPRINT
1100 LPRINT
1101 LPRINT
1110 LPRINTTAB(55:R#)
1111 LPRINTTAB(55:V#)
1112 LPRINTTAB(55:D#)
1113 LPRINTTAB(55:V#)
1114 LPRINT
1115 LPRINT
1116 LPRINT
1117 LPRINTTAB(55:CHR$(14)):"FACTURE"CHR$(15)
1118 LPRINT
112 LPRINT#
1121 LPRINT#
1122 LPRINT#
1130 LPRINT
1140 LPRINT
1150 LPRINT"Montant H.T....."TAB(50)M
1160 E#
1170 IFE#="0"THEN#(INT(3M)/100)
1175 IFE#="0"THENLPRINT"escompte 3% ..... "TAB(50)E
1180 IFE#="0"THENLPRINT"Net Hors Taxes....."TAB(50)M-E
1190 LPRINT
1195 TVA#0
1200 IFT#="0"THEN TVA#(INT(18.6M*(M-E)/100)
1210 IFT#="0"THENLPRINT"T.V.R. 18.60 % ..... "TAB(50)TVR
1220 LPRINT
1230 LPRINTTAB(48)":"
1240 LPRINT
1250 LPRINT"NET A PAYER T.T.C. ("TAB(50)M-E+TVR) " FF"
1260 LPRINT
1270 LPRINT
1280 IFT#="N"THENLPRINT"Operation exoneree de T.V.R."
1310 RUN
1320 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEILLE

```

Figure 4

logiciel est capable d'éditer entièrement une facture complète en trente secondes!

Ce programme, qui pourra intéresser bon nombre d'artisans ou petits entrepreneurs individuels, doit être considéré comme un canevas sur lequel chacun greffera les lignes de programme nécessaires à ses besoins particuliers. Cependant, ces lignes seront directement calculées sur celles fournies à titre d'exemple, et de très faibles connaissances en matière de programmation suffiront amplement.

Le logiciel peut fonctionner de deux manières: ou bien l'opérateur indique un code correspondant à un client habituel, dont les coordonnées ont été programmées à l'avance, ou alors il fournit un code inconnu auquel cas la machine réclame les données dont elle a besoin: raison sociale (ou nom), adresse (sur deux lignes), code postal et ville, puis des informations plus spécialisées (client assujéti ou non à la TVA, et bénéficiant ou non d'un escompte).

Le libellé de la facture (descriptif de la fourniture ou de la prestation) doit tenir sur trois lignes, les lignes vides étant entrées sous forme d'un espace: en effet, l'Oric-1 n'affecte pas une chaîne vide à une pression sur RETURN lorsqu'une chaîne est attendue. La même remarque vaut pour les adresses n'exigeant que trois lignes au lieu de quatre.

Dès que l'opérateur valide le montant Hors Taxes à facturer, la machine se charge de tout, y compris de l'impression de l'en-tête et des calculs de pourcentages avec arrondi à deux décimales!

Le résultat est un document conforme au spécimen reproduit à la figure 5, qui peut sans difficulté être inséré, après pliage, dans une enveloppe à fenêtre standard. De très bons doubles peuvent être obtenus au cours de la même frappe, soit par carbone, soit au moyen de papier paravent autocopiant (de préférence non zoné).

Il serait facile de modifier les divers éléments constituant la facture, le principal intérêt de notre exemple étant de bien montrer les principes de mise en page utilisés sur l'imprimante GP 100 connectée à l'Oric-1.

Il a fallu, en particulier, tenir compte des facéties de la fonction TAB, décalée de treize colonnes par rapport à la normale, et qui tient assez malencontreusement compte des impressions antérieures...

Alain BOUCHETROU
Artisan Plombier
23 Rue de la Pompe
75016 PARIS
Tel: 707 00 00
RC en cours

Paris, le 00/00/83

SOCIETE IXE
36 Rue de Dunkerque
75009 PARIS

FACTURE

Debouchage evier
Reglage chauffe-eau

Montant H.T.....	158.5
-escompte 3%	4.75
Net Hors Taxes.....	153.75
T.V.A. 18.60 %	28.59

NET A PAYER T.T.C. :	182.34 FF

Quoi qu'il en soit, nous pensons avoir réussi à démontrer que, malgré son coût réduit, le système Oric-1/GP 100A/moniteur TV est capable de rendre d'appréciables services au sein d'une petite entreprise, à condition de le munir d'une bibliothèque de logiciels conçus dans ce but précis.

La rapidité de chargement des programmes enregistrés sur cassette, et la qualité de présentation des documents imprimés par la GP 100A sont les deux atouts déterminants de ce système pour un usage professionnel ou semi-professionnel.

Patrick GUEULE



Figure 3 - L'Oric-1 est précisément muni d'une sortie Centronics: un simple cordon suffira donc pour réaliser l'interface avec la GP 100.

Un générateur de fonctions simple

Temps 
 Difficulté 
 Dépense 

Un générateur de fonctions simple est très utile dans un laboratoire d'amateur, mais, s'il doit aussi être facile à construire, nous souhaitons également nous rapprocher des caractéristiques des appareils professionnels. Si nous négligeons les transistors de l'amplificateur de sortie, ce montage avec deux amplificateurs opérationnels et un transistor à effet de champ nous donne un très bon résultat.

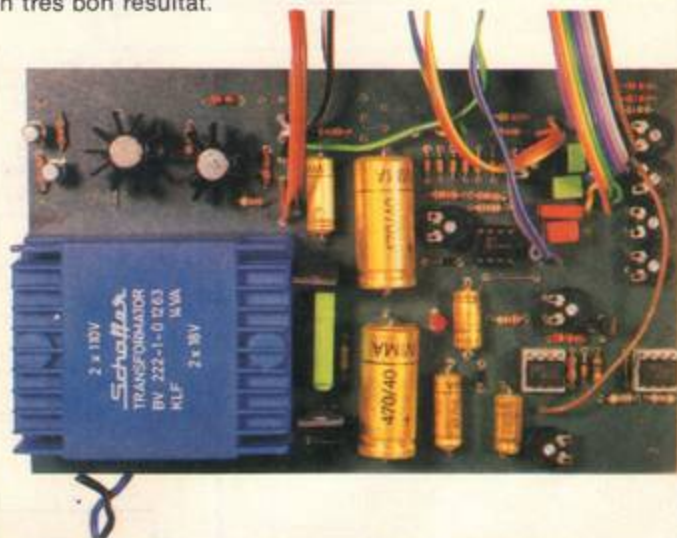
Commençons par définir ce que nous demandons à ce générateur de fonctions. Il ne s'agit pas de délivrer un brillant signal sinusoïdal à très faible distorsion. De même que nous n'exigeons pas des flancs très raides des signaux rectangulaires. Il doit nous fournir des signaux de contrôle de diverses formes pour les sous-ensembles passifs ou actifs. Notre générateur de fonctions n'est pas mesquin, il délivre :

- un signal sinusoïdal : 2,5 V ou 10 V_{osc} avec 3,5 % de distorsion par harmonique 3
- un signal rectangulaire (symétrique) : 10 V_{osc}
- un signal rectangulaire (asymétrique) positif
- un signal rectangulaire (asymétrique) négatif
- un signal triangulaire 10 V_{osc}
- un signal en dents de scie (rampe ascendante)
- un signal en dents de scie (rampe descendante)

Donc sept types de signaux dans une gamme de fréquences utilisables de 0,3 Hz à 30 kHz. L'amplitude du signal est réglable. De plus, il est possible de décaler le signal par un offset de tension continue réglable. Le tout sur une sortie d'impédance interne 50 Ω.

Venons-en au schéma

Considérons le montage de la figure 1, en commençant par le plus simple : l'alimentation. Un transformateur à deux enroulements 18 V (0,5 A), un redresseur en pont, fonctionnant ici en redresseur à deux alternances avec les deux enroulements du transformateur, et un régulateur de tension positif, ainsi qu'un régulateur de tension négati-

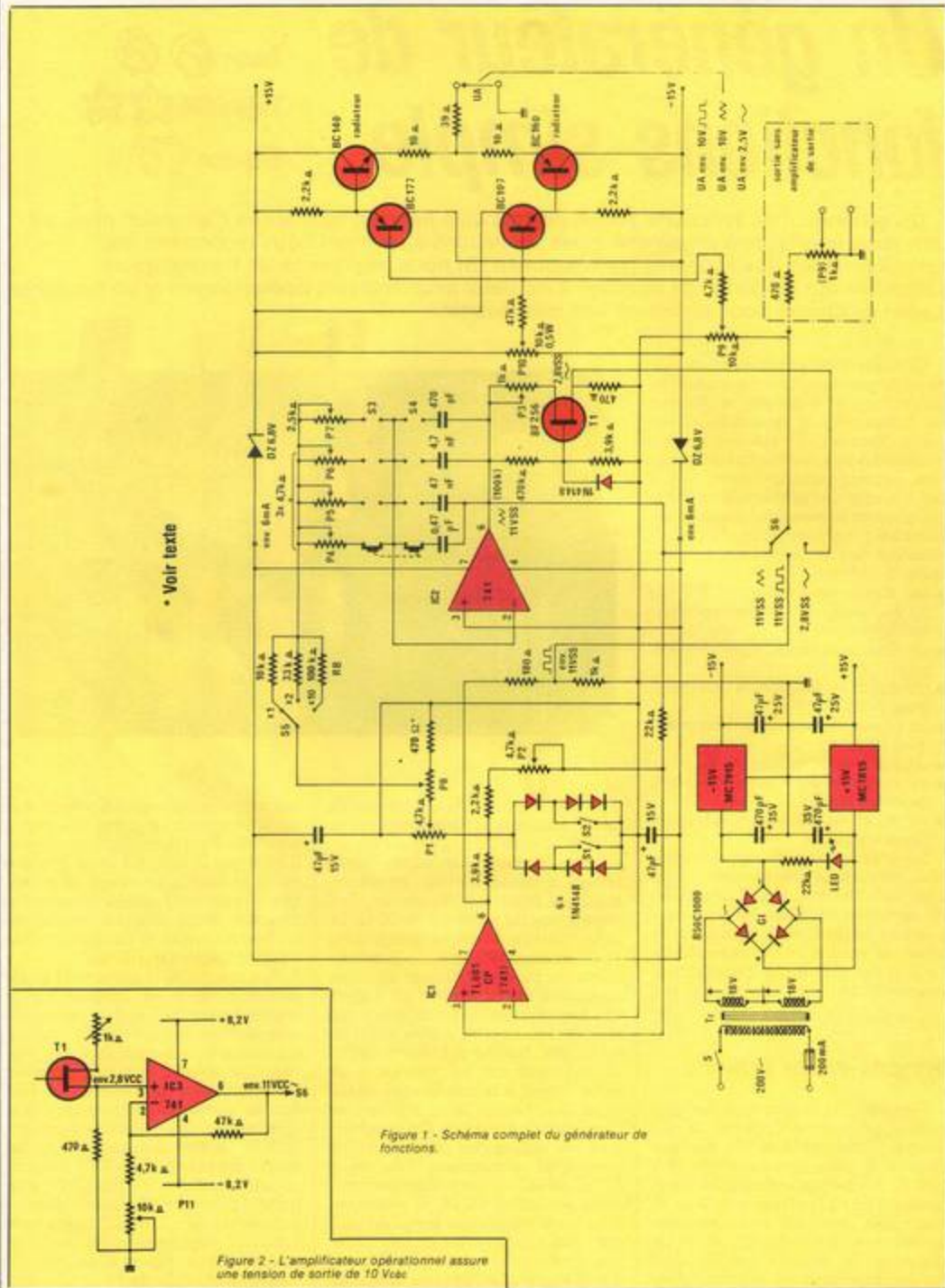


ve. Ces composants fournissent les deux tensions d'alimentation de +15 V et -15 V.

L'amplificateur de sortie, avec l'étage complémentaire, est également très facile à comprendre. Son impédance de sortie est de 50 Ω. Le potentiomètre P₁ règle l'amplitude de la tension de sortie. Le potentiomètre P₁₀ permet d'ajuster un offset de tension continue de ±15 V environ. Les réglages de tension de sortie et d'offset réagissent légèrement l'un sur l'autre. Ne pas oublier de placer un radiateur sur les transistors de sortie. Il n'est pas absolument nécessaire, pour l'étage final, d'utiliser les transistors indiqués ici. On peut bien entendu utiliser des paires complémentaires similaires. Les deux BC107 et BC177 sont alors des modèles en boîtier TO18 ou plastique. Pour les transistors de sortie, on utilisera des modèles en boîtier TO39. Les circuits de sortie qui viennent d'être étudiés ne sont pas obligatoi-

rement nécessaires sous cette forme, mais le circuit imprimé est prévu pour eux. Pour de nombreux usages, il suffit que P₁ (indiqué dans le cadre en traits interrompus) soit un potentiomètre de 1 kΩ relié directement à la sortie, mais alors la commande d'offset manque, et surtout la sortie basse impédance à 50 Ω.

Remontons de la sortie vers le générateur, et nous rencontrons le commutateur S₁. Celui-ci permet de sélectionner la forme du signal, « triangle », « rectangle » ou « sinus ». La tension en triangulaires et rectangulaires est d'environ 11 V_{osc}. Sur la sortie complémentaire non chargée, on dispose alors d'environ 10 V_{osc}. Le signal sinusoïdal, qui se trouve sur la source de T₁, a une amplitude d'environ 2,8 V_{osc}. Si on souhaite également 10 V_{osc} en sinusoïdal, on utilise un amplificateur opérationnel supplémentaire selon le schéma de la figure 2. Le réglage s'effectue à l'aide de P₁₁.



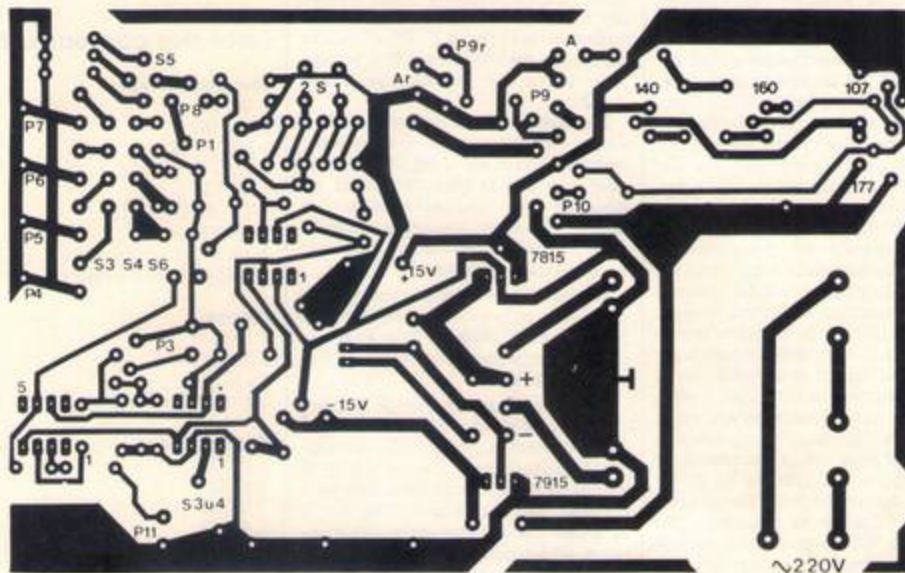
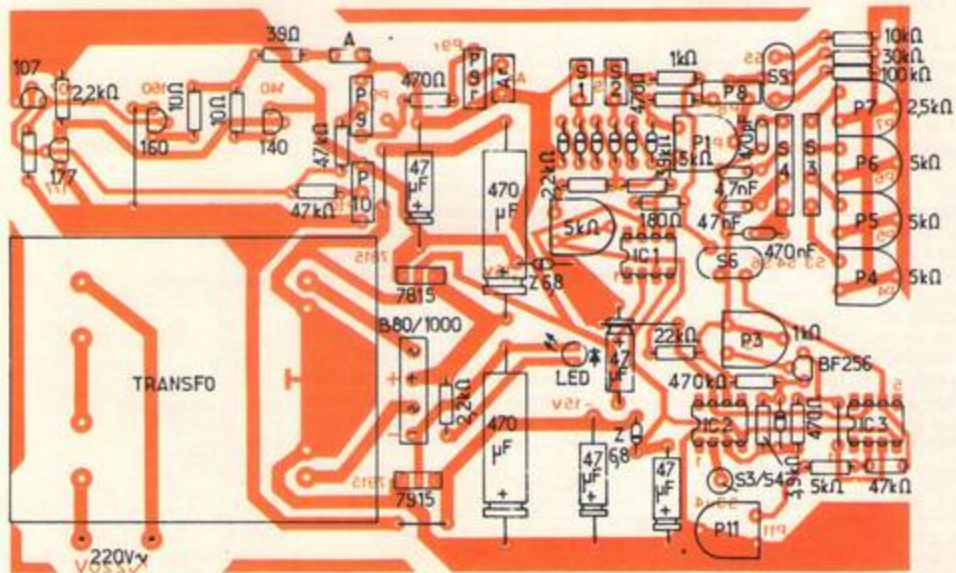


Figure 3 - Circuit imprimé et implantation



Réalisation

Arrivons-en au schéma du générateur de fonctions, constitué des trois composants actifs IC₁ (TL081CP), IC₂ (type 741) et T₁ (BF256B). Les deux circuits intégrés constituent ensemble le générateur. La fréquence est déterminée par le condensateur sélectionné et les résistances P₁, P₂, les résistances série de S₁ et celle des ajustables P₄ à P₇ en service. IC₁ fonctionne en comparateur et produit à sa sortie 6 un signal rectangulaire d'environ 13,5 V_{cc}. IC₂ est monté en intégrateur. Le signal triangulaire se trouve à sa sortie.

Le signal triangulaire est appliqué au conformateur de sinusoides T₁ (BF256B). Le transistor fonctionne en résistance non linéaire dans la plage des faibles tensions d'alimentation. La diode 1N4148 à la porte transforme alors l'alternance négative du triangle en signal sinusoidal, alors que c'est surtout le transistor à effet de champ qui est responsable pour la forme de l'alternance positive. On ajuste la forme de la sinusoides, à l'oscilloscope, à l'aide de P₃. Si ce réglage devait s'avérer insuffisant, on peut modifier la résistance de source de 470 Ω pour une valeur comprise entre 270 Ω jusqu'à 1 kΩ. De toutes façons, l'oscillogramme 1 montre que la sinusoides est très acceptable avec une distorsion harmonique de 3,5 % seulement jusqu'à

Les réglages méticuleux

Passons maintenant aux réglages suivant la première mise en service. On place d'abord P₁, P₂ et P₃ à mi-course. Le commutateur S₁ sera placé sur P₅ - 4,7 nF. Maintenant, il faut régler P₄. On le règle pour obtenir une tension triangulaire d'environ 10 à 11 V_{cc} sur la broche 6 de IC₂ (oscillogramme 2). Le réglage doit laisser une petite marge de sécurité juste avant le décrochage de l'oscillation. L'oscillogramme 3 montre l'aspect du signal rectangulaire. On le mesure sur la broche 6 de IC₁.

Tous les autres réglages concernent les plages de fréquences. Avec P₆ au maximum, on utilise P₁ pour le réglage grossier et P₄ à P₇ pour le réglage fin, afin d'obtenir les valeurs suivantes :

Position S ₁	Fréquences		
	RB 10 kΩ	RB 33 kΩ	RB 100 kΩ
470 pF	30 kHz	10 kHz	300 Hz
4,7 nF	3 kHz	1 kHz	30 Hz
47 nF	300 Hz	100 Hz	3 Hz
0,47 μF	30 Hz	10 Hz	0,3 Hz

La commande de fréquence P₃ donne une vaste plage de variation de 1 à 100. Ce qui signifie, par exemple, que le 0,3 Hz descend alors jusqu'à 0,003 Hz. Mais il semble logique de limiter la plage de variation de P₃ de 1 à 10. Pour cela, la résistance de 470 Ω peut être accrue pour servir de limiteur de plage (1 kΩ).

Les résistances de gammes RB font varier la plage de fréquences, comme le montre le tableau précédent, par bonds bien définis. Si on dispose d'un fréquencemètre, on pourra placer des ajustables en série avec les résistances RB, pour obtenir un étalonnage précis.

D'ailleurs, un fréquencemètre est aussi très utile pour le réglage des résistances ajustables P₄ à P₇ destinées à compenser les tolérances des condensateurs.

Les commutateurs S₁ et S₂ influent sur la symétrie du signal rectangulaire, et donc aussi sur celle des tensions triangulaires. De sorte que le signal triangulaire devient une dent de scie. Les oscillogrammes 4 à 7 montrent l'utilité des deux interrupteurs. La fermeture de S₁ conduit à la forme des oscillogrammes 4 et 5, celle de S₂ aux oscillogrammes 6 et 7. Il convient de noter que les tensions en dents de scie sont un peu inférieures à 10 V_{cc} et présentent, selon la phase commandée par S₁ ou S₂, un offset de tension continue. Ce dernier peut être modifié à l'aide de P₁₀.

Le montage n'est pas critique (voir figure 3 pour le circuit imprimé et la figure 4 pour l'implantation), en particulier en ce qui concerne un éventuel blindage. Il est néanmoins conseillé de faire des masses (surfaces) aussi grandes que possible et de limiter la longueur des connexions. Pour la fréquence limite supérieure souhaitée, il est déjà nécessaire d'utiliser pour IC₁ un amplificateur opérationnel (TL 081, NE 530) dont le slew-rate soit d'environ 20 V/μs. Si on souhaite une tension de sortie plus élevée, on peut utiliser deux stabilisateurs de tension de 24 V et une diode zener de 8 V au lieu de 6,8 V. La tension de sortie est alors de l'ordre de 20 V_{cc}. Mais il est conseillé de commencer par réaliser

le présent montage sans modification.

Liste des composants

Semiconducteurs

1 BC 140
1 BC 160
1 BC 107 B
1 BC 177 B
1 BF 256 B
1 TL 081 CP (741)
2 μA 741 A
1 7915 C (stabilisateur)
1 7815 C (stabilisateur)

Diodes

7 1N4148
2 Zener 6,8 V
1 LED
1 redresseur en pont B 50/C 1000

Résistances

2 10 Ω
1 39 Ω
1 180 Ω
2 470 Ω
1 1 kΩ
1 1 kΩ
4 2,2 kΩ
2 3,9 kΩ
2 4,7 kΩ
1 10 kΩ
1 22 kΩ
1 30 kΩ
2 47 kΩ
1 470 kΩ
1 100 kΩ

Ajustables

1 1 kΩ
1 2,5 kΩ
1 10 kΩ
5 5 kΩ

Potentiomètres

1 5 kΩ lin.
