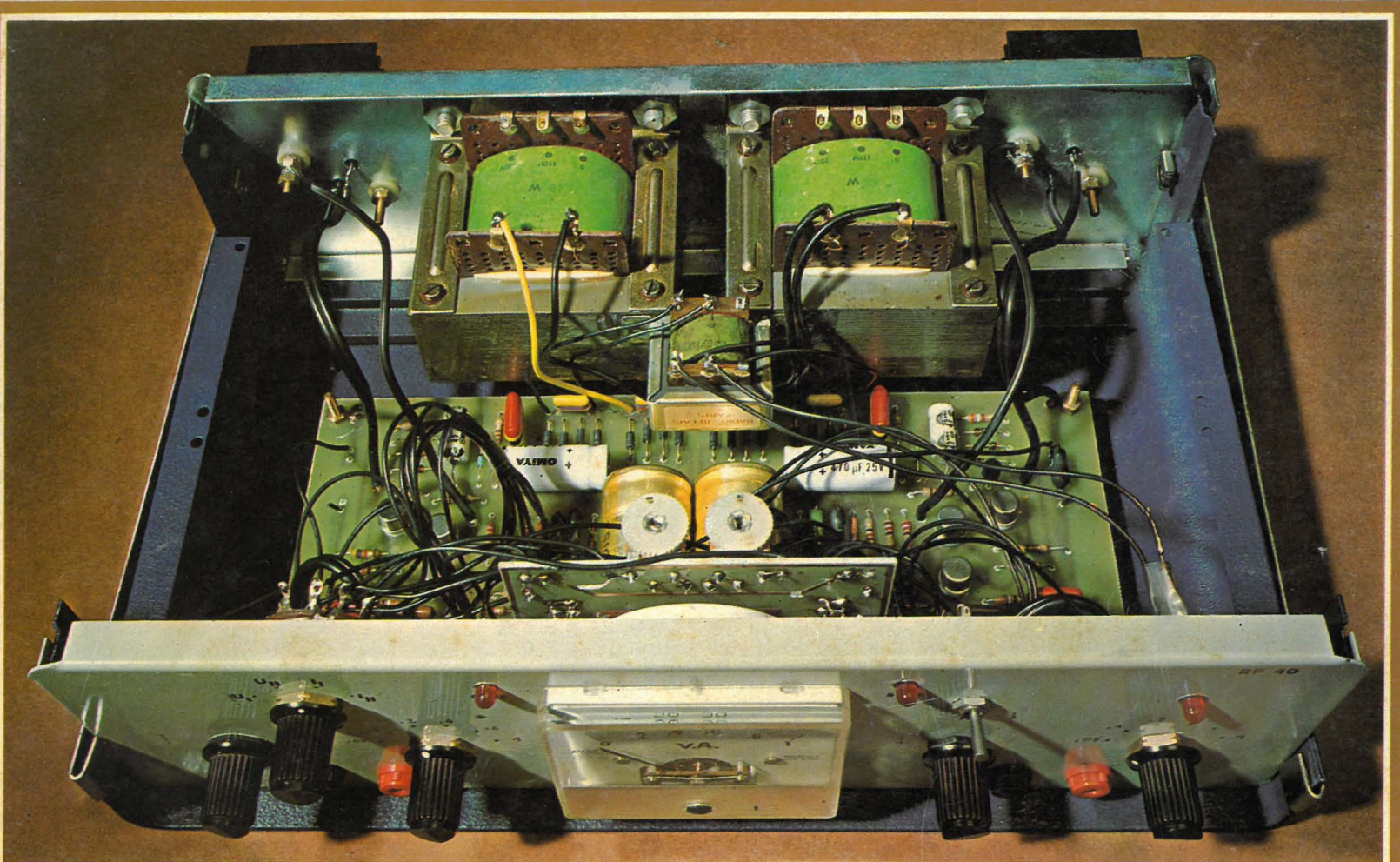


RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 335 - OCTOBRE 1975

4f,50



Les bobinages imprimés

Deux têtes VHF

Un décodeur FM

**Synchronisateur
pour cinéma sonore**

(Voir sommaire détaillé page 25)