2 10 kΩ lin.

Condensateurs

1 470 pF
1 4,7 nF
1 47 nF
1 470 nF

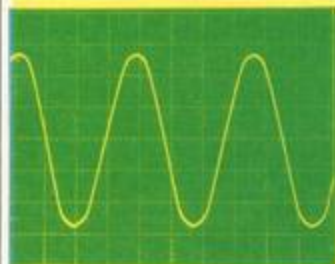
Electro-chimiques

2 47 μF/15 V
2 47 μF/25 V
2 470 μF/35 V

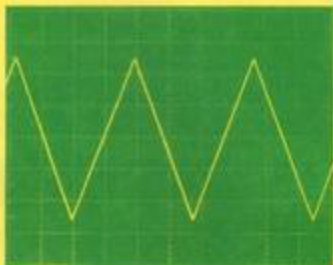
Divers

2 commutateurs rotatifs unipolaires
1 clavier 4 touches double inverseur
1 circuit imprimé

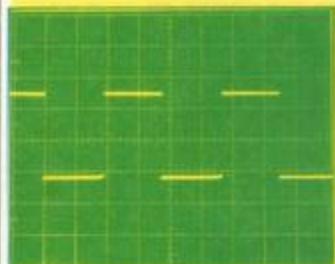
Réalisation



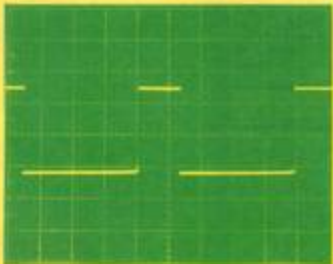
Oscillogramme 1 - Voici le signal sinusoïdal avec 3,5 % distorsion harmonique (0,5 Vcc/division)



Oscillogramme 2 - Le signal triangulaire sur la broche 6 de IC1 (2 Vcc/division)



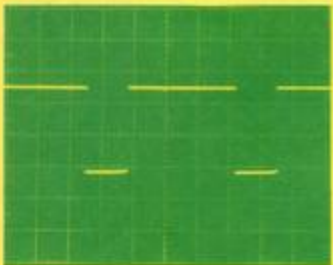
Oscillogramme 3 - Le signal rectangulaire sur la broche 6 de IC1 (5 Vcc/division)



Oscillogramme 4 - Le signal rectangulaire asymétrique



Oscillogramme 5 - Le signal en dents de scie



Oscillogramme 6 - Autre signal rectangulaire asymétrique



Oscillogramme 7 - Dent de scie

SONEREL

33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21



TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRÉS

RESISTANCES METAL



POTENTIOMETRES
PISTE CERMET



CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL

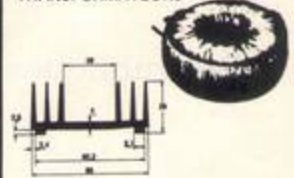


BRADY



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

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

Nom :

Prénom :

Rue

N° :

Complément d'adresse :

Code postal :

Ville :

Je joins à cette commande un règlement par :

- Chèque bancaire
- C.C.P.
- Mandat

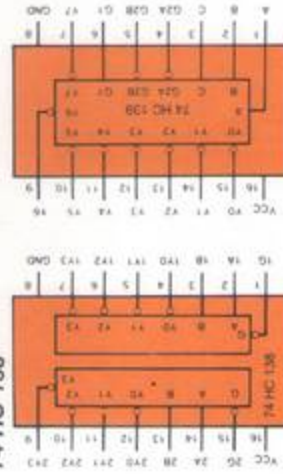
FICHE COMPOSANT RPEL

Double décodeur 1 parmi 4

74 HC 139

Décodeur 1 parmi 8

74 HC 138



TABLES DE FONCTIONS

Inputs		Outputs			
A	B	Y0	Y1	Y2	Y3
0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1

Inputs			Outputs							
A	B	C	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0

FICHE COMPOSANT RPEL

Décodeur 1 parmi 16

74 HC 154



TABLE DE FONCTION

Inputs		Outputs			
A	B	C	D	Y0	Y1
0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	1
0	0	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0
1	0	1	0	0	0
1	0	1	1	0	0
1	1	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0
1	1	1	1	0	0

La télévision par satellite chez soi

Nul se s'étonne plus, de nos jours, d'assister en direct à la télévision, à des événements qui se déroulent à des milliers de kilomètres de distance: un réseau serré de satellites de communications rend quotidien ce genre d'exploit.

La réception de ces relais orbitaux reste toutefois normalement le privilège de coûteuses stations professionnelles faisant partie des organisations internationales de télécommunications.

L'étape suivante se somme TÉLÉDIFFUSION DIRECTE, et consiste à augmenter suffisamment la puissance des réémetteurs embarqués pour en permettre la réception directe par les particuliers, grâce à des installations individuelles ou collectives d'un coût abordable.

En attendant, les progrès de la technique commencent à permettre à des amateurs avertis, de tenter de recevoir sans aucun intermédiaire certains satellites existants, notamment américains ou soviétiques.

Quels satellites recevoir?

Si le démarrage de la télédiffusion directe en Europe, promis pour demain, semble maintenant remis à après-demain, semble cette technique est désormais une réalité en Amérique du Nord. Aux États-Unis et au Canada, on voit fleurir sur les toits des immeubles ou même sur les pelouses des maisons de campagne, des antennes paraboliques de trois à dix mètres de diamètre, permettant de recevoir jusqu'à concurrence de quatre-vingt chaînes (pour la plupart privées, bien sûr).

Le coût de ces mini-stations terrestres restant élevé, même compte-tenu du niveau de vie américain, il ne s'agit guère que d'installations collectives, financées par plusieurs voisins regroupés pour la circonstance.

Des antennes plus petites (un à trois mètres) pouvant encore donner des résultats acceptables, des particuliers commencent à s'équiper et, dans les petites localités, il n'est pas

si rare de voir le toit du magasin radio-TV local surmonté d'une parabole pointée vers le ciel.

Sachant que ces satellites géostationnaires sont placés à 36000 km d'altitude, il est clair que les quelque 6000 km qui séparent l'Europe de l'Amérique ne suffiront pas à les faire passer, pour nous, en dessous de l'horizon.

Il en va de même pour les satellites soviétiques qui, dans cet immense pays, remplacent un réseau terrestre qui ne pourrait desservir qu'à grands frais les réémetteurs les plus éloignés de Moscou.

En fait, c'est près d'une vingtaine de programmes que l'on peut recevoir bon an mal an en Europe: télédiffusion directe américaine, bien sûr, mais aussi canaux « professionnels » servant aux échanges de reportages d'actualités ou de directs entre les télévisions mondiales.

Bien entendu, les techniques à mettre en œuvre sont l'affaire d'amateurs plus qu'avertis, mais n'ont rien d'inaccessible puisque

cette activité commence à prendre un fort bel essor en Grande-Bretagne.

Des livres et des revues paraissent sur le sujet, des réunions d'amateurs munis d'antennes montées sur des remorques se tiennent régulièrement, et du matériel approprié peut assez facilement être obtenu dans le commerce!

Quel matériel employer?

Deux principales remarques doivent être faites quant à l'aspect purement radioélectrique de la question:

a) En premier lieu, il faut savoir que les fréquences utilisées appartiennent à la bande des 3,5 à 6 GHz (3500 à 6000 MHz), ou bande C. Le traitement de signaux à de telles fréquences est délicat, mais moins que celui des canaux à 12 GHz qui seront utilisés sur nos futurs satellites de télédiffusion directe.

Ensuite, il faut prendre conscience du fait qu'il s'agit de recevoir à

Technique

36000 km de distance (en vue directe heureusement!) des signaux émis par une assez petite antenne alimentée sous une puissance qui n'a rien d'extraordinaire (20 à 40 dB de puissance apparente rayonnée ou PIRE).

De ce fait, et même avec un réflecteur parabolique de trois ou quatre mètres de diamètre, on ne disposera guère, aux bornes de l'antenne, que d'un niveau de tension environ un million de fois plus faible que celui mesuré à l'entrée d'un récepteur TV ordinaire!

Le « nerf de la guerre » sera donc un amplificateur ultra-performant. Les amplificateurs paramétriques refroidis à l'azote liquide peuvent fort heureusement être remplacés aujourd'hui par de petits modules utilisant des transistors à l'arséniure de gallium (comme les LED). L'effet de

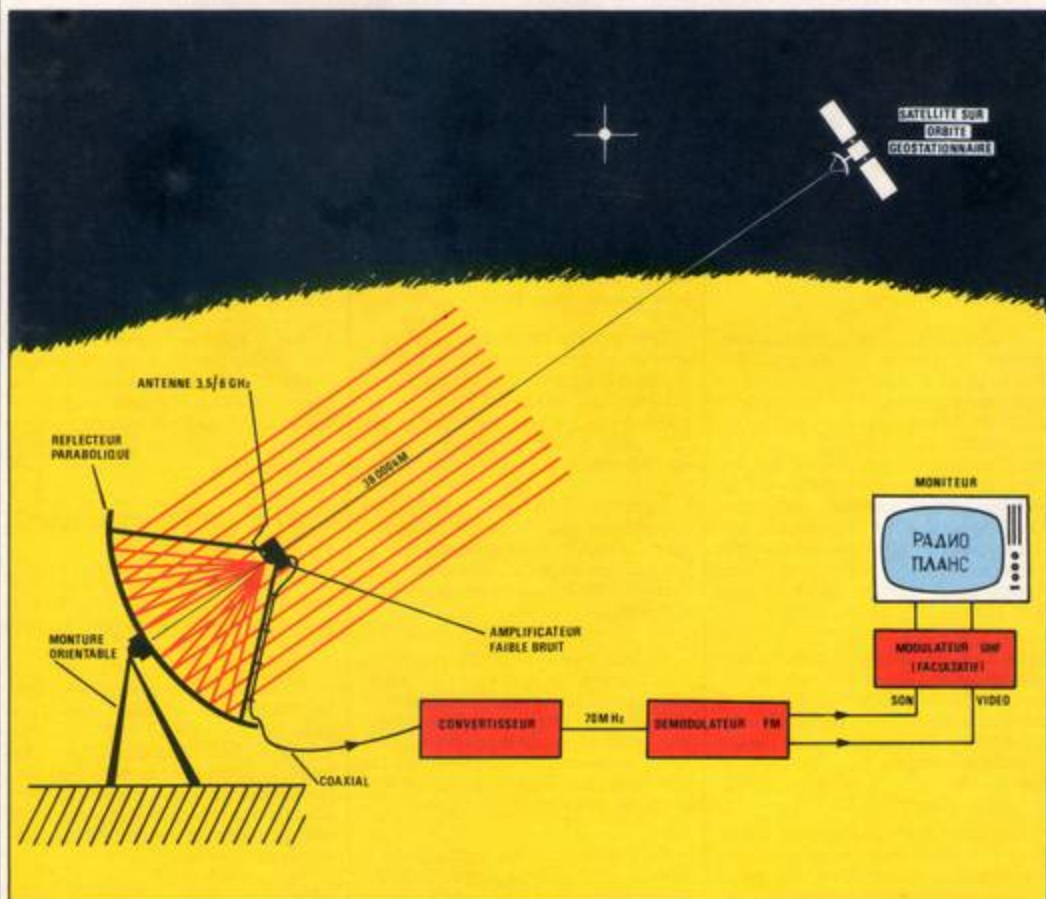


série dû à l'industrie a tout récemment permis aux prix de chuter suffisamment pour devenir accessibles à l'amateur passionné. L'élément le plus coûteux reste cependant le déflecteur parabolique, chargé de concentrer sur la minuscule antenne sortant du préampli, le maximum de rayonnement en provenance de l'espace.

La construction de cette pièce par un amateur adroit et patient ne pose pas toutefois de problème majeur, et ne fait appel qu'à des matériaux assez bon marché (cornières, tubes, ou même bois, et grillage galvanisé).

A ces deux éléments essentiels, il convient d'en ajouter encore deux, non moins indispensables:

un convertisseur chargé de ramener la fréquence des signaux préamplifiés à un niveau permettant leur dé-



modulation par des circuits VHF classiques (environ 70 MHz).

Reste le démodulateur, assez particulier pour de la télévision, puisque les signaux des satellites sont modulés en fréquence. En effet, l'usage de la modulation d'amplitude ne permettrait pas une qualité de transmission acceptable sur de pareilles distances.

Le signal vidéo fourni par le démodulateur peut désormais attaquer directement un moniteur multistandard noir ou couleur (PAL-SECAM-NTSC), ou un téléviseur classique, par l'intermédiaire d'un petit modulateur UHF analogue à ceux utilisées dans les jeux vidéo ou les ordinateurs individuels. La figure 1 réunit ces divers éléments nécessaires à l'établissement de la liaison.

Compte tenu de l'extrême faiblesse des signaux à recevoir, un maximum de soin doit être attaché à la réalisation et au réglage de chaque élément.

La forme parabolique de l'antenne doit être respectée avec toute la précision possible, et il en va de même pour le positionnement de l'antenne de l'amplificateur exactement au foyer de la parabole. La rigidité de l'ensemble est la condition de la stabilité dans le temps de cette précision.

Le pointage de la parabole vers le satellite à recevoir est critique. Les angles de site et d'azimut doivent être calculés, pour chaque satellite, en fonction de la latitude et de la longitude précises de la station de réception. Pour ce faire, des moyens informatiques sont tout indiqués, et les possesseurs de ZX81 pourront se reporter à notre article paru dans le n° 31 d'Électronique Applications.

Au niveau du préamplificateur hyperfréquences, le bruit est l'ennemi n° 1. Sauf compétence prouvée dans ce domaine, il ne fait aucun doute que la solution à recommander est l'achat d'un module pré-régulé et testé tout comme pour le changeur de fréquence d'ailleurs.

La réalisation du démodulateur FM reste par contre à la portée de l'amateur possédant une bonne habitude des techniques radio et télévision.

Insistons bien sur le fait que le plus grand sérieux est indispensable dans l'établissement d'une telle installation, puisque un résultat ne pourra être obtenu qu'au prix de la réalisation simultanée de plusieurs



conditions, et notamment de l'orientation correcte de l'antenne et du réglage précis du démodulateur sur la fréquence à recevoir.

Les données nécessaires à ces réglages peuvent être trouvées dans des publications appropriées, et notamment dans l'ouvrage de Michael J. Stone, disponible chez l'auteur ou par correspondance :

TOMORROWS TELEVISION TODAY
M.J. STONE

47 Filton Avenue
Horfield BRISTOL
Grande-Bretagne

Cet excellent livre est le premier d'une série à paraître que nous attendons de pied ferme, consacrés à la construction intégrale d'une station de réception.

Conclusion

L'ère de la télévision par satellite chez soi est donc là ! Ce qui est possible en Amérique ne l'est pas forcément encore en Europe, mais ce que des Anglais sont capables de faire doit être réalisable en France, que diable...


Notre pays se pose de plus en plus en chef de file européen, voire mondial en matière de télécommunications, aussi ne devrions nous pas rencontrer trop de problèmes pour nous procurer des composants appropriés. Les recherches sont en cours, espérons pouvoir bientôt leur donner une suite pratique dans ces colonnes...


Patrick GUEULLE



Contrôleur tactile de gain

Temps 

Difficulté 

Dépense 

Ce montage est destiné aux non ou mal-voyants. Il permet de reconnaître par voie tactile trois valeurs du gain d'un magnétophone, - 3 dB, 0 et + 3 dB. L'idée en est venue d'un central téléphonique servi par des non-voyants, où les lampes sont remplacées par des tiges pouvant être détectées par les doigts.

Dans notre montage, les afficheurs sont remplacés par des relais, dont les contacts auront été remodelés à la scie à métaux, de telle sorte que leur mouvement soit perceptible à travers les perforations dans la plaque de contact (voir photo).

Le circuit

Chaque magnétophone dispose de vu-mètres, dont la chute de tension sera exploitée dans notre montage. Cette tension passe par un atténuateur de 500 k Ω (figure 1), puis est transmise aux entrées non inverseuses de trois amplificateurs opérationnels du type 741. Les entrées inverseuses sont fixées sur des points de travail différents au moyen d'un diviseur de tension multiple. Ces trois points de travail correspondent à « l'affichage » des trois valeurs - 3 dB, 0 dB et + 3 dB. Les relais seront commandés à travers des résistances de protection, des diodes Zener réductrices de tension et des transistors de commutation BC107. Les relais sont branchés dans les circuits collecteurs de ces transistors. La résistance interne des bobines des relais devra se situer entre 200 et 400 Ω (environ 4 000 spires). Les condensateurs électrolytiques de 100 μ F branchés en parallèle servent à retarder les temps de commutation et à écrêter les pointes de tension provoquées par les commutations.

Reste l'alimentation : elle consiste en un transformateur de 2 x 12 V pouvant débiter 0,1 A, et de deux diodes de redressement. Le montage paraît étrange à première vue, mais on obtient ainsi une tension continue au niveau des relais. Les deux tensions d'alimentation destinées aux amplis opérationnels su-

bissent une stabilisation supplémentaire au moyen de diodes Zener de 12 V. La réalisation est facile, malgré la mécanique.

Tous les composants sont à broches, donc pas de problème de

montage (figure 2). Seuls les relais demandent un peu d'habileté. Il conviendra de monter le tout dans un boîtier et de prévoir une bonne isolation : toujours brancher un boîtier métallique à la terre.

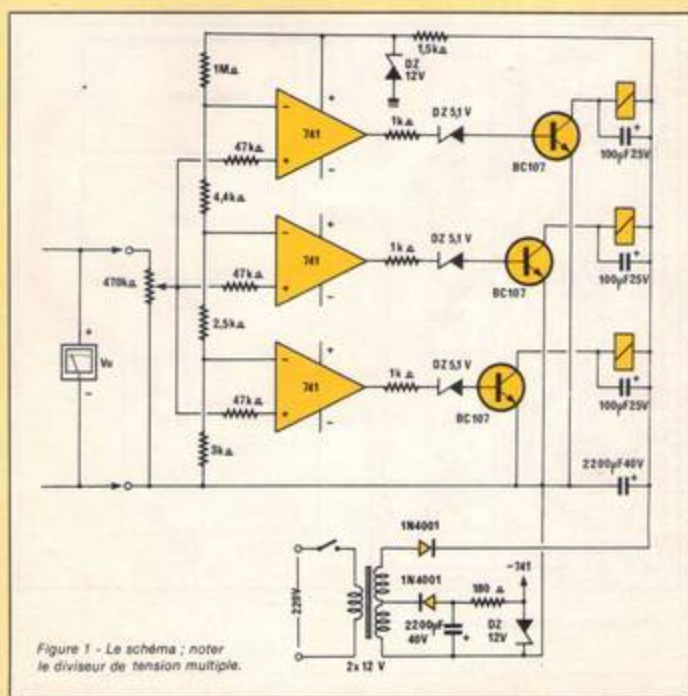


Figure 1 - Le schéma ; noter le diviseur de tension multiple.

Réalisation

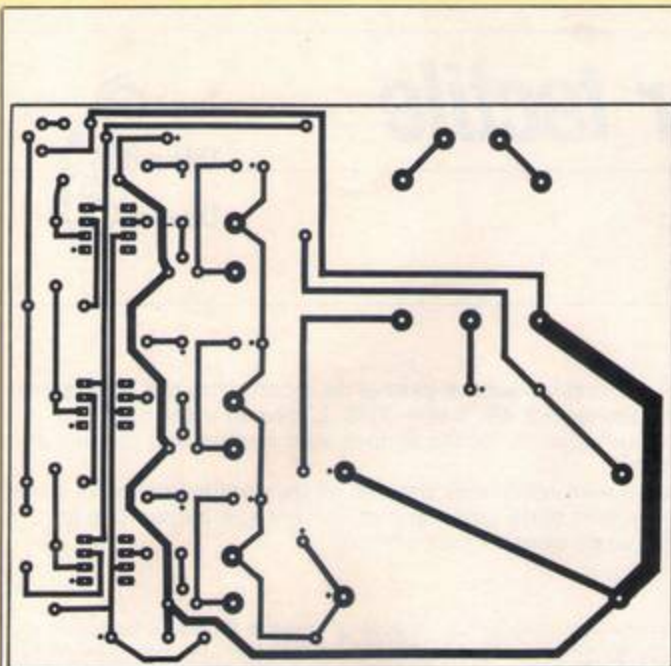
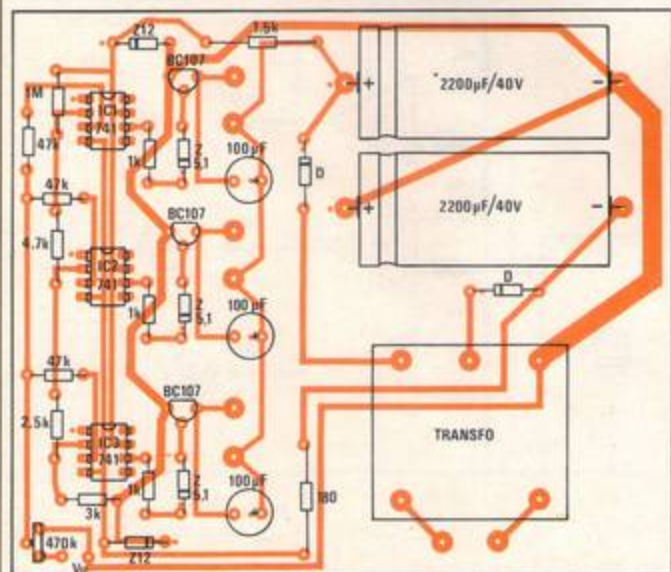


Figure 2 - Circuit imprimé, côté cuivre.



Circuit imprimé, côté composants.

Le réglage

Simple, également. En présence d'un réglage correct, c'est-à-dire lorsque le vu-mètre indique 0 dB, le relais - 3 dB doit être fermement excité et l'excitation du relais 0 dB doit être perceptible. Ce réglage correct sera obtenu en agissant sur le potentiomètre. C'est tout. En cas d'usage stéréo, on prévoiera un commutateur permettant de passer d'un canal à l'autre.