RADIO PLANS

Journal
d'électronique appliquée

n° 335
OCTOBRE 1975

noisails sommaire

CIRCUITS IMPRIMES	26	Les bobinages imprimés et leur technique
EN ENCART	43	Fiches de caractéristiques et équivalences
	à 56	des transistors : numéros 13 à 24
IDEES	37	Trois montages d'électronique domestique
	68	Amplificateur Hi-Fi de 15 à 25 W (2 ^e partie)
	80	Quelques montages à circuits intégrés
MONTAGES PRATIQUES	32	Deux têtes VHF à bobinages imprimés
	61	Un décodeur FM
	72	Synchronisateur pour cinéma sonore
RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES	41-42	Caractéristiques et équivalences
	59-60	des transistors par A. Lefumeux
DIVERS	96	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : Une alimentation 2 fois 40 volts - 1 ampère appelée RP402 qui sera décrite dans notre prochain numéro. (numéro spécial « électronique automobile »).

Société Parisienne d'Éditions
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, 75019 Paris
Tél. : 202-58-30

Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur technique :
André EUGENE

Rédacteur en chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés

Tirage du précédent numéro
103 000 exemplaires

Copyright © 1975
Société Parisienne d'Édition

Publicité : **Jean BONNANGE**
44, rue Taitbout, 75009 Paris
Tél. : 874-21-11 et 526-22-50

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **40 F**
Etranger : 1 an **55 F**
C.C.P. 31.807-57 La Source
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres



TECHNIQUE DES CIRCUITS IMPRIMÉS



Réalisation de bobinages H. F. imprimés

L'un des problèmes les plus délicats auxquels se trouve confronté l'amateur électronique est probablement la réalisation précise des bobinages HF-VHF.

Deux cas peuvent se présenter :

— L'amateur étudie lui-même un montage et cherche à utiliser ses « fonds de tiroirs » (mandrins, noyaux, fils...) dont il ne connaît généralement pas les caractéristiques exactes. La formule de Nagaoka est alors d'une utilisation problématique et une longue étude expérimentale est à prévoir.

— L'amateur cherche à reproduire un montage publié dans une revue et peut avoir quelques difficultés à se procurer le matériel préconisé. Les équivalences qu'il pourra trouver introduisent des corrections délicates à évaluer.

Si de plus, on considère que beaucoup d'amateurs ne disposent pas du matériel de mesure qui leur permettrait de se tirer d'affaire (générateur HF, grip-dip), de nombreux échecs peuvent ainsi être expliqués. Divers constructeurs de matériel « grand public » ont solutionné le problème de la reproductibilité de leurs circuits HF par l'emploi de bobinages imprimés épousant la forme d'une spirale carrée ou rectangulaire gravée sur le circuit imprimé général. Dans le domaine des VHF, citons les barrettes d'accord de la quasi totalité des rotacteurs TV modernes. Si ce procédé présente des avantages pour l'industrialisation, il est permis de se demander si son application aux réalisations d'amateurs ne pourrait pas être fructueuse. C'est parce que la réponse a été très positive que nous avons écrit ces lignes.

I. Définition des caractéristiques géométriques d'un bobinage imprimé

La formule pratique de détermination de l'inductance d'un bobinage carré que nous allons donner s'applique au cas général d'un transformateur à deux enroulements imbriqués ayant même inductance L, disposés en accord avec la **figure 1**. Nous prendrons les notations suivantes :

Δ : côté intérieur de la spire centrale.
D : côté extérieur de la spire périphérique.
d : largeur de la piste imprimée.
e : écartement entre deux spires contiguës.
N : nombre de spires par enroulement.
(Toutes ces dimensions sont exprimées en millimètres.)