Nomenclature

- 3 amplis op 741
- 3 transistors BC107
- 3 diodes Zener 5,1 V
- 2 diodes Zener 12 V
- 2 diodes 1N4001
- 3 condensateurs électrolytiques 100 µF, 25 V
- 2 condensateurs électrolytiques 2 200 µF, 40 V
- 1 potentiomètre 500 kΩ

Résistances 1/4 W

- 1 × 180 Ω
 - 3 × 1 kΩ
 - 1 × 1,5 kΩ
 - 1 × 3 kΩ
 - 1 × 2,5 kΩ (2,2 kΩ + 300 Ω)
 - 1 × 4,4 kΩ (3,9 kΩ + 510 Ω)
 - 3 × 47 kΩ
 - 1 × 1 MΩ
- 1 transfo 220 V/2 × 12 V, 0,1 A.
1 circuit imprimé
3 vieux relais de téléphone

Moniteur RTC : Remplacement du transformateur par une alimentation à découpage



Dans les deux précédents articles (numéros de septembre et octobre de Radio-Plans), nous avons vu que le moniteur RTC devait être alimenté par une source externe de 60 Volts **alternatifs** efficaces. On réalise cette source en intercalant entre le secteur et l'entrée du transformateur un 220 V/60 V de 70 VA. Il existe une autre alternative : l'emploi d'une carte ali-décou-mentation à page RTC que nous décrivons dans les lignes qui suivent, qui outre le moniteur, pourra aussi fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement de la carte multistandard.



Les problèmes dus au transformateur

Ces problèmes sont d'origines multiples et ont des conséquences diverses toutes aussi fâcheuses. Citons dans l'ordre :

- le rayonnement du transformateur qui perturbe le balayage et déforme l'image ;
- le poids du transformateur : élevé si l'on opte pour un transformateur à tôles en E I ;
- le prix du transformateur.

Il est malheureusement impossible de réduire ces trois inconvénients au minimum. En effet, si l'on choisit un transformateur classique à tôles, le rayonnement est tel qu'il de-

via être installé loin des bobines de déviation et du tube. On peut évidemment penser à blinder le transformateur, mais cette solution n'est efficace qu'au détriment du poids et du prix.

Une autre solution, plus classique, fait appel à la technique du bobinage sur tore. Chacun sait que ce type de transformateur rayonne très peu et que le rapport poids/puissance est assez intéressant. Ces transformateurs restent malgré tout assez coûteux ; notons que l'on peut en trouver d'origines et de qualités variées et qu'il est préférable de choisir un élément de bonne qualité pour éviter toute mauvaise surprise. Dans le cas contraire, on satisfait aux deux derniers critères : poids et prix,

mais le rayonnement est tel que l'installation ne peut être envisagée à proximité des circuits électroniques ou du tube et l'on est quasiment ramené au cas du transformateur à tôles en E I.

La troisième solution que nous proposons est certainement la plus élégante mais souffre d'un léger défaut en ce qui concerne le prix. Nous avons vu, lors de l'étude des circuits du VCC 90, que la tension de 60 V était redressée et filtrée puis élevée par une alimentation à découpage qui fournissait 135 Volts continus à l'étage final de balayage ainsi qu'à l'étage d'attaque. Cette alimentation ne semble provoquer aucune perturbation ! Pourquoi ne pas l'utiliser ?

Réalisation

On peut bien entendu fournir une tension de 85 V continus qui remplacent les 60 V alternatifs redressés et filtrés en sortie du pont de diodes D 116. La tension de 85 V continus sera alors appliquée aux bornes du condensateur C 102 : 470 μ F/100 V. Cette solution n'est pas fameuse car assez peu rationnelle. On dispose d'une alimentation 220 V AC, par un premier découpage on transforme la tension d'entrée en 85 V DC puis par l'alimentation interne en 135 V DC. La mise en série de ces deux alimentations peut, bien entendu, être réduite à une seule transformation du secteur 220 V AC en une tension de 135 V DC.

Or, il existe dans la gamme RTC, un sous-ensemble alimentation à découpage fonctionnant à partir du réseau 220 V AC et délivrant les tensions continues suivantes : 135 V, 30 V, 14 V, 5 V et -24 V. Ce module est largement utilisé dans les téléviseurs modernes et nous allons voir qu'il s'adapte parfaitement au châssis VCC 90. Dans un premier temps, nous considérerons que cette alimentation est une « boîte noire » qu'il est nécessaire de relier au VCC 90, puis nous en donnerons les schémas et nous terminerons par la description et le fonctionnement du circuit intégré qui la commande : TEA 1039, ainsi que par l'étude du fonctionnement général.

Interconnexions entre l'alimentation à découpage et le châssis VCC 90

Lors de l'étude des circuits d'alimentation du VCC 90, nous avons vu que la tension de 60 V AC était redressée et filtrée, que la tension de 85 V résultante était appliquée aux étages de balayage ligne et que l'on prélevait une fraction de cette tension — 7,5 V obtenus par les éléments R 101, R 136, T 102 et D 103 — pour alimenter provisoirement le circuit intégré TDA 2593. Même avec cette faible alimentation, le circuit intégré est capable de fonctionner ; il délivre donc des impulsions à l'étage final de balayage ligne via l'étage d'attaque. Le balayage ligne commence et l'on dispose alors de toutes les tensions auxiliaires nécessaires au bon fonctionnement de tous les circuits : 25 V pour le balayage de trame, 200 V pour les amplificateurs vidéo, 12 V pour les cir-

cuits d'entrée et circuits vidéo, cette tension relayant en outre l'alimentation provisoire de 7,5 V du TDA 2593 et toutes les tensions de chauffage et polarisation du tube image.

Si l'on supprime l'alimentation à découpage interne du châssis VCC 90, ce qui va être notre cas, on est donc conduit à l'utilisation de deux tensions : une tension de 135 V et une tension de démarrage de 7,5 V.

Parmi les diverses tensions de sortie de l'alimentation à découpage, il n'existe pas de tension comprise entre 7,5 V et 11 V. On utilisera alors la tension de 14 V et l'on conservera le régulateur sommaire R 101, R 136, T 102 et D 103.

Le schéma de la figure 1 représente alors le VCC 90 associé à l'alimentation à découpage. L'exécution des modifications est simple et rapide, permettant ainsi un passage

+ 14 V au point commun R 101, R 136. A ce stade, il est bon de faire une première vérification consistant à mesurer la tension présente sur l'émetteur de T 102. Cette tension doit être voisine de 7,5 Volts. Pour un maximum de précautions, on peut visualiser le signal de sortie du TDA 2593 — broche 3, IC 301 — facilement accessible sur l'une des bornes du condensateur C 107. Si la tension de 14 V est présente, on doit observer des impulsions à la fréquence de l'oscillateur du TDA 2593 non synchronisé donc différente, mais assez voisine, de 15 625 Hz. Si tel n'est pas le cas, vérifiez le circuit d'alimentation, le régulateur 7,5 V, la source 14 V, mais ne pas poursuivre les modifications. Si le TDA 2593 oscille librement, on coupe l'alimentation et l'on relie la sortie + 135 V de l'alimentation à découpage au point test MP 101 via un fusible de 1,6 A que l'on peut prélever

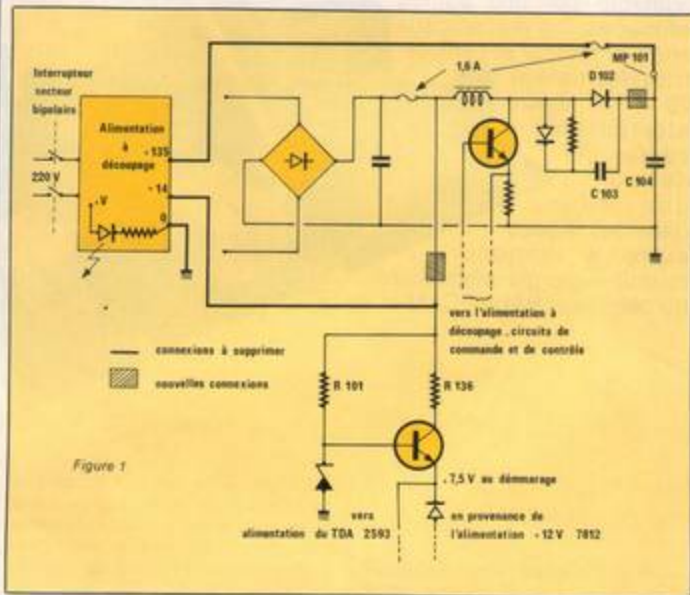


Figure 1

alimentation à transformateur - alimentation à découpage réversible.

On commence par repérer les deux liaisons à interrompre, on peut alors soit couper les pistes, soit, pour agir plus proprement, dessouder les composants aboutissant à cette liaison : D 102 et C 103 par exemple pour la tension de 135 V. Il faut ensuite relier les deux zéros électriques : zéro de l'alimentation et zéro du châssis VCC 90. On peut ensuite relier la source d'alimentation

sur le support intercalé entre le pont de diodes et la self, car aucun courant ne parcourt plus ce circuit.

Les modifications sont terminées et le moniteur est prêt à fonctionner. La mise en route est assurée par un interrupteur secteur bipolaire. On peut bien sûr adjoindre un témoin de mise en route comme le montre la figure 1. La résistance en série avec la diode électroluminescente est à choisir en fonction de la tension V utilisée.

L'alimentation à découpage

Le schéma de principe de l'alimentation à découpage est représenté à la figure 2 et l'implantation des composants à la figure 3. On remarque que cette alimentation est commandée par un circuit intégré TEA 1039.

Description du circuit TEA 1039

Le TEA 1039 est réalisé en technologie bipolaire. On constitue une alimentation à découpage en associant à un transformateur, un transistor de commutation et un amplifi-

icateur d'erreur. La régulation peut être du type à variation de fréquence ou variation du rapport cyclique. Le TEA 1039 délivre des impulsions de commande au transistor de commutation. Habituellement, le transistor de commutation est passant lorsque la sortie du circuit intégré est à l'état haut, c'est-à-dire lorsque le transistor de sortie est bloqué. Le rapport cyclique de l'alimentation à découpage est défini par le rapport du temps pendant lequel la sortie du TEA 1039 est à l'état haut sur la période des impulsions de commande. On se reportera, pour la description du fonctionnement du circuit, au schéma synoptique interne représenté à la figure 4.

Alimentation : borne 9

Classiquement, le TEA 1039 est alimenté par la source d'énergie qu'il régule mais peut être aussi alimenté par une tension continue provenant du primaire de l'alimentation ; dans le premier cas un circuit auxiliaire de démarrage est nécessaire. Des circuits à seuils protègent le TEA 1039 des sous-tensions et surtensions. Dans le cas où les protections sont actives, l'oscillateur est stoppé si la régulation est du type fréquence et le rapport cyclique est nul si la régulation est du type rapport cyclique. Si le défaut disparaît, le circuit redémarre en passant par une phase de démarrage progressif

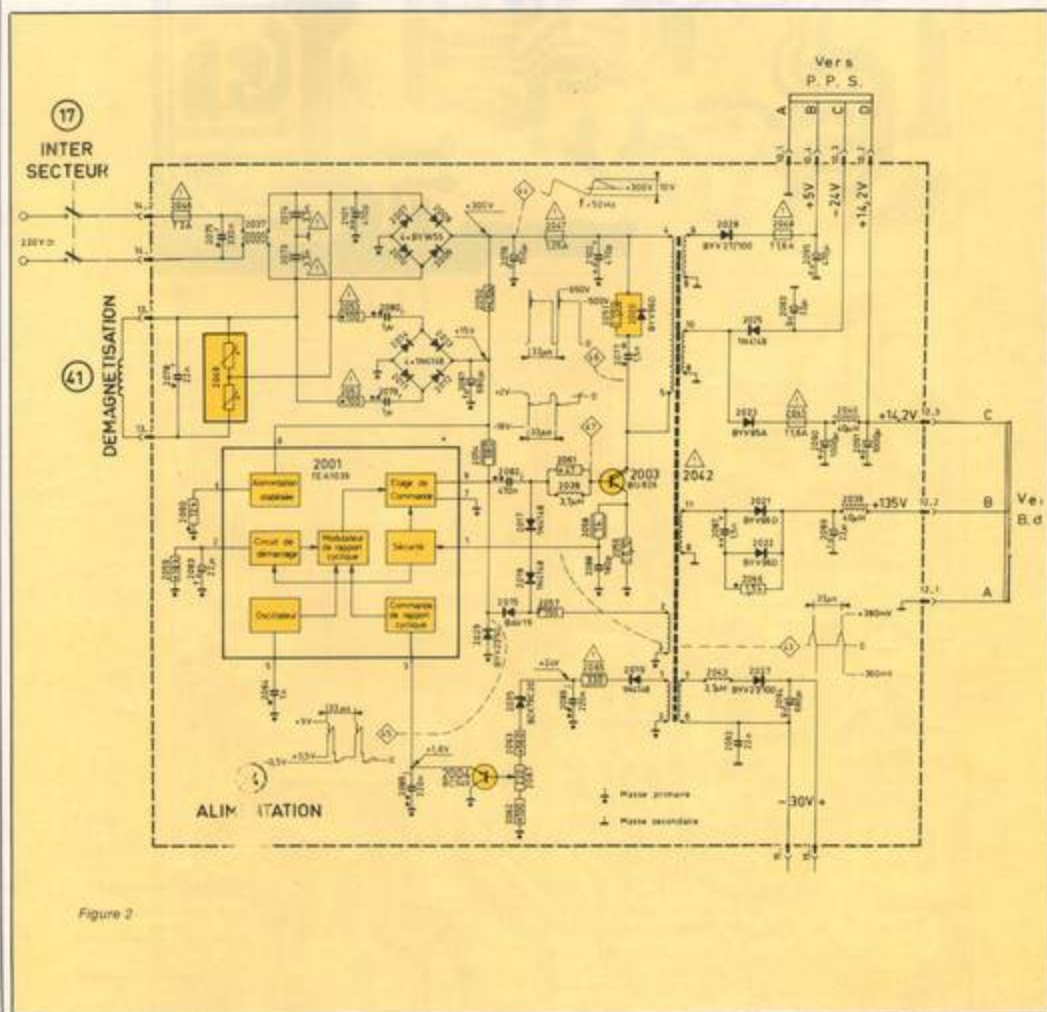


Figure 2

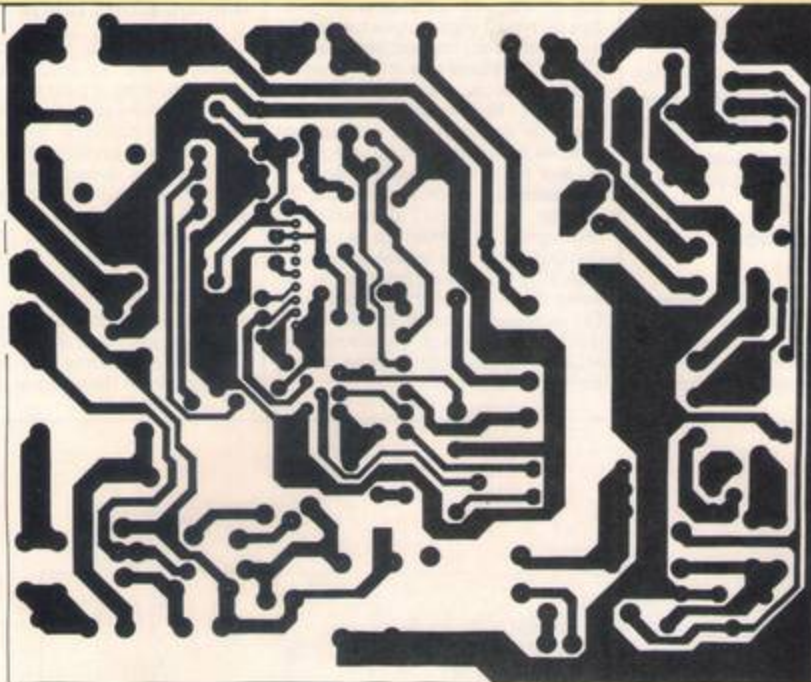


Figure 3 bis

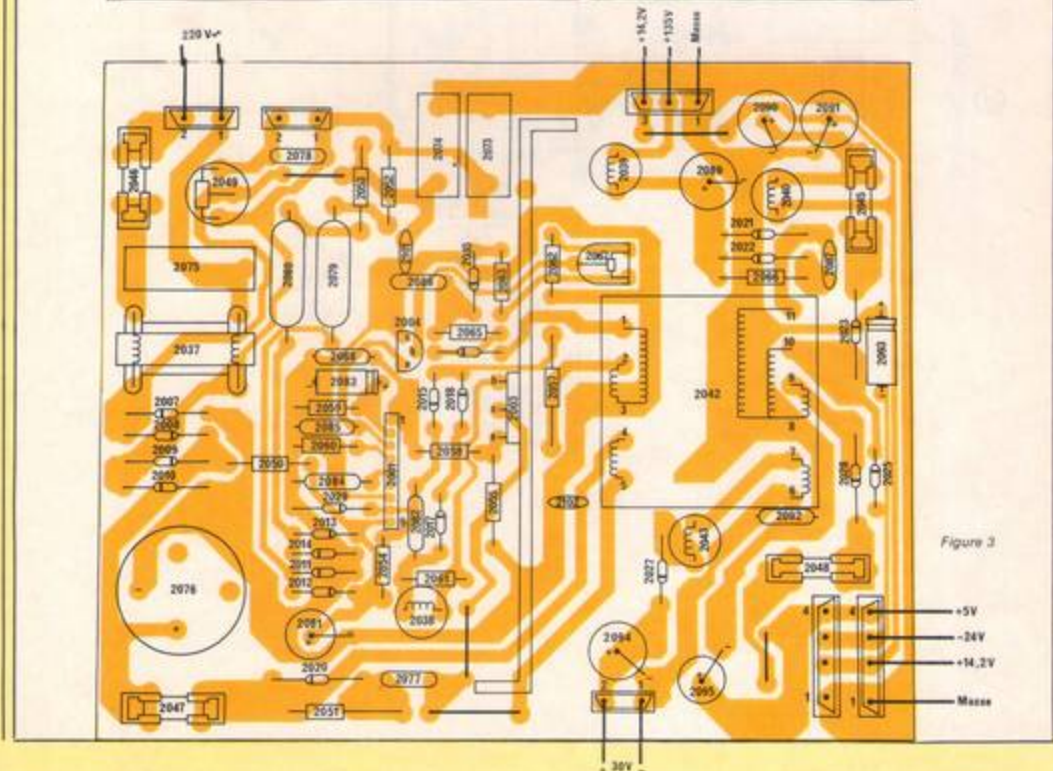


Figure 3

que nous verrons par la suite. En alimentant le circuit par la tension de sortie de l'alimentation à découpage, les protections vis-à-vis des sous-tensions et surtensions agissent aussi comme des protections contre une interruption dans la broche de régulation.

Choix du mode de régulation

Entrée M, borne 6 : la polarisation de l'entrée M détermine le mode de fonctionnement de l'alimentation à découpage.

— Régulation par variation de la fréquence si $M = 0$, même poten-

tiel que V_{RX} borne 7. Dans ce mode, le circuit délivre des impulsions à fréquence variable et rapport cyclique constant.

— Régulation par variation du rapport cyclique, M non connecté. Dans ce cas, la fréquence est constante et le rapport cyclique variable.

Les composants R_x et C_x

Ces composants déterminent la fréquence des impulsions de sortie. Le condensateur C_x est connecté entre la borne 5 et le zéro électrique — borne 7 — et la résistance R_x entre la borne 4 et le zéro. Le condensa-

teur C_x est chargé par une source de courant dépendante de R_x . Dans le mode de régulation par la fréquence, ces deux composants extérieurs déterminent la fréquence d'oscillation minimale et dans le mode de régulation par le rapport cyclique R_x et C_x déterminent simplement la fréquence de travail. Cette fréquence ne varie que d'une quantité inférieure au pourcent avec la tension d'alimentation et ceci sur toute la plage.

Dans le mode régulation par la fréquence illustré par le diagramme des temps donné à la figure 5, au départ la sortie est à l'état bas, et ce, jusqu'à ce que la tension aux bornes

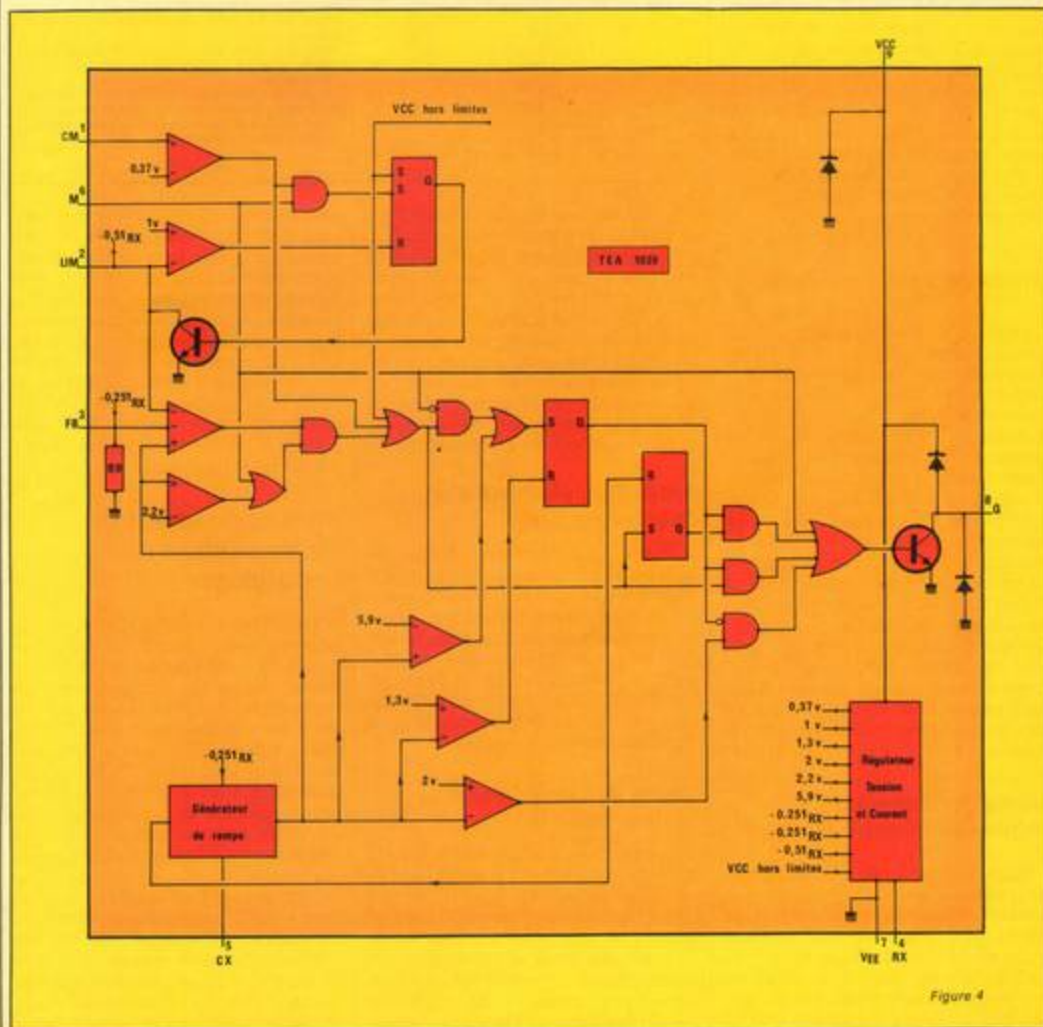


Figure 4

Réalisation

de C_x atteint 2 V. La capacité est ensuite chargée jusqu'à ce que la tension atteigne soit la tension de contre-réaction présente à l'entrée FB, soit la tension de limitation présente à l'entrée LIM. Dès que la tension V_{cx} atteint 5,9 V le condensateur est rapidement déchargé jusqu'à $V_{cx} = 1,3$ V et un nouveau cycle redémarre. Pour des tensions inférieures à 2,2 V appliquées à FB et LIM, le condensateur est chargé jusqu'à ce que cette tension limite soit atteinte et cette caractéristique détermine la fréquence maximale.

Dans le mode régulation par variation du rapport cyclique illustré par le diagramme des temps donné à la figure 6, le condensateur est chargé de 1,3 V à 5,9 V et déchargé ensuite rapidement et à courant constant. La sortie est à l'état haut jusqu'à ce que V_x dépasse la tension de contre-réaction appliquée à l'entrée FB. Cette sortie repasse à l'état haut après la décharge de C_x . Une limite maximale interne fixe le rapport cyclique maximal de l'alimentation par le truchement du temps de décharge du condensateur.

Entrée de contre-réaction

Entrée FB, broche 3. Les circuits commandés par la tension de contre-réaction comparent le courant d'entrée avec la valeur d'une source de courant interne fixée par la résistance R_x . Dans le mode régulation par la fréquence, plus la tension de contre-réaction est élevée plus long est le temps pendant lequel la capacité C_x est chargée et plus basse est la fréquence. Dans le mode régulation par le rapport cyclique, C_x est chargé et déchargé à courant constant, la tension présente à l'entrée FB fixe alors l'instant de passage de l'état haut à l'état bas. Plus la tension de contre-réaction est importante, plus longtemps la sortie reste à l'état haut et plus le rapport cyclique de l'alimentation à découpage devient élevé.

Entrée de limitation : entrée LIM, broche 2

Dans le mode régulation par la fréquence, la tension appliquée à la broche 2 détermine la fréquence minimale. Cette tension dépend d'une résistance placée entre la broche 2 et le zéro électrique et d'une source de courant interne commandée par la résistance R_x .

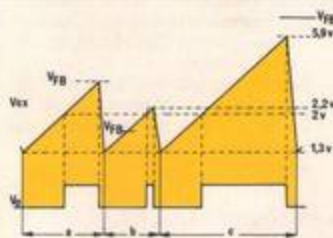


Figure 5 - Diagramme des temps pour la régulation par variation de la fréquence. Signal en dent de scie : tension aux bornes du condensateur C_x . Signal rectangulaire : signal de sortie Q broche 8 du TEA 1039. Phase a : les tensions FB et LIM sont comprises entre 2,2 V et 5,9 V, le circuit règle normalement. Phase b : la tension FB ou la tension LIM est inférieure à 2,2 V, le circuit fonctionne à la fréquence maximale. Phase c : les tensions FB et LIM sont supérieures à 5,9 V le circuit fonctionne à la fréquence minimale.

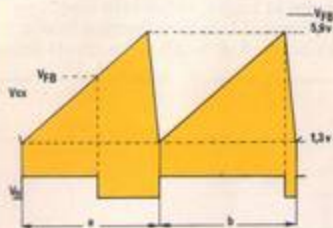


Figure 6 - Diagramme des temps pour la régulation par variation du rapport cyclique. Signal en dent de scie : tension aux bornes du condensateur C_x connecté entre la borne 5 et le zéro électrique : borne 7. Signal rectangulaire : signal de sortie Q pin 8 du circuit intégré. Pendant la phase a, les tensions FB et LIM sont inférieures à 5,9 V. Le circuit règle normalement. Pendant la phase b, les tensions FB et LIM sont supérieures à 5,9 V. Le temps pendant lequel la sortie est à l'état bas est minimal. Le rapport cyclique est donc maximal.

La procédure de démarrage progressif est obtenue en connectant un condensateur entre l'entrée LIM et le zéro électrique. Dans le mode régulation par la fréquence, et pendant la phase de démarrage progressif, la fréquence décroît lentement de f_{max} à la fréquence de fonctionnement. Dans le mode régulation par le rapport cyclique, celui-ci augmente lentement de zéro au rapport cyclique de fonctionnement.

Protection vis-à-vis d'un courant excessif

Entrée CM, borne 1. Lorsque la tension appliquée sur l'entrée CM dépasse 0,37 V, l'impulsion de sortie est immédiatement écourtée. Dans le mode régulation par rapport cyclique, le circuit redémarre en utilisant la procédure de démarrage progressif. On peut ainsi surveiller le courant instantané traversant le transistor de commutation.

Sortie des impulsions de commande : Q

Borne 8. Cette sortie est du type à collecteur ouvert — transistor NPN — capable seulement d'absorber du courant. On aura donc recours à une résistance extérieure qui fournira le courant de base au transistor de commutation. La sortie est protégée par deux diodes, une première connectée entre la sortie et la masse

et la seconde entre la sortie et la tension d'alimentation positive. Notons que dans le cas de courants élevés, la dissipation du transistor peut être telle qu'un refroidisseur, solidaire du circuit intégré, s'avère nécessaire. Pour une température ambiante de 25°C, la puissance totale dissipée peut atteindre 2 W sans radiateur et pour une température de 50°C la puissance totale dissipée doit être limitée à 1,5 W si l'on utilise aucun dissipateur thermique.

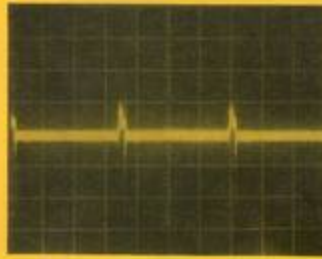
Fonctionnement de l'alimentation à découpage

En se reportant au schéma de principe de la figure 2, on remarque que le TEA 1039 est alimenté par un circuit dérivé du primaire de l'alimentation : pont de diodes 2011 à 2014 et condensateur de filtrage 2081 : 680 μ F/25 V. La tension présente entre les bornes 7 et 9 du circuit vaut alors + 15 V. La broche 6 n'est pas connectée et la régulation du circuit est donc du type à régulation par variation du rapport cyclique. La résistance R_x vaut 12 k Ω et le condensateur C_x : 1 nF. Ces deux composants déterminent donc la fréquence de fonctionnement de l'alimentation. Le réseau RC : $R = 18$ k Ω et $C = 22$ μ F connecté entre la borne 2 et le zéro d'alimentation du primaire détermine la procédure de

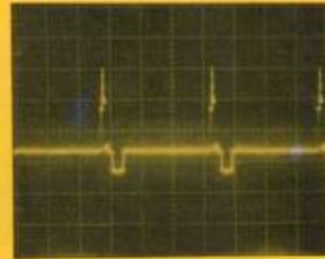
Oscillogrammes relevés en différents points névralgiques du montage



Voie X : 2 ms/div.
Voie Y : 0,5 V/div.
Ondulation résiduelle sur le pont d'entrée



Voie X : 10 μ s/div.
Voie Y : 100 mV/div.
Tension sur la broche 1 du TEA1039



Voie X : 10 μ s/div.
Voie Y : 2 V/div.
Tension sur la broche 8 du TEA1039



Voie X : 10 μ s/div.
Voie Y : 2 V/div.
Tension sur la base du BU826



Voie X : 10 μ s/div.
Voie Y : 200 V/div.
Tension sur le collecteur du BU826



Voie X : 10 μ s/div.
Voie Y : 50 mV/div.
Bruit résiduel sur l'alimentation +14,2 V



Voie X : 10 μ s/div.
Voie Y : 100 mV/div.
Bruit sur l'alimentation 135 V sans charge



Nouvelles connexions à établir entre VCC 90 et alimentation à découpage, se reporter au schéma de la figure 7.



démarrage lent. L'information de courant maximal est prélevée dans l'émetteur du transistor de commande BU 826, aux bornes de la résistance de $0,12 \Omega$ et filtrée par un réseau RC, $1 \text{ k}\Omega$ et 180 pF . Finalement, la tension de contre-réaction, nécessaire à l'asservissement de l'alimentation à découpage, est prélevée sur un enroulement auxiliaire, la tension obtenue est redressée, filtrée et translatée, avant d'être appliquée à la borne 3 du circuit intégré.

Toutes les tensions de sorties sont obtenues par des enroulements séparés. Les tensions continues utilisables : $+5 \text{ V}$, $+14,2 \text{ V}$, $+30 \text{ V}$, $+135 \text{ V}$, -24 V , sont obtenues par

un redressement simple alternance et dans la plupart des cas par un filtrage L.C.

Utilisation de l'alimentation à découpage et précautions d'emploi

Cette alimentation peut être, bien sûr, utilisée pour le moniteur VCC 90 mais on remarque que l'on dispose de tensions de sortie inutilisées. On pensera immédiatement à alimenter le décodeur PAL/SECAM, le récepteur à synthèse de fréquence et la carte de décodage Antiope, que



nous espérons décrire dans un prochain numéro, avec ces sources de tension disponibles. Si le coût de l'alimentation à découpage est légèrement supérieur au coût du transformateur torique, on voit maintenant que ce coût comparé au coût du transformateur $60 \text{ V } 70 \text{ VA}$ additionné du coût de l'alimentation du récepteur multistandard ou du décodeur PAL/SECAM donne un rapport intéressant.

Cette alimentation devra être manipulée avec précautions, non pas d'un point de vue mécanique, mais d'un point de vue électrique. Les précautions sont rappelées à chaque instant par l'étiquette apposée sur le refroidisseur du transistor de commutation : attention cet appareil comporte deux masses séparées dont l'une est reliée au secteur. Avant toute mesure à l'oscilloscope, il est bon de mesurer, à l'aide d'un voltmètre ayant une forte impédance d'entrée, la tension entre le zéro électrique du primaire (refroidisseur du transistor de commutation) et le zéro de l'oscilloscope. En effet, cette tension n'est pas forcément nulle et une manœuvre inconsidérée (réunion de la masse de l'oscilloscope au zéro du primaire) détruit instantanément le fusible et le pont de diodes 2007 à 2010. Pour relever les oscillogrammes présentés en fin de cet article, il est nécessaire d'avoir une entrée flottante : ne pas relier la masse de l'oscilloscope à une masse secteur distribuée quelconque. Si par mégarde vous avez relié masse de l'oscilloscope et masse du circuit primaire avant de lire ces quelques lignes, le remplacement du fusible et des diodes 2007 à 2010 s'impose.

En aucun cas ces diodes ne peuvent être remplacées par les classiques 1N4007. On choisira des diodes 800 V , 2 A .

Cette platine RTC sera disponible dans le commerce spécialisé en même temps que le châssis VCC 90 et le tube couleur.

F. De DIEULEVEULT

Remarque : Dans certains cas, emploi d'un microordinateur par exemple, il peut être bon de supprimer la limitation du courant de faisceau en reliant l'aquadag et le zéro

Résistances - Potentiomètres

2049 : PTC
 2051 : Rés. bobinée 1,5 K Ω
 2052 : Rés. graphique 100 Ω
 2053 : Rés. graphique 100 Ω
 2054 : Rés. métalox 680 Ω
 2055 : Rés. bobinée 0,12 Ω
 2056 : Rés. métallique 22 Ω

Condensateurs

2073 : Cond. bifilm 3,3 nF
 2074 : Cond. bifilm 3,3 nF
 2075 : Cond. polyester 330 nF
 2076 : Cond. chimique 150 μ F 385 V
 2077 : Cond. polyester 1,5 nF 630 V

Semi-conducteurs

2001 : CI TEA 1039
 2003 : Photo CNX 62
 2003 : BU 826
 2004 : BC 549
 2005 : BC 337
 2006 : BC 549
 2007 : BYW 55
 2008 : BYW 55
 2009 : BYW 55
 2010 : BYW 55
 2011 : 1 N 4148

2012 : 1 N 4148
 2013 : 1 N 4148
 2014 : 1 N 4148
 2015 : BAV 19
 2016 : BZX 70B/5V6
 2017 : 1 N 4148
 2018 : 1 N 4148
 2019 : 1 N 4148
 2020 : OF 565/600V
 2021 : BYV 96 D
 2022 : BYV 96 D

Nomenclature

2078 : Cond. polyester 22 nF 250 V
 2087 : Cond. plaquette 1,5 nF 500 V
 2088 : Cond. céramique 180 pF 50 V
 2089 : Cond. chimique 22 μ F 250 V
 2092 : Cond. céramique 22 nF 16 V

2058 : Rés. Métalox 1 K Ω
 2060 : Rés. métallique 12 K Ω
 2065 : Métallique ininflammable 330 Ω
 2066 : Rés. métallique 1,5 K Ω
 2067 : Pot. ajustable 220 Ω
 2071 : Rés. métallique 18 K Ω

Bobine

2036 : Transfo de veille
 2037 : Transfo secteur
 2038 : Bob. Eva 3,7 μ H
 2039 : Bob. Eva 340 μ H (MG)
 2039 : Bob. Eva 40 μ H (BG)
 2040 : Bob. Eva 40 μ H
 2041 : Bob. Eva 14 μ H
 2042 : Transfo d'alimentation
 2043 : Bob. Eva 3,7 μ H

Divers

Ressort
 Mica
 10 : Connecteur 4 voies
 11 : Connecteur 4 voies
 12 : Connecteur 3 voies
 13 : Connecteur 2 voies
 14 : Connecteur 2 voies
 15 : Connecteur 2 voies
 16 : Connecteur 3 voies
 Pince fusible

2023 : BYV 96 A
 2025 : 1 N 4148
 2026 : 1 N 4148
 2027 : BYV 28/100
 2028 : BYV 27/100
 2029 : BYV 27/50
 2030 : 1 N 4148
 2031 : 1 N 4148
 2032 : 1 N 4148
 2033 : BZX 79C 43V
 2035 : BZX 79 C 20

Les livres "Understanding" de Texas Instruments :



Que peut-on faire avec l'électronique ?

Nouvelle série, inédite en France, pour s'initier rapidement à l'électronique et ses applications dans tous les domaines : microprocesseurs, ordinateurs, électronique automobile, téléphonie, automatismes, etc. (déjà douze titres disponibles). Réellement pédagogiques, rédigés en anglais technique très simple, ces ouvrages à faible coût sont tout désignés pour acquérir en quelques jours les notions d'électronique appliquée indispensables à tout décideur, ingénieur ou technicien non spécialiste, étudiant ou amateur éclairé.

Catalogue et tarifs sur simple demande adressée à :
 Texas Instruments France, MS83, BP5
 06270 VILLENEUVE-LOUBET
 (Tél. : (93) 20.01.01, poste 2340), ou au
 Distributeur Agréé de votre choix, ou
 encore chez Radio-Voltaire (Paris 11^e,
 Tél. : (1) 379.50.11)

TEXAS
 INSTRUMENTS
 FRANCE

© TEXAS INSTRUMENTS 1982

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE, SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 4.890.000 FRANCS

Distributeurs agréés :

Région Parisienne

ALMEX Antony - Tél. (1) 696.21.12 • COMPOSANTS S.A. Paris -
 Tél. (1) 666.32.46 • ES L'Hay-les-Roses - Tél. (1) 696.102.24 • FACEN
 ELECTRONIQUE Lagny-sur-Marne - Tél. (1) 569.10.91 • PARIS SUD
 ELECTRONIQUE Massy - Tél. 86.50.06/91 • PEP Clamart -
 Tél. (1) 63.02.16 • SOCOMATEL Paris - Tél. (1) 336.41.44 • TEKELC
 AIRTRONIC Serge Socar - Neuves - Tél. (1) 334.75.35 / Agence - Episy -
 Tél. (1) 321.61.44 / Evry - Tél. 86.07.70.46 / Neuves - Tél. (1) 534.75.78 ou
 92 / Noisy-le-Grand - Tél. (1) 3046.00

Région Nord

FACEN ELECTRONIQUE Lille - Tél. (20) 96.9107 • NCS St-Amand-les-
 Eaux - Tél. (27) 46.51.39 • TEKELC AIRTRONIC Lille - Tél. (20) 05.17.00

Région Est

BALTZINGER Schiltigheim - Tél. (88) 3338.52 / Metz - Tél. (88) 736.66.20
 Hesch - Tél. (88) 44.72.41 / Maastricht - Tél. (83) 332.97.97 • FACEN
 ELECTRONIQUE Mandelbühlheim - Tél. (88) 20.20.90 / Hellecourt -
 Tél. (88) 351.00.05 • TEKELC AIRTRONIC Strasbourg -
 Tél. (88) 22.31.51

Région Rhône-Alpes

ALMEX Evry - Tél. (7) 966.02.66 • FACEN ELECTRONIQUE Grenoble -
 Tél. (76) 42.56.17 / Lyon - Tél. (7) 858.24.06 • FLAGELTRIC Clémont-
 Ferrand - Tél. (73) 92.13.40 • RADIALEX Lyon - Tél. (7) 989.45.45 /
 Grenoble - Tél. (76) 54.57.13 • TEKELC AIRTRONIC Meylan -
 Tél. (76) 45.11.36 / Lyon - Tél. (7) 874.37.40

Région Provence Côte d'Azur

EPROM Marseille - Tél. (91) 02.97.76 • TEKELC AIRTRONIC
 Les Milles - Tél. (92) 27.66.45

Région Sud-Ouest

COMPOSANTS S.A. Bordeaux - Tél. (56) 36.40.40 / Toulouse -
 Tél. (63) 20.62.36 • FACEN ELECTRONIQUE Bordeaux - Tél. (56) 39.33.58 •
 TEKELC AIRTRONIC Méricq - Tél. (56) 34.84.11 / Toulouse -
 Tél. (63) 4.083.94

Région Ouest

COMPOSANTS S.A. Poitiers - Tél. (49) 88.10.90 et 88.03.05 Rennes -
 Tél. (99) 54.01.51 • FACEN ELECTRONIQUE Rouen - Tél. (33) 63.36.01 •
 RADIO SELL COMPOSANTS Reims - Tél. (26) 64.12.79 • TEKELC
 AIRTRONIC Rennes - Tél. (99) 54.02.35



La radiodiffusion directe par satellite

(2^e partie)

« J'AI CALCULÉ QUE CE N'EST QU'À LA DISTANCE DE DIX MILLE LIEUX AUTOUR DE NOTRE GLOBE, QUE LA FORCE CENTRIFUGE DÉVELOPPÉE PAR LE TOURBILLONNEMENT DE LA TERRE REJETTERAIT DANS L'ESPACE LES MOLECULES D'AIR QUI POURRAIENT EXISTER DANS CETTE RÉGION. C'EST LÀ QUE L'ÉQUILIBRE S'ÉTABLIT ET QUE CIRCULERAIT UN SATELLITE TOURNANT AUTOUR DE NOUS DANS LE MÊME TEMPS QUE LA ROTATION DE LA TERRE EN 23 HEURES ET 56 MINUTES ».

Camille FLAMMARION, 1880.

Dans RADIO-PLANS du mois d'octobre qui inaugurerait une série d'articles consacrés à la Télévision directe par satellite dite TVDS, nous avons présenté les aspects de cette future télévision.

Au cours de cette seconde partie, nous parcourerons les sujets suivants : l'orbite géostationnaire, les normes de transmission des signaux, et la planification.

Satellites de télécommunication et satellites de radiodiffusion

Ces deux types de satellites sont très souvent confondus. Ceux qui se trouvent actuellement en orbite sont des satellites de télécommunications.

Le satellite de télécommunications

- Relie un nombre limité à quelques centaines de stations terrestres équipées de paraboles de grandes tailles.
- Assure les liaisons bilatérales.
- Dessert une superficie importante de la Terre couvrant de ce fait plusieurs pays voire plusieurs continents.
- L'emplacement et les normes d'émission peuvent changer.
- La continuité absolue de service est impérative.
- Dès sa mise en position en orbite définitive, le satellite est opérationnel.
- En cas de défaillance, le trafic peut être pris en charge par un autre satellite.

- La liaison montante (Terre-Satellite) est semblable à la liaison descendante.

La TV du ciel avant l'heure

Voici quelques satellites de télécommunications transmettant des programmes de télévision en couleur PAL ou SECAM. La réception est déjà possible en France pour certaines de ces chaînes avec un matériel adéquat :

- OTS : Position 10° Est, fréquences environ 11.7 GHz, retransmission complète du programme français « Antenne 2 » et d'un programme en langue anglaise d'une durée d'environ une heure trente par jour.
- Symphonie : Position 11.6° Ouest : retransmission du programme français « TF 1 », fréquence : 4 GHz.
- Horizon (série), Louch, Stationar, Ecran (série), fréquences entre 0.7 GHz et 4 GHz. Programmes en langue russe.
- ATS 6 dit « satellite indien » en raison de sa vocation éducative pour alimenter la TV domestique en Inde. Les retransmissions se font en UHF sur 860 MHz modulés en FM. Le débordement du faisceau nettement au-delà de l'Inde

permet à de nombreux amateurs d'Europe Occidentale de recevoir des signaux de qualité acceptable sur des équipements de fabrication personnelle (source AFA-TELD).