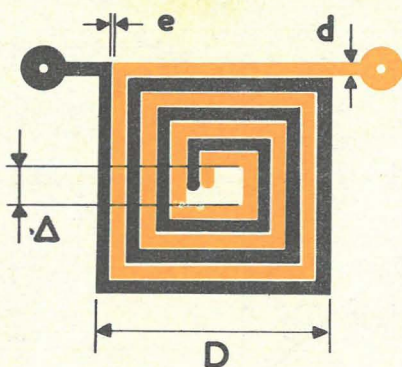


Figure 1

Un calcul très simple montrerait que dans le cas de la **figure 1**, le nombre de spires pour un seul enroulement vaut :

$$N = \frac{D - \Delta}{4(d + e)}$$

(courbe notée R = 100 %)

La formule, dite formule de Bryan, qui donne l'inductance d'un tel bobinage imprimé s'écrit, pour chaque enroulement :

$$L = 1,41 (D + \Delta) N^{5/3} \cdot \log. \left(4 \cdot \frac{D + \Delta}{D - \Delta} \right)$$

où L est exprimé en nanohenrys.

Par ailleurs, il arrive fréquemment d'avoir à réaliser des selfs ne comportant qu'un seul enroulement, quitte à le munir d'une ou plusieurs prises intermédiaires. Il est bien évident que dans ce cas, le nombre de spires peut être doublé pour une surface identique, d'où la formule :

$$N = \frac{D - \Delta}{2(d + e)}$$

(courbe notée R = 50 %)

II. Exploitation pratique de ces formules

Bien des lecteurs ont dû froncer les sourcils en lisant la formule permettant de calculer l'inductance des bobines imprimées. A leur intention, nous avons programmé cette formule sur calculateur, ce qui a permis de calculer un grand nombre de valeurs en faisant varier les différents paramètres géométriques, et, nantis de ces résultats, de tracer des courbes permettant de résoudre avec précision tous les problèmes courants. Nous nous sommes limités pour des raisons d'encombrement à une largeur de spirale **D** de 30 mm et pour des raisons de photogravure à une largeur de piste **d** et à un écartement entre spires voisines **e** de 0,3 mm. Cette largeur pose déjà des problèmes de

gravure, les calculs ont également été faits pour des largeurs de trait de 0,5 et 1 mm. Les **figures 2 et 3** ont été établies en fixant le côté Δ du vide central à 4 mm, cette valeur laissant une place suffisante pour établir une connexion. Néanmoins, la **figure 4** montre la diminution d'inductance qu'occasionne un accroissement de Δ , ce qui peut être précieux si l'on désire réaliser des selfs de très faibles valeurs. Le nombre qui apparaît en regard de chaque point particulier sur les **figures 2 et 3** représente approximativement le nombre N de spires obtenues ce qui permet de déterminer aisément l'emplacement d'éventuelles prises intermédiaires. Ayant calculé la valeur de la self à réaliser, on peut fixer soit l'encombrement maximal admissible (ce qui détermine la largeur du trait), soit fixer le trait le plus fin qu'il soit possible de réaliser avec le matériel disponible (ce qui détermine l'encombrement).

III. Réalisation technologique des bobines imprimées

Il apparaît clairement qu'il est pratiquement impossible de dessiner avec précision des motifs comportant des traits de 0,3 à 1 mm espacés de 0,3 mm. On aura