A propos de TF 1 et Antenne 2

Sachant qu'il existe de nombreux français ou francophiles (dont certains fidèles lecteurs de Radio-Plans), demeurant à l'étranger, nous signalons que ces deux satellites retransmettant Antenne 2 et TF 1 peuvent être captés dans d'excellentes conditions sur la quasi-totalité de l'Europe et en Afrique du Nord, à condition de disposer d'une parabole de taille appropriée et d'un décodeur.

Les satellites de radiodiffusion

Les satellites de télévision directe dits aussi satellites de radiodiffusion transmettent des signaux de TV dans une fourchette comprise de 11.7 à 12.5 GHz, qui correspond à une longueur d'onde de quelques centimètres.

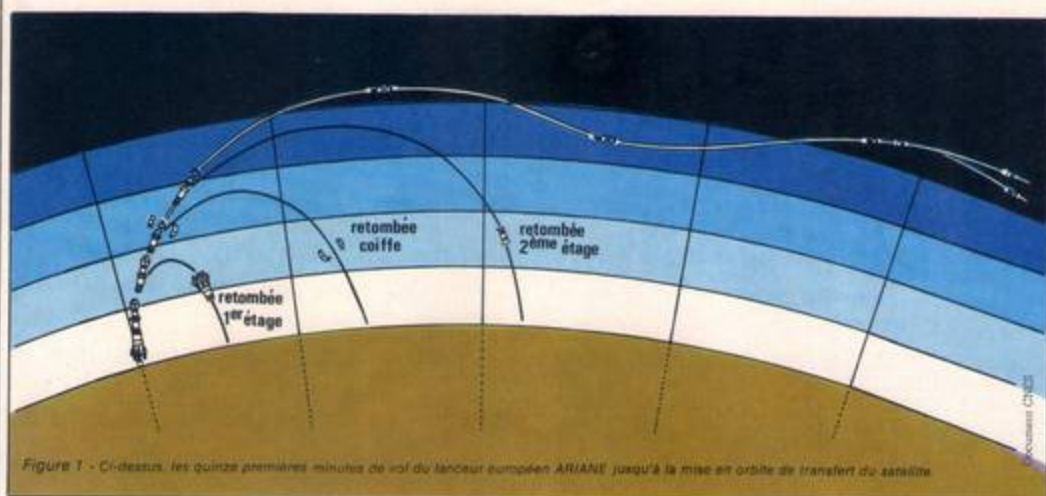


Figure 1 - Ci-dessus, les quinze premières minutes de vol du lanceur européen ARIANE jusqu'à la mise en orbite de transfert du satellite.

Ces signaux desservent plusieurs millions de téléspectateurs, grand-public, équipés de stations peu onéreuses, comme le précise la définition adoptée par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications). La notion de réception individuelle inclue la réception individuelle par l'installation de paraboloïdes ayant un diamètre minimum de l'ordre de 0.70-0.80 m (axe du faisceau) procurant un gain d'environ 36 dB; quant à la réception collective, elle s'effectue au moyen d'un paraboloïde d'un diamètre moyen de 1.80 mètre mais pouvant atteindre 2 ou 3 mètres.

- Les liaisons sont essentiellement unilatérales.
- Les zones de réception sont limitées.
- Les normes d'émission et l'emplacement des satellites ont été définies par diverses organisations internationales dont la CAMRS 77.
- Les usagers ne s'équipent que progressivement.
- À certaines heures le service peut être réduit voire interrompu.
- En cas de panne, il faut disposer immédiatement d'un second satellite utilisant la même position orbitale.
- La liaison montante est analogue à celle d'un satellite de radiocommunications.

La TVDS : de profonds changements

Les caractéristiques des systèmes des satellites de TVDS et la planification

qui en a été faite lors de la conférence de Genève, dans la Bande SHF, se conjuguent pour ouvrir aux organismes de Télévision et de Radio la perspective d'un accroissement considérable de la capacité de diffusion, avec une mise en œuvre sensiblement différente de celle du réseau terrestre.

Le satellite au secours du réseau terrestre

Comme nous le mentionnons dans la première partie, les bandes I et III VHF, et IV et V UHF utilisées en télévision, n'autorisent que la transmission de 4 chaînes de TV par nation et ce nombre de programmes actuellement transmis ou en passe de l'être (Canal Plus fin 84 ?) sera certainement doublé.

De plus, il n'est pas à exclure la possibilité de recevoir à long terme, jusqu'à une vingtaine de chaînes dans certaines régions françaises.

Terre-satellite : même vitesse angulaire

Les satellites européens de télévision directe seront lancés pour la plupart d'entre eux, notamment TDF 1 et TV SAT par le lanceur de l'Agence Spatiale Européenne, ARIANE, dont nous vous présentons sur la figure 1 ses quinze premières minutes de vol. Puis sur la figure 2 sont schématisées les différentes étapes de la mise en orbite des satellites, dont la dernière est dite géostationnaire et qui a des caractéristiques connues à l'avance.

On sait ainsi, selon une loi de la mécanique céleste, que la durée de la révolution complète d'un satellite autour de la Terre, augmente en même temps que sa distance quelle que soit sa masse.

Sur l'orbite géostationnaire, qui rappelons-le a les caractéristiques suivantes, rayon 42 158 km, altitude 35 870 km au-dessus de l'équateur et une longueur de 264 886 km, les satellites parcoureront cette distance en 23 h 56 minutes et 4.90 secondes, ce temps correspondant exactement à la durée de la rotation de notre globe sur lui-même (durée du jour sidéral moyen).

Etant donné que les satellites tournent dans le même sens que la Terre et progressent à la vitesse de 11 067.15 km/h, ils apparaissent donc de ce fait immobiles dans le ciel. La Terre et le satellite ont la même vitesse angulaire.

On comprend dès lors l'intérêt porté à cette circonférence qui semble d'ailleurs avoir été calculée en 1609 par le mathématicien et astronome allemand Jean KEPLER et elle précisait à cette époque le système (presque parfait) de Nicolas COPERNIC.

35 780 km théorique, 35 786 km pratique

L'orbite géostationnaire est théoriquement située à 35 780 km au-dessus de l'équateur, mais pour diverses raisons, renflement équatorial qui apporte une dérive de 10° par année et aussi à l'attraction combinée de la Lune et du Soleil qui, eux,

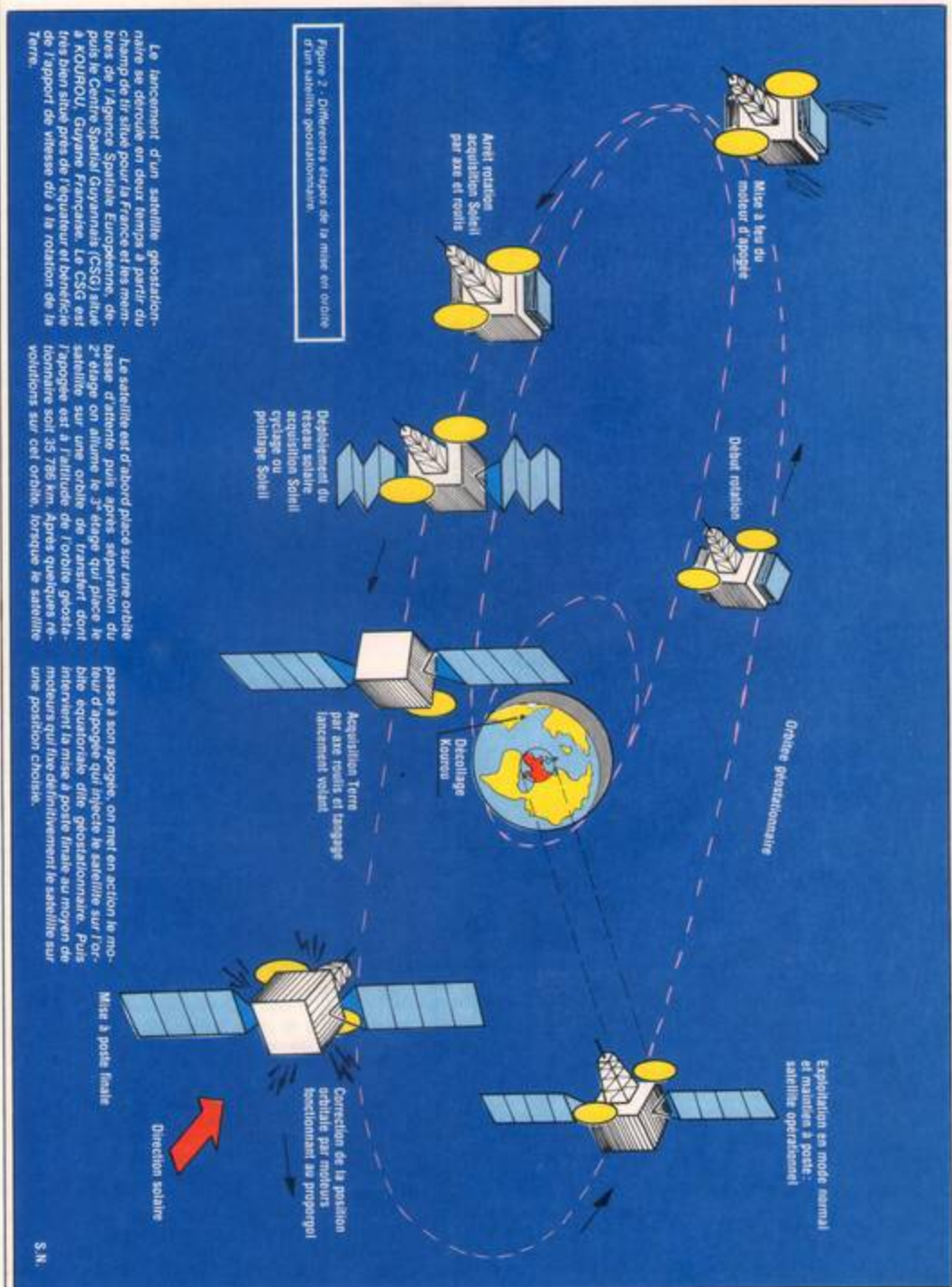


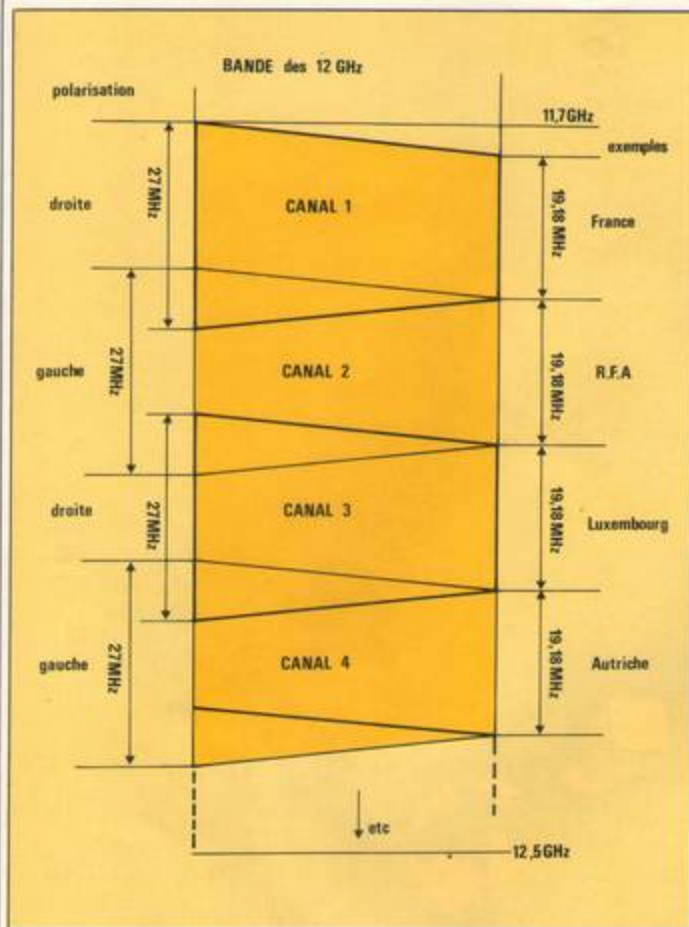
Figure 2 : Différents étages de la mise en orbite d'un satellite géostationnaire.

Le lancement d'un satellite géostationnaire se déroule en deux temps à partir du Champ de tir situé pour la France et les membres de l'Agence Spatiale Européenne, depuis le Centre Spatial Guyanais (CSG) situé à KOUROU, Guyane Française. Le CSG est très bien situé près de l'équateur et bénéficie de l'apport de vitesse dû à la rotation de la Terre.

Le satellite est d'abord placé sur une orbite basse d'attente, puis après séparation du 2^e étage on allume le 3^e étage qui place le satellite sur une orbite de transfert dont l'apogée est à l'altitude de l'orbite géostationnaire soit 35 786 km. Après quelques révolutions sur cet orbite, lorsque le satellite

passé à son apogée, on met en action le moteur d'apogée qui injecte le satellite sur l'orbite équatoriale dite géostationnaire. Puis intervient la mise à poste finale au moyen de moteurs qui fixent définitivement le satellite sur une position choisie.

S. N.



introduisent une dérive de 0.1° en longitude et 0.8° en latitude par année, les satellites géostationnaires sont placés en une orbite située vers 35 786 km d'altitude au-dessus de l'équateur. De plus, des corrections interviennent au cours de la mission, dès que le satellite s'écarte de la position orbitale définie, grâce à l'utilisation de moteurs auxiliaires qui ne peuvent assurer leur fonction dès que le carburant (propergol) à bord est épuisé, d'où la durée de vie de TDF 1 et TVSAT estimée et limitée à 7 années. Les satellites sont alors perdus quoiqu'ils puissent encore fonctionner électriquement.

Eviter l'embouteillage !

L'orbite géostationnaire doit être efficacement utilisée afin que l'on

puisse y placer un nombre d'engins aussi élevé que possible pour la radiodiffusion, les télécommunications ou autres applications. Précisons que cette circonférence longue de 265 000 km, est déjà encombrée par près de 300 satellites civils ou militaires.

Des économies

Etant donné que les satellites de radiodiffusion directe ont la même vitesse angulaire que la terre, ces derniers apparaissent immobiles et ne nécessitent pour leur alimentation HF, qu'une station de contrôle ayant une antenne fixe, contrairement à l'utilisation d'autres types d'orbite où plusieurs stations équipées d'antennes pointent obligatoirement la position du satellite qui est

animé d'un mouvement ou d'une vitesse différente de celle de la Terre.

L'orbite géostationnaire : une ressource naturelle convoitée

Certains pays d'Amérique ou d'Afrique traversés par l'équateur ont dès 1976 fait valoir leur droit de souveraineté sur les segments de l'orbite géostationnaire situés au-dessus de leur pays. En effet, pour certaines de ces nations, le plus souvent états du Tiers Monde ou en voie de développement cette circonférence limitée et naturelle présente un intérêt tout à fait particulier...

Cette revendication formulée par ces dites nations semble contradictoire au « Traité de l'Espace » qui stipule que l'espace extra-atmosphérique ne peut faire l'objet d'appropriation nationale par proclamation de souveraineté.

La planification

C'est sous l'égide de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) qui est une institution spécialisée de l'ONU que s'est déroulée à Genève en 1971, 79 et plus particulièrement en 1977 la « CAMR RS » Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications de Radiodiffuseurs par Satellite. Cette conférence mondiale a regroupé 154 pays. L'Union Internationale des Télécommunications a pour but dans ses travaux, de planifier, coordonner et de normaliser les communications notamment celles employées en Télévision Directe par Satellite.

Position orbitale des satellites

Découverte semble-t-il dès le début du 16^e siècle, cette orbite risque de devenir rapidement congestionnée, d'où la nécessité de réglementer le stationnement des engins orbitaux sur cette couronne ayant une longueur théorique de 264 886 km.

La CAMR, devant la menace de pénurie de cette orbite exceptionnelle et unique, a dans un premier temps réglementé cette circonférence en trois parties (segments).

Dans le premier segment ont été stationnés les satellites européens et africains, le second segment est attribué aux diffuseurs des Amériques

et le troisième segment a été réservé aux radiodiffuseurs d'Asie, d'Océanie et à l'Australie.

Dans le premier segment, - 37° à + 23° qui a été accordé au pays d'Europe, nous relevons une dizaine de grappes orbitales espacées de 6°. C'est ce segment qui nous intéresse plus particulièrement, nous, les téléspectateurs européens. (Voir l'illustration représentée par la figure 3.

Le Soleil : l'élément indispensable

Pour que les satellites puissent émettre, il faut impérativement que les panneaux solaires de ces derniers soient éclairés et dirigés vers le soleil au moyen d'un mécanisme d'entraînement. C'est le cas pour TDF 1 ou TV SAT (même construction) qui assureront leur mission tant que cette condition sera remplie, ce qui ne sera pas toujours le cas pendant les périodes qui s'étalent du 27 février au 12 avril et du 1^{er} septembre au 12 octobre (équinoxes) où les éclipses se produisent (Terre passant entre le Soleil et la position orbitale) et qui ont une durée de 1 heure et cela 52 jours par an. Le début des éclipses se produira au plus tôt vers 0 h 40 et au plus tard se terminera à 1 h 50 (heure GMT).

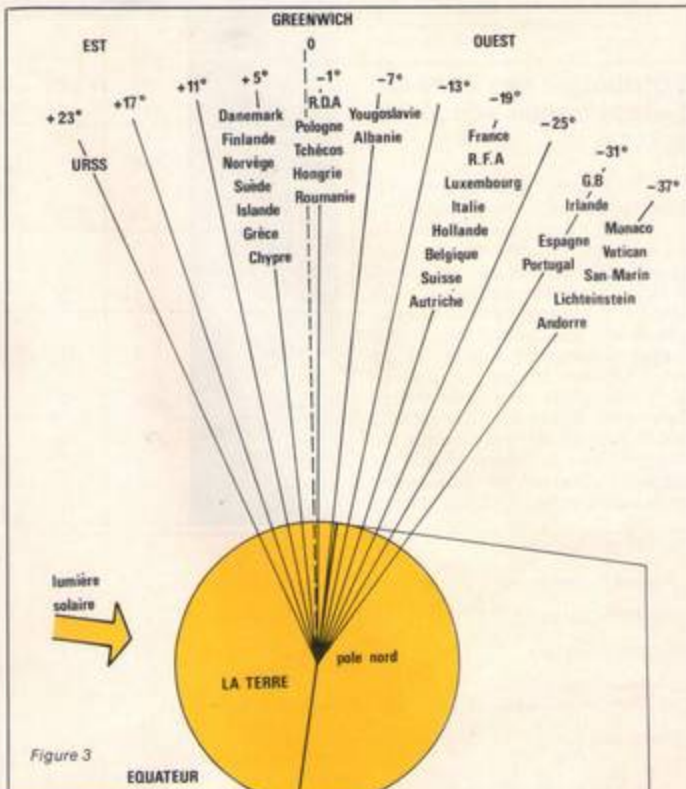


Figure 3

Canal	Fréquence Vision (MHz)	Porteuse (MHz)	Canal	Fréquence Vision (MHz)	Porteuse (MHz)
1	11727.48		21	12111.08	
2	11746.66		22	12130.26	
3	11765.84		23	12149.44	
4	11785.02		24	12168.62	
5	11804.20		25	12187.80	
6	11823.38		26	12206.98	
7	11842.56		27	12226.16	
8	11861.74		28	12245.34	
9	11880.92		29	12264.52	
10	11900.10		30	12283.70	
11	11919.28		31	12302.88	
12	11938.46		32	12322.06	
13	11957.64		33	12341.24	
14	11976.82		34	12360.42	
15	11996.00		35	12379.60	
16	12015.18		36	12398.78	
17	12034.36		37	12417.96	
18	12053.54		38	12437.14	
19	12072.72		39	12456.32	
20	12091.90		40	12475.50	
Distance entre porteuses de 2 canaux adjacents				19,18 MHz	
Largeur d'un canal				27,00 MHz	

Tableau 1 - Définition des canaux radio et TV dans la bande des 12 GHz (CAMR-RS 1977)

Pendant la durée de l'éclipse, le service est interrompu mais les fonctions de base du satellite sont assurées par des batteries.

On décale à l'Ouest

Afin de réduire le plus possible la distance Satellite-Terre (soit 38 850 km Alsace, Lorraine, Nord à 38 050 km Pays Basque), il aurait été judicieux de positionner le satellite juste au-dessus du pays à desservir, mais afin de reculer le plus tardivement au cours de la nuit l'interruption de service due aux éclipses, il a été décidé que les satellites français, allemand, autrichien, luxembourgeois, hollandais, italien et belge seront décalés de 19° vers l'Ouest.

Tableau 2 - Disposition des canaux, position orbitale et polarisation des satellites dans la bande des 12 GHz.

Distribution des canaux dans la bande allouée à la TVDS (tableaux 2 et 3)

La Télévision directe s'effectue dans une bande comprise entre 11,7 et 12,5 GHz donc large de 800 MHz qui a permis la création de 40 canaux CAMR qui ont une largeur de 27 MHz (pour les systèmes européens à 625 lignes) (voir tableau 1).

Mais afin d'utiliser au mieux cette bande relativement étroite, les canaux ont été placés au pas de 19,18 MHz en se chevauchant (voir illustration figure 6). On constate que l'espacement des canaux est plus petit que la largeur nominale, grâce à l'utilisation de deux polarisations différentes, l'une polarisation

Pays	Position orbitale	Polarisation de l'émetteur *)	Canaux					
Allemagne	-19	2	2	6	10	14	18	Réception avec un équipement extérieur commun
Autriche	-19	2	4	8	12	16	20	
Suisse	-19	2	22	26	30	34	38	
Italie	-19	2	24	28	32	26	40	
France	-19	1	1	5	9	13	17	idem
Luxembourg	-19	1	3	7	11	15	19	
Belgique	-19	1	21	25	29	33	37	
Pays Bas	-19	1	23	27	31	35	39	
Pologne	-1	2	1	5	9	13	17	idem
Tchécoslovaquie	-1	2	3	7	11	15	19	
DDR	-1	2	21	25	29	33	37	
Finlande	+5	2	2	6	10	22	26	idem
Norvège	+5	2	14	18	38	28	32	
Suède	+5	2	4	8	34	30	40	
Danemark	+5	2	24	28	32	36	40	
Grande-Bretagne	-31	1	4	8	12	16	20	idem
Jugoslavie	-7	1	21	25	29	33	37	
Monaco	-37	1	21	25	29	33	37	
Hongrie	-1	1	22	26	30	34	38	

Bande de fréquence	11,7 - 12,5 GHz
Nombre de canaux	40 (numérotés de 1 à 40)
Fréquence de canal	Voir Tableau 1
Largeur de canal	27 MHz
Distance entre porteuses de 2 canaux adjacents	19,18 MHz
Modulation image	FM
Son	FM sur sous-porteuses
Nombre de canaux par nation	5
Pas entre les canaux nationaux	3 min.
Canaux français	1 5 9 13 17
Canaux allemands	2 6 10 14 18
	Orbite - 19° W
Disposition des satellites par nation	Voir Tableau 2
Mode de rayonnement	Polarisation circulaire gauche ou droite selon le canal
Position orbitale	FRANCE - 19° W (autres nations voir Tableau 2)
Précision de la position du satellite	± 0,1° N/S ± 0,1° E/O ± 0,14° tous ensemble
Erreur de pointage des antennes satellites	± 0,1° dans chaque direction ± 2° autour de l'axe de rayonnement
Densité du champ en bordure des régions éclairées pendant 99 % du temps de transmission	
antennes individuelles	- 103 dBW/m ²
antennes collectives	- 111 dBW/m ²
au centre de la zone	- 100 dBW/m ²
Facteur de mérite de l'installation	
Réception individuelle	6 dB/K
Réception collective	14 dB/K
Angle d'ouverture de l'antenne à ± 3 dB	
Réception individuelle	2° (∅ du réflecteur 90 cm)
Réception collective	1° (∅ du réflecteur 180 cm)

Document FUBA

circulaire droite (directe) et l'autre polarisation gauche (indirecte).

L'atténuation du signal contrapolaire est relativement important, environ 25 à 30 dB, et par conséquent si les canaux adjacents utilisés par des pays voisins sont contrapolaire le risque d'interférence est minimisé.

De plus, le procédé FM (Modulation de Fréquence) employé pour l'ensemble de la transmission des signaux d'un canal, porteuse vidéo et porteuse son, procure une meilleure sauvegarde de la qualité des signaux faibles contre les bruits par rapport à l'AM (Modulation d'Amplitude).

La réception des signaux transmis par satellite sera plus complexe et plus onéreuse qu'avec le système actuel. La réception de la TVDS sera également moins souple, parabolique encombrante, assujettie à un pointage précis voire définitif, qui interdit pratiquement la réception sur du matériel portatif ou mobile (véhicule en mouvement). Toutefois, il convient de préciser que certaines de ces différences sont dues plus à la longueur de l'onde utilisée, environ 2,5 cm, qu'à la nature même de la TVDS.

Sources : TDF, CNES, FUBA, que nous remercions.

(à suivre)

Serge REFFEUN

Tableau 3 - Caractéristiques du système de réception satellite radio 12 GHz définies par la - CAMR-RS - 1977

Réalisation

Expérimentez deux
amplificateurs en « Classe D »,
l'un en technologie bipolaire,
l'autre en technologie
HEXFET.

Temps 
Difficulté 
Dépense 



Nous avons publié dans notre numéro de décembre 82, les plans d'un petit amplificateur PMW destiné à piloter un casque. De par sa faible puissance de sortie, son rayon d'application était réduit. Les deux cartes présentées ce mois sont nettement plus puissantes et par ailleurs, de meilleure qualité. Comme énoncé plus haut, les deux unités de « puissance » utilisent deux technologies différentes. La première carte amplificatrice ne fait appel qu'à des composants courants et est moins puissante que sa sœur HEXFET. La réalisation d'une carte bipolaire, seule, sera explicitée. Par contre, un amplificateur stéréo complet en HEXFET sera décrit dans les lignes qui suivent...

Réalisation

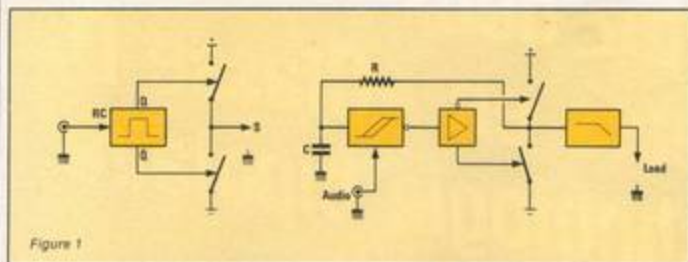


Figure 1

L'amplificateur PWM, (Pulse width modulation)

Le principe de la classe D est assez ancien, il date en effet des années 40 ; à cette époque et ensuite, quelques projets avaient vu le jour mais sans aucune suite. Le principe en est simple comme le schématise la figure 1. Deux interrupteurs relient alternativement la charge et la ligne + ou -. Si le rapport cyclique du signal commandant les inters est de 50 %, alors l'inter du haut sera ouvert un temps égal à celui du bas : Il en résulte une tension nulle en sortie. Maintenant si l'inter du haut est fermé plus longuement que celui du bas, la tension de sortie sera positive, et inversement, négative si c'est l'inter du bas qui est fermé plus longuement que celui du dessus.

Le principe de la classe D étant connu nous pouvons en énumérer les avantages : — faible dissipation de l'étage de sortie ; — fort rendement ; Rapport signal/bruit élevé. Le seul inconvénient étant le filtre de sortie à concevoir. Nous reviendrons dessus plus loin. Les interrupteurs, pour un rendement optimum, de-

ront avoir une résistance la plus faible possible lorsqu'ils sont fermés ; en technologie bipolaire, ceci implique des transistors parfaitement saturés d'où un courant de base élevé, par contre, en utilisant des MOS on évite l'inconvénient précédent. Malheureusement, chaque médaille ayant son revers, le prix des MOS, plus précisément des HEX FET est encore élevé, c'est la raison pour laquelle nous décrivons deux versions d'amplificateur.

La version Bipolaire

Son schéma est visible en figure 2. Dans le paragraphe précédent, nous commandons les interrupteurs de sortie par une horloge extérieure, ici pour simplifier le schéma et par là-même éviter la contre-réaction, nous avons conçu des amplificateurs dont l'horloge et le comparateur sont confondus. Ainsi, si l'on suppose au départ, la capacité C_1 déchargée, la sortie de l'amplificateur sera haute et par l'intermédiaire de R_1 , chargera C_1 . Quand le premier seuil du comparateur est atteint, la sortie évolue de 1 vers 0 et donc décharge C_1 via R_1 . Puis le cycle recommence lors-

que le deuxième seuil est atteint. Le comparateur est, en fait, un trigger construit autour de T_1 et T_2 . Nous ajustons le rapport cyclique en décalant le potentiel de base de T_1 grâce à A_1 . Puis nous modulons le rapport cyclique en injectant le signal à amplifier sur la jonction R_3, R_4 . Pour réaliser un trigger inverseur nous ajoutons T_3 qui a aussi pour rôle de commander T_4, T_5 . Il doit fournir un courant suffisamment important en vue de saturer correctement la paire de sortie. C'est ainsi que R_{10} chauffera légèrement en fonctionnement. R_{11} est destinée à améliorer la réponse de T_4, T_5 sur charge inductive. L_1 sera une self miniature. Nous avons choisi pour T_4, T_5 des transistors présentant les caractéristiques suivantes : Haute fréquence de transition (pour un modèle de puissance) = 50 MHz ; $I_{c\max} = 2$ A. Tout modèle présentant des caractéristiques similaires en fréquence et courant est utilisable : BD462 (PNP) ; BD463 (NPN) ; BD507 (NPN) ; BD508 (PNP), etc. On fera attention au brochage qui, sur le circuit, est adapté aux 507, 508, dont le collecteur est relié au boîtier...

Réalisation pratique

Les dessins du circuit imprimé ainsi que l'implantation sont respectivement donnés aux figures 3 et 4. Dans le cas d'une mise en boîtier, il faudra sérieusement blinder l'amplificateur pour éviter tout rayonnement parasite. La mise sous tension ne pose aucune difficulté : Alimenter la maquette à l'aide d'une source 12 V ou 15 V. Attention ! IL FAUT QUE LE REGULATEUR SOIT

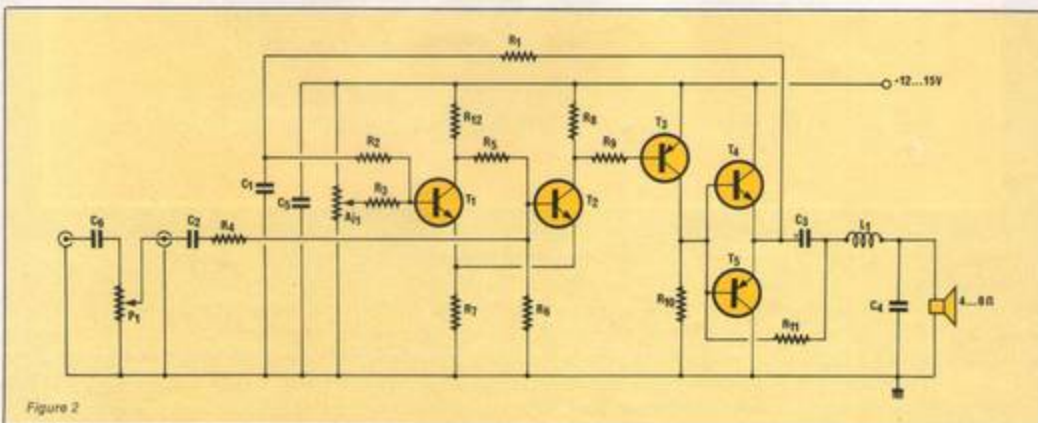


Figure 2

CONÇU POUR ENCAISSER DES POINTES D'INTENSITÉ A 100 kHz ! Sinon, la tension d'alimentation s'écroulera. Le mieux est d'utiliser une batterie 12 V ou un transformateur suivi d'un pont de diodes et d'une grosse capacité... Deux solutions sont possibles, vous disposez d'un oscilloscope et ajustez le rapport cyclique (à l'aide de AJ) à 80 % après avoir raccordé le haut-parleur ainsi que le préamplificateur. En effet, de par la charge faite sur R₆, le rapport cyclique sera modifié : il faudrait retoucher AJ. Deuxième solution, vous ne disposez pas de scope mais d'un volt-mètre. Mesurez la tension d'alimentation lorsque tout est connecté. (H.P. + préampli). Puis lisez la tension entre masse et jonction d'émetteur de T₄, T₅. Ajustez AJ pour obtenir une tension égale à V_{ALIM} / 2.

Ça y est, le montage est prêt à fonctionner. Il délivre sur 4 Ω une puissance de l'ordre de 3 W. Dans le cas d'une utilisation prolongée, on coiffa les transistors d'un petit clip refroidisseur. De toutes façons, comme les transistors fonctionnent en commutation, la puissance diss-

pée reste largement supportable sans clip. On se référera avec intérêt à l'article écrit à ce sujet par R. Rateau dans R.P.-E.L. n° 417 pour calculer un quelconque dissipateur.

La version HEX FET

Le schéma de principe de cette version vous est proposé à figure 5. Nous avons, ici aussi, exploité le principe du PWM auto-oscillant. L'étage trigger est conservé ainsi que l'inverseur ; de plus pour sortir sous faible impédance, nous avons connecté deux transistors montés en suiveur. Nous commandons les grilles des MOS également par un suiveur. Pourquoi, puisque le courant consommé par l'entrée est nul ? Tout simplement parcequ'il existe deux capacités grille-drain et grille-source dont la valeur n'est plus négligeable à la fréquence considérée. C'est essentiellement la capacité grille source de l'ordre de 600 pF qui va freiner le signal d'attaque, c'est la raison pour laquelle le pilotage de chaque grille si effectuée sous faible impédance de sortie. De par les

transitoires (créés par les HEX FET) sur les lignes d'alimentation, nous avons été contraints de découpler grâce à R₁₃, C₅, C₇ et R₁₄, C₆, C₈, les branches d'alimentation du circuit de commande. L'arrivée des tensions + ou - 25 V sera elle aussi découplée par C₂, C₃. C'est un point important auquel il faut veiller lors de la conception des circuits imprimés. (L'auteur ayant « grillé » de nombreux BC238, 308 durant les expérimentations, par l'apparition de ces transitoires... Vous voulez tenter l'expérience, dessoudez donc C₂ et C₃ !). Un autre problème, est l'excursion transitoire de la tension aux bornes de l'enceinte. Les HEXFET ont une tension grille-source maximale de 20 V, de par le rapport 1/6 (évoqué dans l'article consacré aux MOS du RP-EL d'août 83) la tension de source se trouve répercutée sur la grille, multipliée par 0,16. Il faut donc limiter cette excursion susceptible de détruire les HEX FET et quand on connaît leurs prix... Nous avons donc connecté deux diodes Zéner de 15 V entre grille et source. Ici aussi, la puissance dissipée est modeste, néanmoins nous avons quand même fixé les MOS sur un

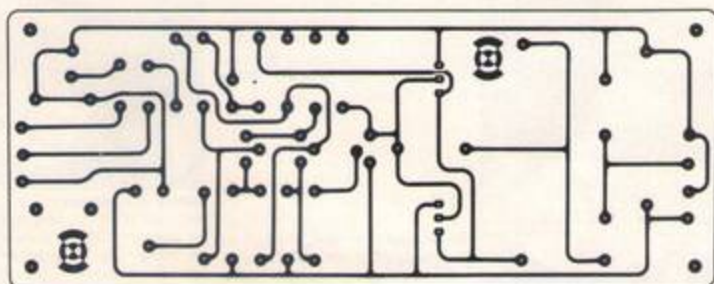


Figure 3

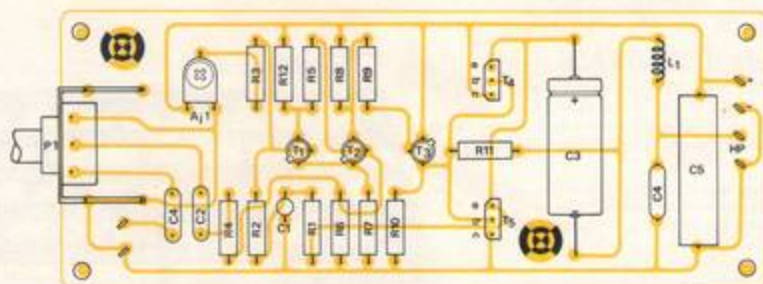


Figure 4

Réalisation

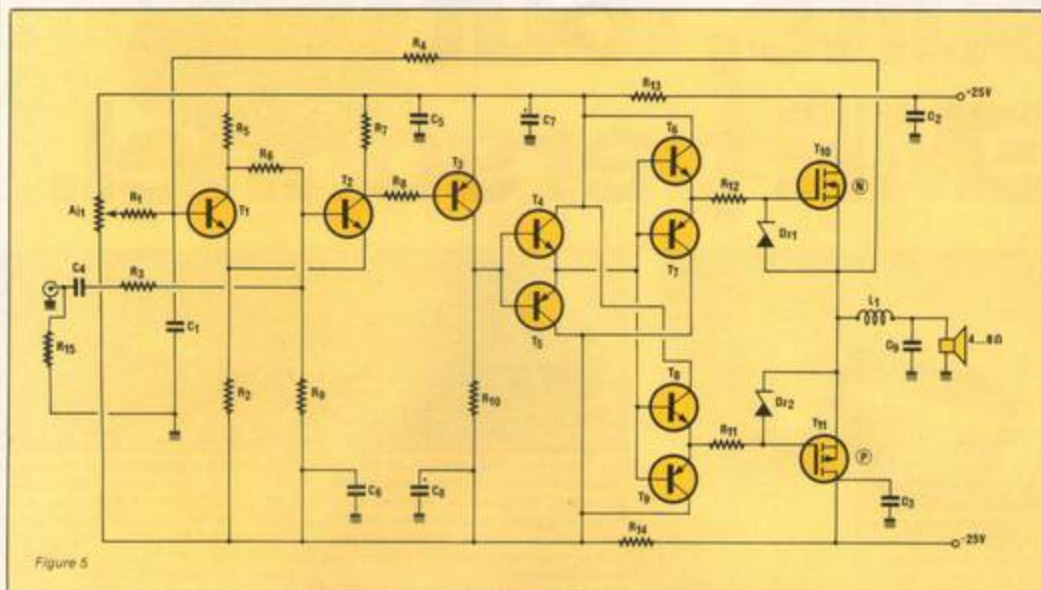


Figure 5

radiateur de taille moyenne : n'oublions pas que si la température augmente, la résistance R_{Dc} augmente et le rendement suit... inversement. C'est la raison pour laquelle le radiateur est surdimensionné nous avons utilisé un modèle de référence CO 220 P. Disposant de tous les éléments nécessaires à la mise en œuvre de notre appareil, étudions le filtre.

Le filtre de sortie

A la sortie de l'amplificateur PWM, nous sommes en présence d'un signal carré d'une fréquence de l'ordre de 250 kHz, dont le rapport cyclique est modulé par le signal à amplifier. De par l'inertie du système mécanique constituant un haut-parleur, celui-ci ne peut reproduire

cette fréquence, par ailleurs inaudible. Néanmoins, pour éviter toute intermodulation parasite nous faisons précéder la charge par un filtre passif qui va diminuer l'amplitude de la porteuse aux bornes de l'enceinte. C'est à dire, que sa transmittance sera élevée pour la haute fréquence et faible pour la basse fréquence.

Le filtre doit répondre à plusieurs spécifications : faible résistance série, tenue en puissance. Notre choix s'est porté sur un réseau LC (figure 6). La courbe de réponse de ce filtre est donnée à la figure 7. Vous remarquerez, avec justesse, que la charge est une résistance pure. En fait, on commet une légère erreur, car lorsqu'on calcule un filtre pour un haut-parleur, on tient compte de la variation d'impédance de ce dernier, ainsi que de son efficacité. Ici, le cas est différent puisque le réseau atténuateur est défini pour une enceinte acoustique, donc avec les filtres à l'intérieur...

La version bipolaire est équipée d'un réseau LC qui coupe à 38 kHz.

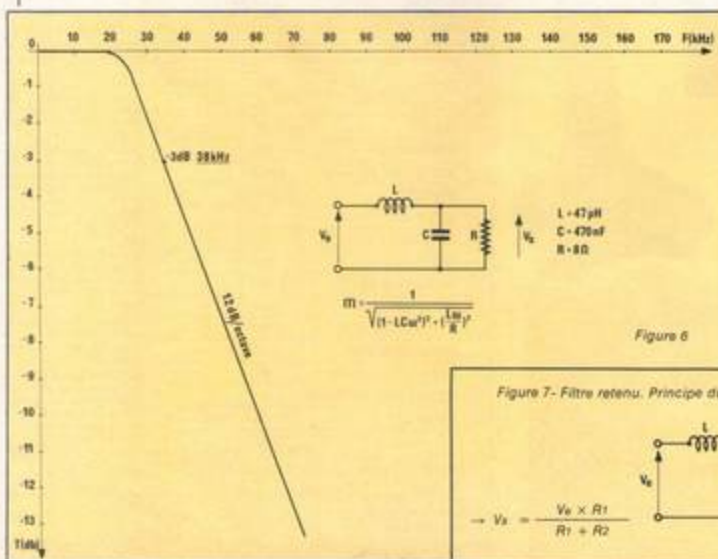
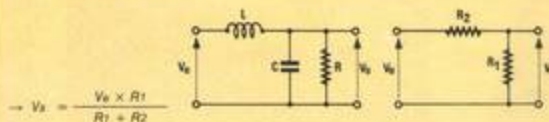


Figure 6

Figure 7 - Filtre retenu. Principe du diviseur potentielométrique



L'amplificateur HEX FET voit son réseau calculé pour 55 kHz, sur 8 Ω. Pourquoi des fréquences de coupure différentes ? La raison en est simple : Pour la version bipolaire, il est possible de choisir la self sur une large gamme de modèles miniatures, puisque l'intensité qui la parcourt est moyenne. Par contre, pour l'autre version, l'auteur comptait choisir des selfs utilisées pour des enceintes acoustiques, par malchance la gamme ne débute qu'à 100 ou 150 μH, et qui plus est, le prix de ces composants est élevé. La self devra posséder une résistance série minimale. Hé oui, vous l'avez deviné, nous allons réaliser la self par nos propres moyens ! Rassurez-vous le nombre de spires est faible et le fil à une section de 0,5 mm².

Réalisation de la self

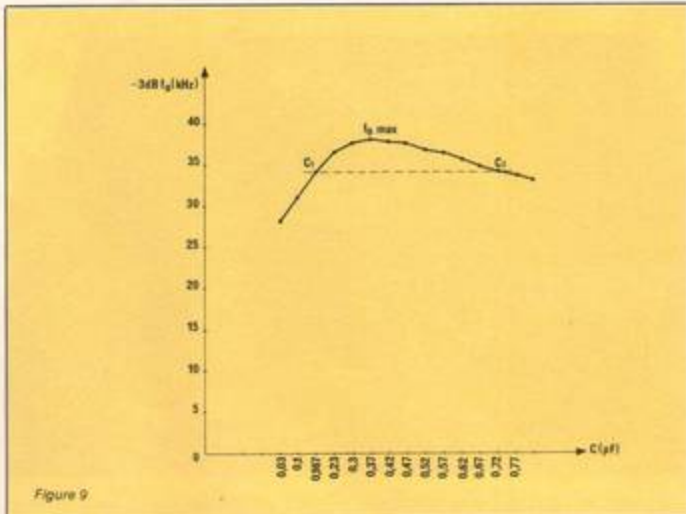
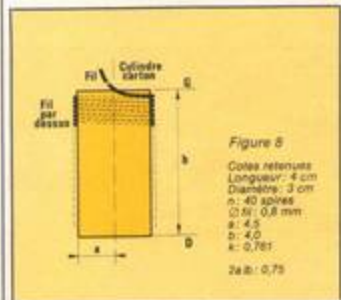
Pour ne pas utiliser des coupelles ferrites dont le prix aurait grevé notre budget, nous nous sommes rabattus sur une bobine à air. Pour réaliser cette dernière, nous calculerons ses paramètres à l'aide de la formule de NAGAOKA que nous avons retrouvée en compulsant nos grimoires poussiéreux !

$$L (\mu\text{H}) = \frac{0,0395 n^2 a^2 K}{b}$$

avec n = nbre de tours ; a = rayon de la bobine, K coef. dépendant du rapport 2a/b (voir tableau en fin d'article). b = longueur de la bobine.

Ici, L = 27 μH.