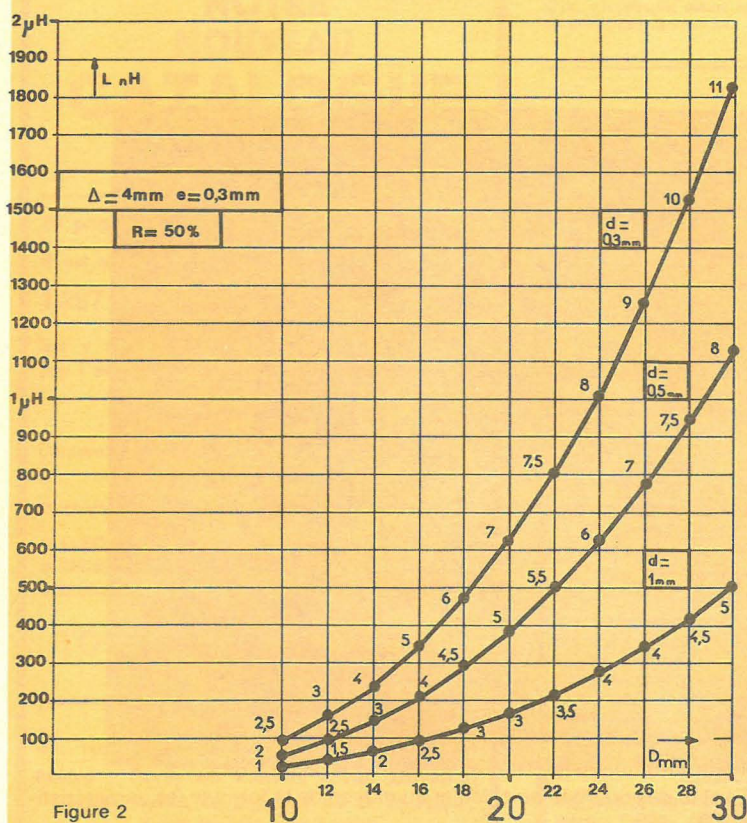


Figure 2

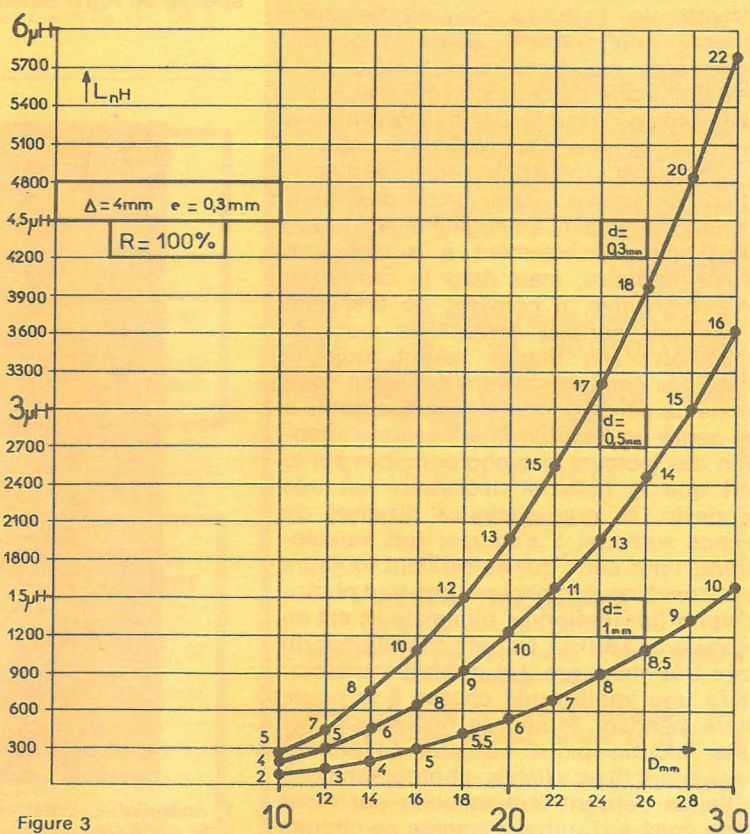


Figure 3

donc nécessairement recours à un procédé photographique. Par conséquent, il est indispensable de disposer de plaques de copper-clad présensibilisées ou bien d'une résine photosensible permettant de réaliser soi-même des plaques sensibles. Le plus grand soin est de rigueur pour cette opération car tout défaut dans la couche entraînerait un échec complet du tirage, en raison de l'extrême finesse des pistes à graver.