On se munira d'un support cylindrique de Ø 30 (boîte pour photo ou tube contenant des médicaments) et d'un petit ruban de carton de largeur 40 mm assez souple, genre bristol et on s'aidera de la figure 8. On enroule le carton sur le tube et on l'immobilise avec de l'adhésif. Puis, toujours à l'aide d'adhésif, on bloque



la première spire sur le carton, à gauche. Commencez à bobiner à spires jointives et chaque 10 spires, on retire un peu le carton du tube, qui doit coulisser sur ce dernier. Faites que les 10 premières spires se trouvent hors du tube. On évite ainsi le blocage total du bobinage à la fin de l'opération démoulage. Arrivé à la 40^e spire, on fixe le fil en le bouclant sur la 39^e et l'on recouvre le tout de ruban autocollant : on prend garde à ne pas déformer le cylindre ainsi réalisé. On gratte l'émail des

fils de connexion ou on le brûle à l'aide d'un briquet. Etamez les connexions ainsi faites. Ici s'achève la description de la self.

Les trois formules (A, B, C) qui suivent ne sont pas, par malheur, celles qui donnent la composition de la pierre philosophale, (mais l'auteur travaille à les découvrir !) mais simplement, ce n'est déjà pas si mal !, la pulsation de coupure et le calcul des capacités (voir figure 9).

FORMULE A

$$\omega = \sqrt{\frac{2 LC - \frac{L^2}{R^2} + \sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 2 LC + 4 L^2 C^2}}{2 L^2 C^2}} \quad \text{à } -3 \text{ dB}$$



FORMULE B

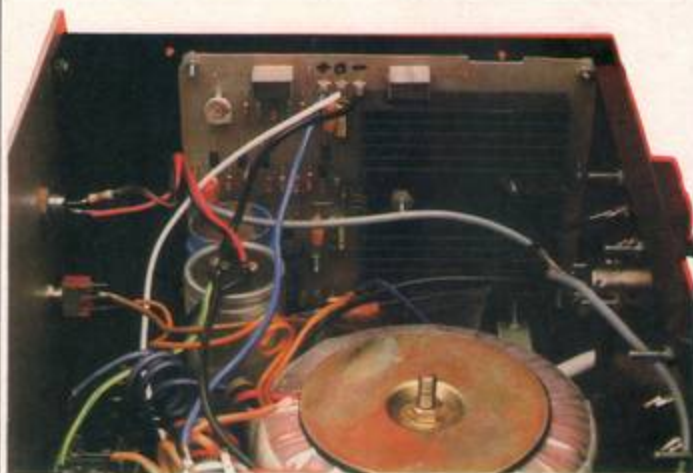
$$C_1 = \frac{1 + \sqrt{2 - \frac{\omega^2 L^2}{R^2}}}{\omega^2 L}$$

FORMULE C

$$C_2 = \frac{1 - \sqrt{2 - \frac{\omega^2 L^2}{R^2}}}{\omega^2 L}$$

C₁ et C₂ n'existent que si :

$$2 > \frac{\omega^2 L^2}{R^2}$$



On remarque que pour certaines fréquences de coupure, il existe deux valeurs de capacités : C₁ existe toujours, par contre C₂ peut devenir négatif ce qui ne veut rien dire. Ainsi, après calcul, on effectuera la manipulation au scope et à l'ampère-mètre pour tester les valeurs obtenues. Attention, en fonction des valeurs, on pourrait réaliser un circuit oscillant qui s'accorderait et qui forcerait l'amplificateur à travailler dans des conditions pour lesquelles il n'est pas prévu, prudence donc. Si vous utilisez les valeurs indiquées en nomenclature, il n'y a aucun problème. (Si le circuit s'accorde, l'intensité des branches positives ou négatives de l'alimentation s'élève et l'ampère-mètre dévie, vous indiquant la fausse manipulation.)

Réalisation pratique de la version HEX FET

Le circuit imprimé est représenté à la figure 10, son implantation à la figure 11. Nous avons logé l'ensemble dans un coffret de marque ESM et de référence ET 27/13. On s'inspirera des photos pour l'usinage et pour le câblage. Il faudra veiller à réaliser des liaisons aussi courtes que possible entre les cartes et l'alimentation et surtout en fil de fort diamètre. La masse, comme toujours, sera unique et reliée au châssis. La partie alimentation sera réalisée et câblée, selon la figure 12. Les condensateurs chimiques seront des modèles à collier. L'alimentation idéale serait un modèle filtré et régulé, mais surtout avec une ondulation faible. Comme les transistors de

sortie travaillent en commutation et non en linéaire (c'est-à-dire comme des Rhéostats), le taux de réjection est relativement faible, c'est la raison pour laquelle on retrouvera un peu de « ronflette » en sortie ! Le transformateur utilisé dans la version de l'auteur est un modèle torique, réputé pour son faible rayonnement, puisque les champs sont bouclés. Par contre, nos cartes PWM, se feront une joie de rayonner vers les têtes de votre tuner (peut-être un RP-EL I), nous vous invitons donc à réaliser un blindage, mais si votre châssis est relié à la terre, le mal sera déjà moindre. Toutes les précautions d'usage sont à prendre avec les HEX FET qui sont des composants MOS.

Mise au point

L'essai des cartes s'effectuera si possible en alimentation +12 V; -12 V, à intensité limitée... Sinon, on passe directement en alimentation de puissance : Après avoir vérifié le câblage pour la n^{ème} fois ! Gardez à l'esprit que le transformateur peut débiter 4 ampères et que si par

malheur (ou bonheur pour les artificiers en herbe...) un court-circuit se glissait dans la carte, surtout au niveau des drivers (qui n'ont pas leur courant limité) vous verriez les boîtiers de BC 307 et 237, se volatiliser dans l'air et il ne servirait à rien d'accuser l'auteur de l'article ! En conséquence, prudence. Connectez un préamplificateur (voir mise au point du bipolaire) et avec une certaine émotion, alimentez le tout. Si au bout d'une dizaine de secondes rien ne fume ou n'explose (!), c'est gagné. Réglez A₁ pour faire démarrer l'oscillateur et ajustez avec un scope ou un voltmètre la sortie à zéro volt. Branchez une enceinte en sortie et effectuez les premiers essais... Votre préamplificateur devra délivrer au moins 6 volts efficaces pour saturer notre carte, c'est là une carence de notre réalisation, mais si vous réalisez un quelconque amplificateur de tension, tout ira pour le mieux. (Genre « Ampli de tension à TDA 2310 », décrit RP-EL n° 415). On alimentera ce dernier sur les cartes (régulateurs 7815 et 7915) et on reliera sa sortie à l'entrée des PWM.

Conclusion

Certes, les deux montages proposés ne sont que des EXPERIMENTATIONS et, en aucun cas, la classe D ne constitue, actuellement, la panacée dans le domaine audio. Dans le cas de puissances supérieures, les problèmes posés dépassent le cadre de la revue ainsi que l'esprit de l'auteur ! Il espère cependant, que cette description vous aura intéressé par son aspect didactique et après avoir passé de nombreuses heures à mettre au point ces montages, il ne peut que vous rappeler, au cas où des difficultés surgiraient : Patience et persévérance sont de rigueur en électronique.

Christophe BASSO

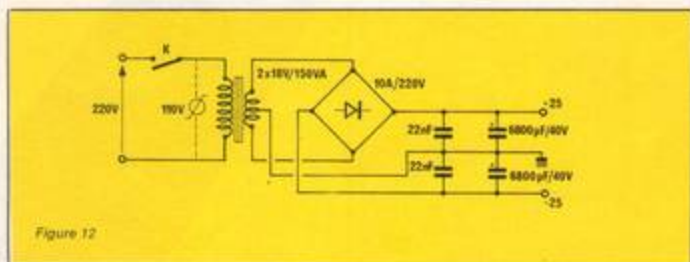


Figure 12

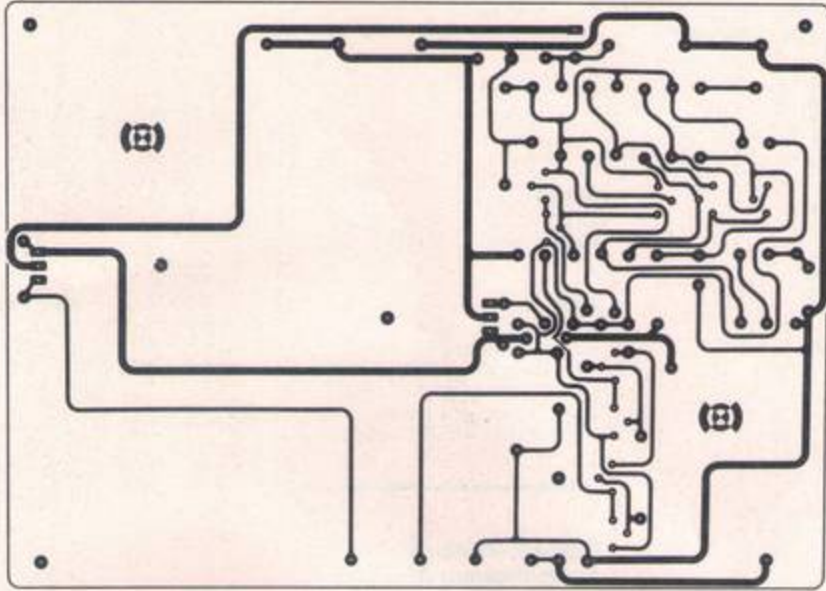


Figure 10

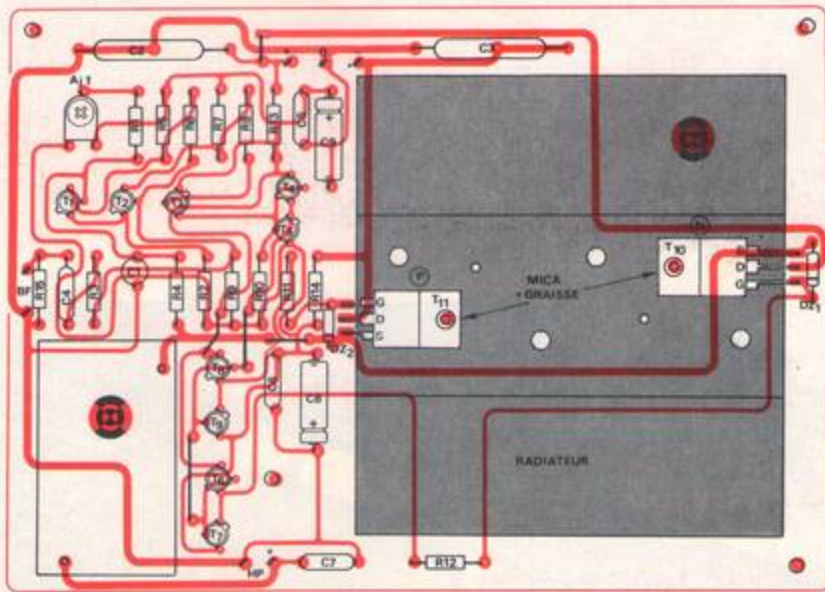


Figure 11

Réalisation

Nomenclature de l'amplificateur HEX FET

Résistances

R₁ : 10 kΩ
 R₂ : 6,8 kΩ
 R₃ : 22 kΩ
 R₄ : 33 kΩ
 R₅ : 1 kΩ
 R₆ : 22 kΩ
 R₇ : 1 kΩ
 R₈ : 100 Ω
 R₉ : 220 kΩ
 R₁₀ : 3,3 kΩ 0,5 W
 R₁₁ : 100 Ω
 R₁₂ : 100 Ω
 R₁₃ : 10 Ω
 R₁₄ : 10 Ω
 R₁₅ : 10 kΩ
 A₁ : 100 kΩ

Transistors

T₁, T₂, T₄, T₅, T₇ : BC 238
 T₃, T₆, T₈ : BC 307
 T₁₀ : IRF 530
 T₁₁ : IRF 9530

Condensateurs

C₁ : 470 pF
 C₂ : 2,2 μF MKH

C₃ : 2,2 μF MKH
 C₄ : 0,22 μF mylar
 C₅ : 10 nF
 C₆ : 10 nF
 C₇ : 10 μF 40 V
 C₈ : 10 μF 40 V
 C₉ : 470 nF

Diodes

DZ₁, DZ₂ : Zéner, 15 V, 400 mW
 Coffret ESM, ET 27/13

Divers

L₁ : 27 μH, voir texte
 Transformateur 2 × 18 V/150 VA
 2 condensateurs 6800 μF/40 V
 1 pont de diodes 10 A/200 V
 2 radiateurs (voir photo)
 Interrupteur, visserie, mica, etc.

Nomenclature de l'amplificateur bipolaire

Résistances

R₁ : 33 kΩ
 R₂ : 4 kΩ
 R₃ : 10 kΩ
 R₄ : 22 kΩ

R₅ : 56 kΩ
 R₆ : 68 kΩ
 R₇ : 1 kΩ
 R₈ : 470 Ω
 R₉ : 100 Ω
 R₁₀ : 470 Ω 0,5 W
 R₁₁ : 470 Ω 0,5 W
 R₁₂ : 470 Ω
 A₁ : 100 kΩ

Transistors

T₁, T₂ : BC 238
 T₃ : BC 308
 T₄ : BD 507, à la rigueur BD 137 (attention brochage)
 T₅ : BD 508, à la rigueur BD 138 (attention brochage)

Condensateurs

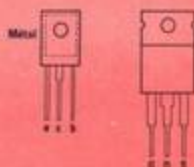
C₁ : 1 nF
 C₂, C₃ : 100 nF
 C₄ : 1000 μF/25 V
 C₅ : 470 nF
 C₆ : 1 μ mylar

Divers

L₁ : 47 μH miniature très faible résistance série
 P₁ : 100 kΩ Log.

2 a/b	k	2 a/b	k	2 a/b	k
0	1,0	0,90	0,711	7,00	0,258
0,05	0,979	1,00	0,688	8,00	0,237
0,10	0,958	1,25	0,658	9,00	0,219
0,15	0,938	1,50	0,630	10,00	0,203
0,20	0,920	1,75	0,603	20,00	0,109
0,25	0,902	2,00	0,579	30,00	0,075
0,30	0,884	2,25	0,557	40,00	0,056
0,40	0,850	3,00	0,523	100,00	0,032
0,50	0,818	3,50	0,494	200,00	0,019
0,60	0,789	4,00	0,468	400,00	0,011
0,70	0,761	5,00	0,443		
0,80	0,735	6,00	0,420		

Tableau donnant la valeur du coefficient K en fonction du rapport 2a/b



HEX FET

KITS PROFESSIONNELS
 Disponibles dans les points de vente officiels PANTEC
 ou documentation sur demande à
C.G. PANTEC
 27-29, rue Pajol
 75018 Paris
 Tél. : 202.77.06

PANTEC
 DIVISION OF CARLO GAVAZZI

KIT n° 3
ALIMENTATION STABILISÉE
de 2 à 30 V, 20 mA à 2,2 A.

Le haut degré de stabilisation et le réglage de la tension et des courants lui permettent d'être l'instrument idéal pour les laboratoires d'électronique.
 Tension de sortie 2 à 30 V CC.
 Courant de sortie 20 mA à 2,2 A.
 Protection électronique contre les courts-circuits.
 Sortie en courant constant ou tension constante.
 Potentiomètres de réglage de la tension et du courant.

GARANTIE DE FONCTIONNEMENT

Vers une utilisation universelle des régulateurs à tension fixe



Temps 
 Difficulté 
 Dépense 

Le problème de la stabilisation des tensions d'alimentation, fixes ou variables, se pose pour la majorité des réalisations électroniques. Dans une écrasante majorité de celles-ci, les tensions requises s'inscrivent dans la plage de 5 à 25 volts environ. Pour beaucoup d'entre elles, les intensités nécessaires ne dépassent guère quelques dizaines, ou quelques centaines de milliampères.

Ces performances relèvent typiquement des régulateurs intégrés à trois broches, et à sortie fixe, que même les plus timorés des revendeurs tiennent maintenant en stock, et à des prix intéressants, malgré de très confortables marges bénéficiaires.

Malheureusement, l'amateur ne dispose pas toujours, quand il le faudrait, du régulateur précisément souhaité : de 5 à 24 volts, il existe 6 valeurs normalisées pour les tensions positives, et autant pour les tensions négatives. S'il faut, en plus, une valeur hors normes, ou à fortiori variable, le problème devient insoluble.

Or, moyennant certaines précautions auxquelles nous consacrons cette étude, il suffit, pour obtenir n'importe quelle tension, fixe ou variable, de 5 à 25 volts, de disposer d'un type de régulateur (et un autre, pour les potentiels négatifs).

Grandeurs et insuffisances des régulateurs 3 broches

Dans ce court article, nous ne reviendrons pas sur la structure interne de ces circuits, au demeurant fort complexe. Retenons simplement que figurent, au rang de leurs avantages, les caractéristiques suivantes :

— limitation interne du courant de sortie, excluant toute destruction par surcharge ou court-circuit ;

— limitation interne de la température des jonctions ; en cas d'un appel excessif de puissance, ou d'un refroidissement insuffisant, le régulateur, là encore, s'autolimité ;

— extrême simplicité d'emploi, due au très petit nombre des composants externes nécessaires.

Rien n'étant parfait, cependant, on doit aussi relever quelques faiblesses. La première concerne la tolérance sur la tension de sortie :

elle atteint, généralement, $\pm 5\%$ de la valeur nominale. Ainsi, un régulateur 15 volts pourra délivrer, en pratique, une tension comprise entre 14,25 volts et 15,75 volts.

L'autre vice n'apparaît pas (et ne constitue donc aucune gêne) lorsqu'on utilise le régulateur pour sa destination normale, c'est-à-dire pour délivrer sa tension nominale. Elle tient à la présence d'un courant de polarisation, dont nous allons maintenant analyser les effets.

Le courant de polarisation, et ses effets

Considérons le régulateur de la famille 78XX (la notation XX représente la tension de sortie nominale : 5,0 V, 6,2 V, etc.) représenté symboliquement à la figure 1. Il est alimenté sous la tension d'entrée non régulée V_e , et délivre la tension régulée V_s , en fournissant à la charge R l'intensité I_s . Pour des raisons qui tiennent à la structure interne, ce fonctionnement s'accompagne de la sortie d'un courant de polarisation I_0 (quiescent current) par la broche 3. Typiquement, pour les régulateurs des séries 78L00 (boîtier TO-39 ou TO-92, I_0 maximal de 100 mA), 78M00 (boîtier TO-220, I_0 maximal de 500 mA) et 7800 (boîtier TO-220 ou TO-3, I_0 maximal de 1 A), l'ordre de grandeur de I_0 avoisine 5 mA. De plus, ce courant de polarisation varie :

- avec l'intensité I_s débitée en sortie,
- avec la tension d'entrée V_e .

L'un des montages fréquemment proposés, pour modifier ou faire varier la tension de sortie d'un régulateur fixe, est celui de la figure 2. Au lieu de retourner la borne 3 à la masse, on l'applique sur le point milieu du pont $R_1 R_2$, où R_2 est une résistance ajustable, ou un potentiomètre. Si V_N désigne la tension de sortie nominale du régulateur, et V_s la tension délivrée par l'alimentation, une simple application de la loi d'Ohm montre que :

$$V_s = V_N \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 I_0$$

L'apparition du terme I_0 montre que, pour un réglage donné de R_1 , V_s

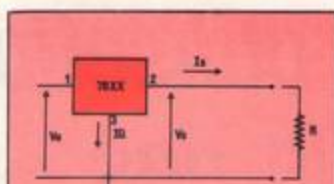


Figure 1

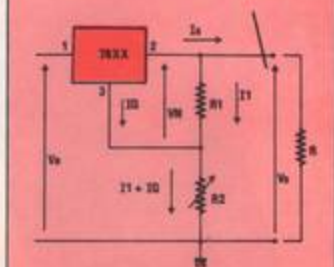


Figure 2

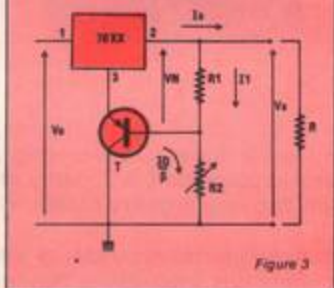


Figure 3

varie avec le courant de polarisation, donc avec I_s et V_e .

Dans leurs notes d'applications, les constructeurs, conscients de ce problème, conseillent de choisir I_0 grand par rapport à I_s , ce qui impose de faibles valeurs de R_1 et de R_2 . Il ne

s'agit pourtant que d'un pis aller, et la régulation du système de la figure 2 n'est plus digne d'une alimentation moderne. Nous allons voir qu'il existe deux remèdes, l'un très simple, et l'autre plus compliqué.

Un transistor à la rescousse

Considérons maintenant (il s'agit toujours de régulateurs positifs) le schéma de la figure 3, où le transistor T est du type PNP. Le courant I_0 du régulateur devient, ici, le courant d'émetteur de T. Dans la résistance R_2 , il ne circule alors, outre I_s , que l'intensité de base du transistor, soit :

$$\frac{I_0}{\beta}$$

en désignant par β le gain en courant statique. Avec les notations précédemment utilisées, on peut donc écrire :

$$V_s = (V_N - V_{BE}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 \frac{I_0}{\beta}$$

V_{BE} , tension émetteur base du transistor, vaut environ 0,6 volt dans les conditions normales d'utilisation, mais varie toutefois légèrement avec la température (2 mV/°C). Pour éliminer cette influence de la température, on peut compenser V_{BE} par une tension de même valeur et de même comportement thermique, par exemple une diode connectée en série avec R_1 .

L'intérêt principal du montage réside dans la minimisation des effets de $I_0 : \beta$, en effet, atteint facilement une valeur de 200 à 300.

Utilisation d'un amplificateur opérationnel

Employé à la place du transistor de l'exemple précédent, un amplificateur opérationnel permet d'éliminer les problèmes de dérive thermique. Il autorise, également, l'obtention de tensions de sortie inférieures à la tension nominale du régulateur, à condition de disposer d'une tension négative annexe.

Le schéma de la figure 4 fournit un exemple classique de montage, pour lequel un amplificateur opéra-

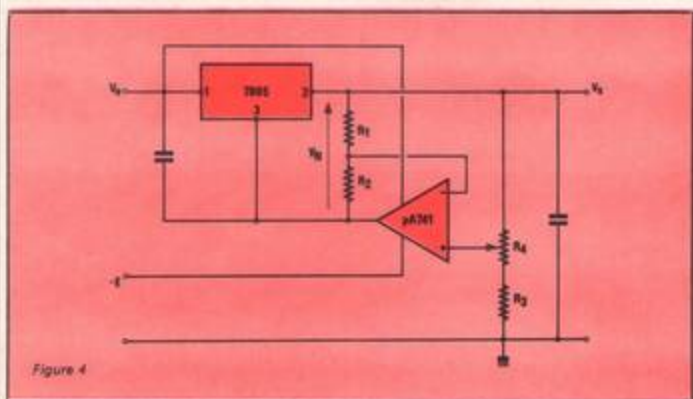


Figure 4

tionnel de type 741 convient parfaitement. La borne 3 du régulateur (c'est-à-dire l'entrée de l'amplificateur d'erreur interne) est attaquée par la sortie de l'amplificateur opérationnel, donc avec une très faible résistance interne: ceci élimine quasi-totalement l'influence du courant de repos I_o .

Le potentiomètre R_4 commandant maintenant la tension de sortie, on peut facilement calculer celle-ci :

$$V_s = V_{N1} \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_2}$$

Dans ces conditions, V_s évolue entre deux valeurs extrêmes :

$$V_{s_{\text{max}}} = V_{N1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

obtenue lorsqu'on annule R_4 , et

$$V_{s_{\text{min}}} = V_{N1} \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{R_2 + R_{4_{\text{max}}}}{R_1 + R_2}$$

Le montage nécessite, comme nous l'avons indiqué, l'utilisation d'une tension annexe négative $-E$, pour l'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Cette source, qui ne débite que quelques milliampères, est facile à élaborer.

Le cas des alimentations négatives

Il dérive directement de celui des alimentations positives. Les régulateurs sont, maintenant, ceux de la famille 79XX, ou des familles voisines (79LXX, 79MXX) : nous laissons au lecteur le soin des autres transformations (polarité du transistor T, dans la figure 3).

Deux exemples pratiques d'alimentations variables

L'auteur ne cache pas sa prédilection pour le circuit de la figure 3, sous réserve d'une correction thermique. En effet, quand on parvient à l'exemple de la figure 4, la complexité de mise en œuvre ne justifie plus guère le recours à un régulateur fixe. Mieux vaut, alors, partir directement de circuits plus élaborés.

La figure 5 fournit un exemple dont on pourra aisément s'inspirer

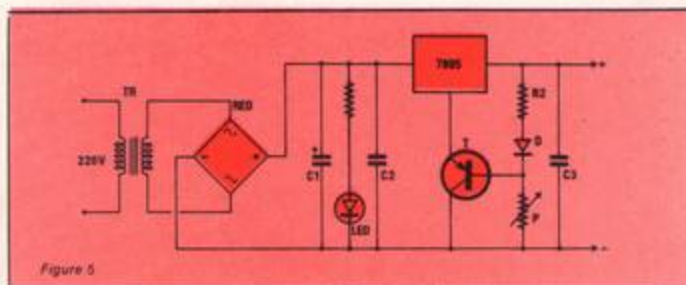


Figure 5

pour une réalisation pratique. En partant d'un régulateur 78M05, on obtiendra une intensité maximale de 500 mA, et de 1 A avec un modèle 7805, sous réserve, naturellement, de refroidir ces régulateurs par un radiateur suffisamment dimensionné (voir, dans RP-EL n° 417, notre article consacré aux dissipateurs thermiques).

Les calculs sont effectués pour une tension de sortie variable entre 5 et

15 volts. A partir du secondaire du transformateur TR (15 à 18 volts efficaces, 10 VA ou 20 VA selon l'intensité), on effectue un redressement à double alternance par le pont intégré RED (500 mA ou 1 A, tension inverse de 50 volts). Les condensateurs C_1 (électrochimique 470 μF ou 1 000 μF) et C_2 (film plastique, 100 nF) assurent le filtrage.

Le transistor PNP est un 2905. On compense les variations de tension

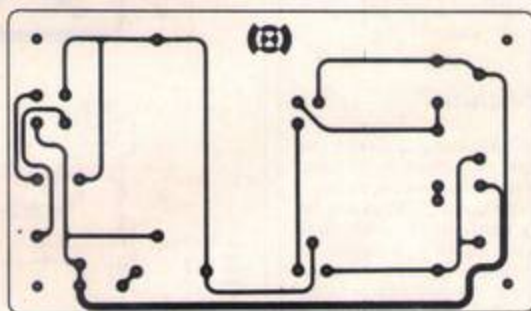


Figure 6

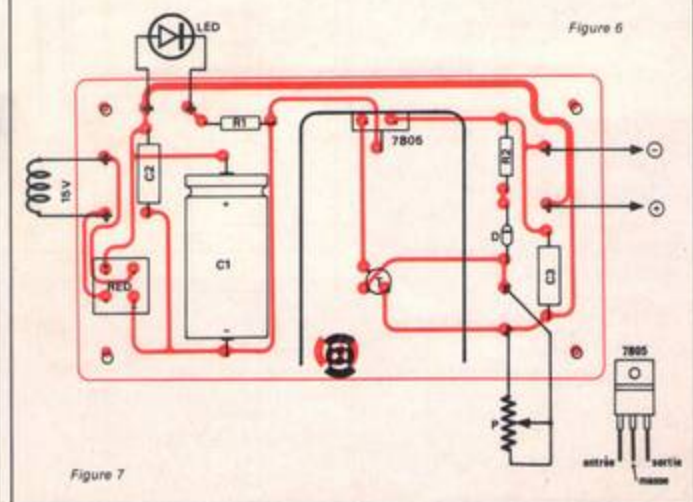


Figure 7

Réalisation

V_{ce} à l'aide de la diode D_1 , de type 1N4148. On vérifiera aisément, en se reportant aux formules établies plus haut, que l'excursion de sortie atteint bien les limites 5 volts et 15 volts. Pour d'autres valeurs limites (supérieures), il suffirait de changer le potentiomètre P .

Nous avons câblé cet ensemble sur une petite carte de circuit imprimé, dont on trouvera le dessin à la figure 6. Pour l'implantation des composants, on se reportera aux indications de la figure 7, et à la photographie du montage.

La figure 8 représente un montage similaire, mais pour des tensions négatives. Les remarques concernant les intensités limites accessibles sont les mêmes que précédemment : 500 mA avec un 79M05, et 1 A avec un 7905. On trouvera le circuit imprimé en figure 9, et l'implantation des composants en figure 10.

Dans les deux cas, les régulateurs seront équipés d'un dissipateur dont nos photographies donnent les caractéristiques : un U d'aluminium, noirci de préférence, avec interposition de graisse aux silicones.

Pour conclure

Dans bien des cas, on désire disposer d'une alimentation régulée variable et ajustable, de bonne qualité, et... vite fabriquée, avec les moyens du bord. Un stock de quelques régulateurs de +5 volts et de -5 volts permet, comme nous venons de le voir, de résoudre la majorité des problèmes. Pourquoi, dès lors, chercher plus compliqué, plus cher, et... perdre son temps ?

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Alimentation positive

Résistances 0,25 watt à $\pm 5\%$

R_1 : 1,5 k Ω
 R_2 : 470 Ω

Condensateurs

C_1 : 470 μF (40 V)
 C_2 : 1 μF
 C_3 : 0,47 μF

Circuits intégrés

Redresseur : 500 mA (ou 1 A) 15 V

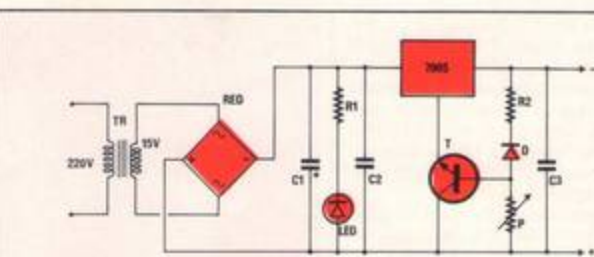


Figure 8

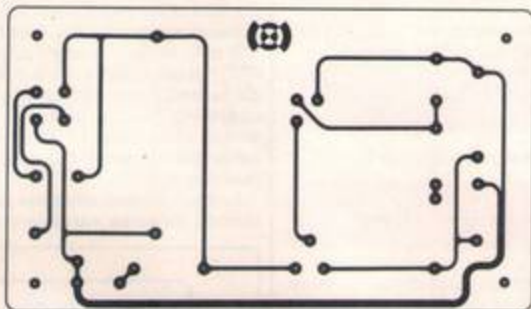


Figure 9

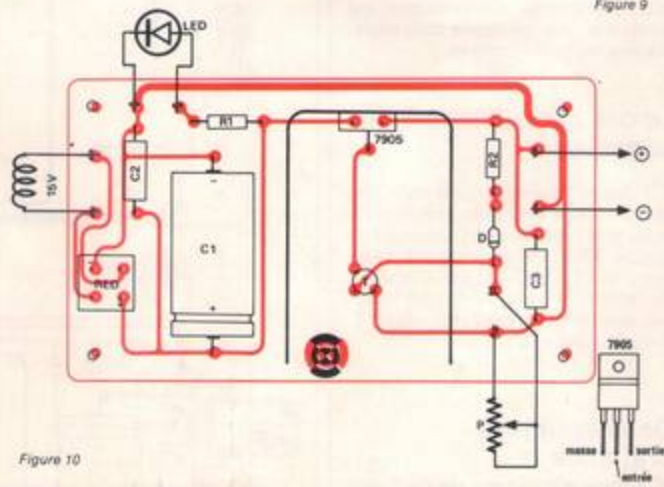


Figure 10

Régulateur : 78M05 ou 7805
Transistor T : 2N2904 ou 2N2905

Condensateurs

C_1 : 470 F (40 V)
 C_2 : 1 μF
 C_3 : 0,47 μF

Alimentation négative

Résistances 0,25 watt à $\pm 5\%$
 R_1 : 1,5 k Ω
 R_2 : 470 Ω

Circuits intégrés

Redresseur : 500 mA (ou 1 A) 50 V
Régulateur : 79M05 ou 7905
Transistor : 2N1711

Un adaptateur pour la mesure des très faibles résistances

0,1 Ω . 1 Ω . 10 Ω
à pleine échelle



Temps 
Difficulté 
Dépense 

La mesure des très faibles résistances, de quelques centièmes d'ohm à quelques ohms, concerne essentiellement l'électronique de puissance : la sortie d'alimentations à fort débit, le raccordement de haut-parleurs de fortes puissances, le branchement de batteries sur un convertisseur, etc., s'opèrent à l'aide de fils où circulent des intensités importantes. Les chutes de tension en ligne, bien souvent sous-estimées, risquent de créer de désagréables surprises.

La mesure de la résistance d'un câble, celle des résistances d'équilibrage dans les émetteurs de transistors, et bien d'autres tests encore, peuvent s'effectuer rapidement avec l'adaptateur décrit ci-dessous. Très simple, cet accessoire s'emploie conjointement à tout multimètre connecté en milliampèremètre continu, sur la gamme 1 mA (ou 1,5 mA).

Le principe de la mesure

Il est très simple, comme le montre la figure 1. Dans la résistance inconnue R_x , on fait circuler un courant continu I d'intensité bien stable, et éventuellement variable, pour obtenir plusieurs gammes de mesures. Un voltmètre très sensible (quelques millivolts à pleine échelle), mesure la chute de tension V_x aux bornes de R_x . On en déduit cette dernière, par application de la loi d'Ohm :

$$R_x = \frac{V_x}{I}$$

Cette relation montre que les déviations de l'appareil de mesure (dans le cas d'un galvanomètre analogique) sont proportionnelles à

R_x , et qu'on obtient donc une échelle linéaire.

Le point délicat de la réalisation, est le voltmètre à haute sensibilité. Les amplificateurs opérationnels en circuits intégrés permettent de le résoudre élégamment et simplement.

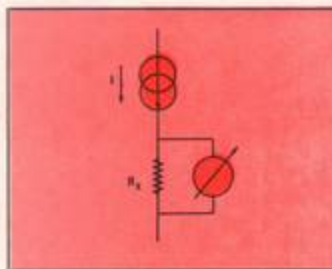


Schéma complet du montage

On le trouvera en figure 2. Il comporte deux parties essentielles : le générateur de courant constant, construit autour du transistor T, et le voltmètre, qui réunit un multimètre ordinaire, associé à un amplificateur employé en convertisseur tension-courant, à forte transconductance.

Si on néglige le courant de base, on sait que l'intensité traversant le collecteur d'un transistor, est égale à son intensité d'émetteur. Pour obtenir un courant de collecteur I_c connu, il suffit donc de fixer le courant d'émetteur I_e . On y parvient très simplement à l'aide du montage de la figure 3.

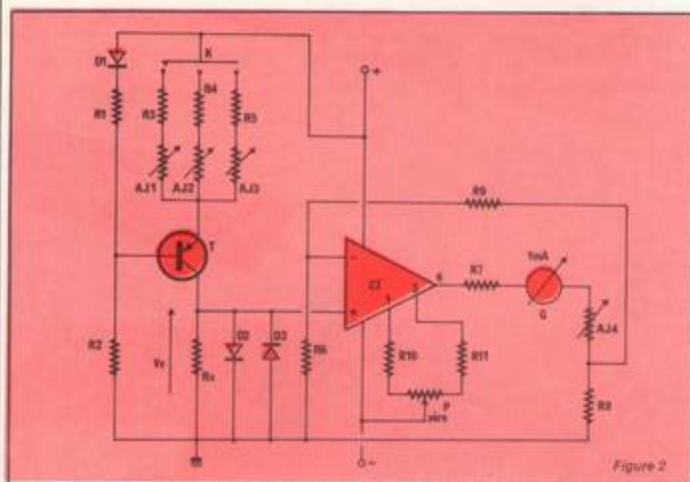


Figure 2

Dans ce circuit, le pont des résistances R_1 et R_2 détermine le potentiel de base, donc la chute de tension entre l'émetteur de T et l'extrémité supérieure de R_2 , c'est-à-dire finalement le courant I_E dans R_2 :

$$I_E = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_2}$$

L'un des inconvénients de ce circuit réside dans sa sensibilité aux variations de température, qui s'accompagne d'une dérive de V_{BE} ($2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$). On y remédie en introduisant, dans le pont de base, un élément présentant les mêmes variations, par exemple une diode.

Cette amélioration est exploitée dans le schéma de la figure 2. On constatera en outre que, par le commutateur K, on peut sélectionner trois valeurs de R_2 , donc trois courants de référence (1 mA, 10 mA et 100 mA). Comme il n'est pas question, dans un montage économique, de recourir à des résistances de haute précision, trois résistances A_{J1} , A_{J2} et A_{J3} permettent d'ajuster les valeurs de I_E , lors de la mise au point.

Le convertisseur tension-courant exploite une application classique des amplificateurs opérationnels. La tension inconnue V_x , prélevée aux bornes de R_4 , est appliquée entre l'entrée non inverseuse et la masse du circuit. Le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel traverse R_7 , le galvanomètre G, la résistance ajustable A_{J4} , et enfin R_8 . Pour obtenir un grand gain sans avoir recours à des valeurs excessives de R_8 , on n'utilise, pour la réaction négative, qu'une fraction de la tension de sor-

tie, prélevée sur R_6 . L'ajustable A_{J5} , en réglant cette fraction, permet de doser le gain.

Avec de très faibles tensions d'entrée (10 mV au maximum), les phénomènes d'offset dans l'amplificateur opérationnel ne peuvent être négligés, et il convient de les corriger pour ajuster le zéro de l'appareil. Cette correction se révèle très facile dans le cas du circuit 741, qui comporte deux bornes réservées à cet usage (elles agissent sur les polarisations d'émetteurs du premier étage différentiel). P constitue alors le potentiomètre de zéro, encadré des résistances R_{10} et R_{11} .

Pour éviter toute surtension accidentelle sur les entrées, on a branché entre elles les diodes D_2 et D_3 , qui limitent l'excursion de tension à 600 mV environ de part et d'autre du zéro.

L'alimentation, traditionnelle, n'appelle aucun commentaire. Compte tenu de l'usage occasionnel de l'appareil, et de sa faible consommation, nous avons été tentés, d'abord, par une alimentation sur piles. Mais la multiplication des petits montages à piles nous a fait souvent constater que ces éléments étaient généralement à bout de souffle chaque fois qu'on en avait besoin. L'alimentation secteur est donc une sécurité, d'ailleurs économique à l'usage.

Le circuit imprimé et son câblage

Les composants de l'adaptateur prennent place sur le circuit imprimé

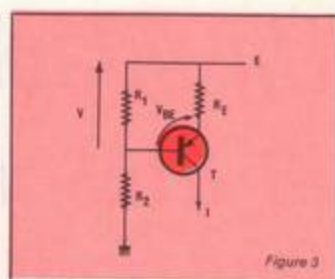


Figure 3

de la figure 4. Pour l'implantation des composants, on se reportera au dessin de la figure 5, et aux photographies.

La réalisation de l'auteur étant destinée à prendre place dans un ensemble de mesures plus vaste, nous n'avons pas prévu de coffret spécifique pour cet adaptateur. N'importe quel boîtier plastique ou métallique, de dimensions appropriées, pourra convenir.

Notons simplement qu'il est indispensable de réaliser des connexions courtes, entre les cosses d'entrée du montage, et les bornes de mesure. Celles-ci, de préférence, seront des modèles à vis (voir photo), qui permettent un serrage énergique, donc un bon contact.

La mise au point

La première opération consiste à régler les trois courants de référence du transistor T, pour les trois positions du commutateur K. A cet effet, on branchera, entre les bornes de mesure, un milliampèremètre continu (le multimètre de votre laboratoire), sur les calibres successifs 1 mA, 10 mA et 100 mA, pour régler respectivement les ajustables A_{J1} , A_{J2} et A_{J3} .

Ensuite, on branchera ce même multimètre (calibre 1 mA) entre les bornes de sortie, et on procédera aux deux opérations suivantes :

- relier les deux bornes d'entrée par un fil très court (quelques centimètres au maximum) et de forte section. Régler le zéro à l'aide du potentiomètre P ;
- enlever le court-circuit, et brancher sur l'entrée une résistance étalon de 10Ω (prendre une résistance à 1 %, ou trier un lot de résistances à 10 %, à l'aide d'un multimètre numérique).

Régler A_{J4} de façon à obtenir la pleine déviation du multimètre (graduation 1 ou 10, selon la présentation de l'échelle).

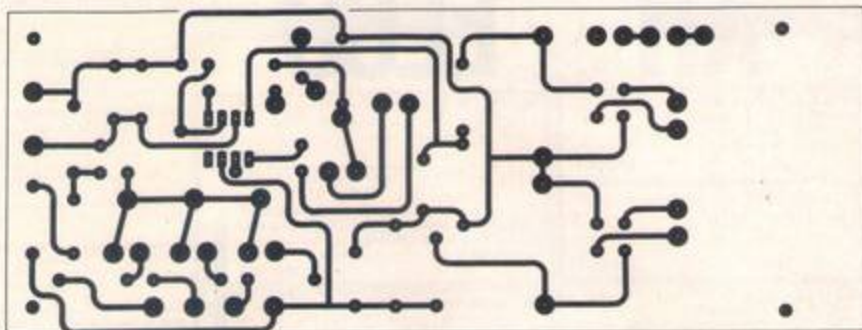


Figure 4

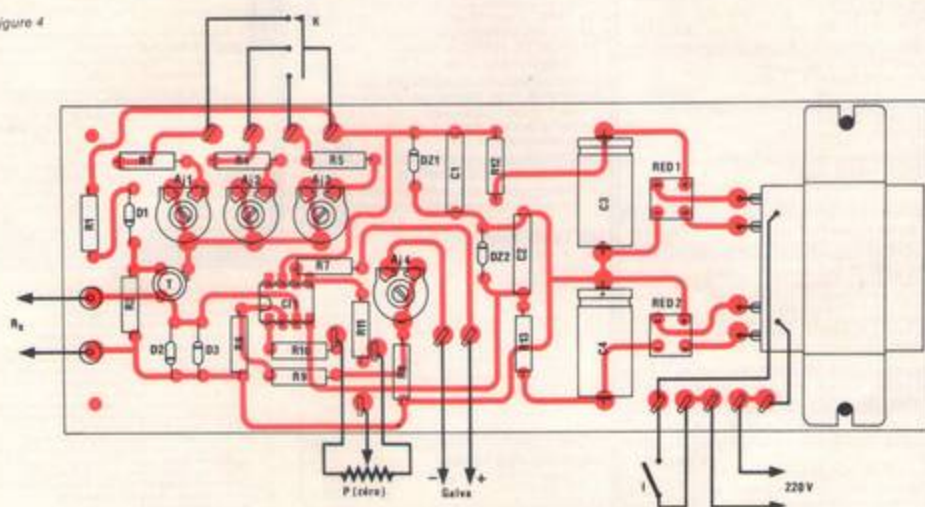


Figure 5

L'appareil est maintenant prêt à être utilisé, et le calibrage reste valable sur toutes les gammes. En sortie, on devra toujours brancher le même multimètre, sur la même sensibilité, car sa résistance interne intervient dans le diviseur de sortie, donc dans le gain de conversion.

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances 0,25 watt à $\pm 5\%$

R₁ : 1 k Ω
 R₂ : 1 k Ω
 R₃ : 4,7 k Ω
 R₄ : 470 Ω
 R₅ : 33 Ω

R₆ : 3,3 k Ω R₁₀ : 1 k Ω
 R₇ : 1 k Ω R₁₁ : 1 k Ω
 R₈ : 150 Ω R₁₂ : 330 Ω
 R₉ : 150 k Ω R₁₃ : 330 Ω

Résistances ajustables (Piher horizontales)

AJ₁ : 2,2 k Ω AJ₃ : 100 Ω
 AJ₂ : 220 Ω AJ₄ : 470 Ω

Potentiomètre P

10 k Ω , linéaire (courbe A)

Diodes

D₁, D₂, D₃ : 1N4148
 DZ₁, DZ₂ : Zéner 10 V (500 mW)

Transistor T

2N2907

Circuits intégrés

CI₁ : 741
 RED₁ et RED₂ : redresseurs 100 mA, 50 volts

Condensateurs

C₁ : 1 μ F (film plastique)
 C₂ : 1 μ F (film plastique)
 C₃ : 22 μ F (électrochimique 25 volts)
 C₄ : 22 μ F (électrochimique 25 volts)

Transformateurs

220 volts/2 x 12 volts
 (enroulements séparés), 5 VA