1. Cas d'un circuit étudié par l'amateur

Après avoir déterminé au moyen des courbes fournies les dimensions exactes du dessin à reproduire, il faut réaliser un document transparent destiné à servir de masque d'insolation pour la résine. Le dessin sera exécuté à l'encre de chine sur un calque ou un papier à dessin blanc à l'échelle 4 (des traits de 0,3 mm verront leur largeur portée à 1,2 mm, l'écartement également, ce qui est très réalisable avec un instrument de dessin courant comme une plume pour trace-lettre ou un Rötring). Vient ensuite la phase de la réduction photographique aux dimensions définitives. Il est souhaitable de disposer d'un agrandisseur, mais un ancien appareil photo au format de 6 × 9 cm ou 6,5 × 11 cm peut très bien convenir ; un papier calque est disposé dans le passe-vues ce qui permet de régler distance et mise au point : deux traits de 1,2 mm de largeur et distants de 4 cm seront tracés sur l'original, en dehors de la zone utile. Sur le calque on tracera deux traits de 0,3 mm de largeur et distants de 1 cm. La distance original-objectif sera correcte quand la coïncidence sera réalisée entre les traits du calque et l'image de ceux de l'original. Il ne reste plus qu'à remplacer le calque par un morceau de film « arts graphiques » (Gevolith, Kodolith...), à éclairer fortement l'original pendant quelques secondes, et à développer le film. Le négatif ainsi obtenu peut servir directement à insoler une résine négative, mais dans le cas d'une résine positive, il convient de tirer une copie par contact servant de masque. **Attention !** Les tirages seront toujours effectués émulsion contre émulsion sous peine de perdre la netteté indispensable à ce genre de travaux. Il faut attirer l'attention des lecteurs non photographes sur le fait que le matériel nécessaire est très modeste, et que quelques dizaines de francs suffisent à s'équiper très valablement. Pour ceux qui ne seraient toujours pas convaincus, signalons que tout photographe (professionnel ou amateur) est en mesure de réaliser ce petit travail pour un prix très modique. Un conseil toutefois ; faire une impitoyable chasse à la poussière pendant toute ces opérations, car une microscopique coupure se produit facilement. Les clichés photographiques obtenus peuvent être associés par montage collé à d'autres éléments de circuits imprimés dessinés sur calque, on tire sur film photo.

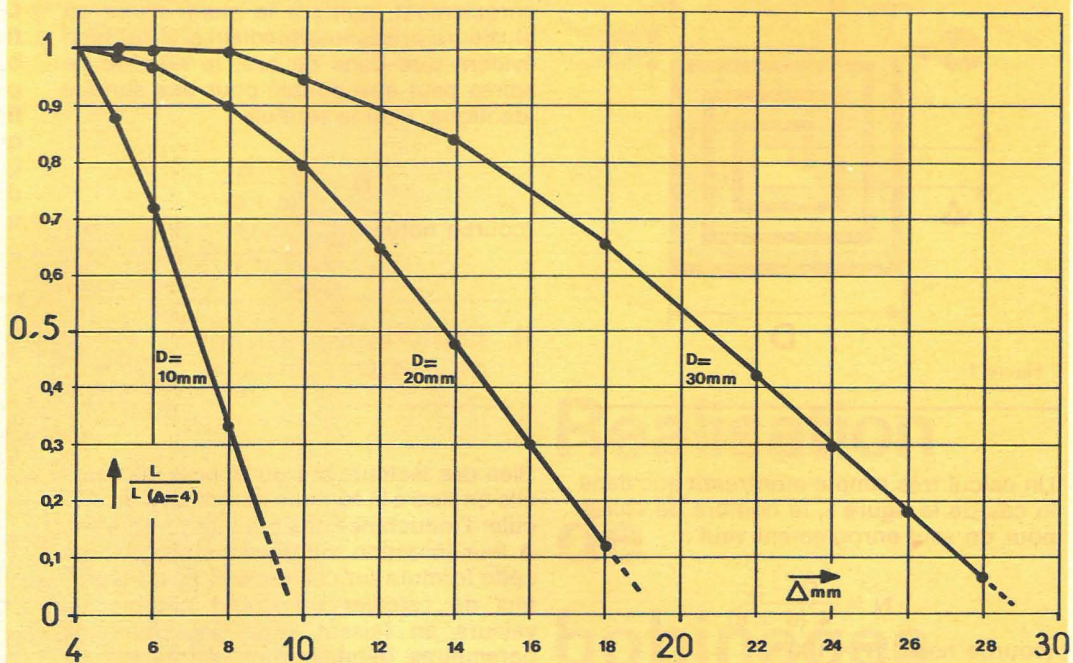


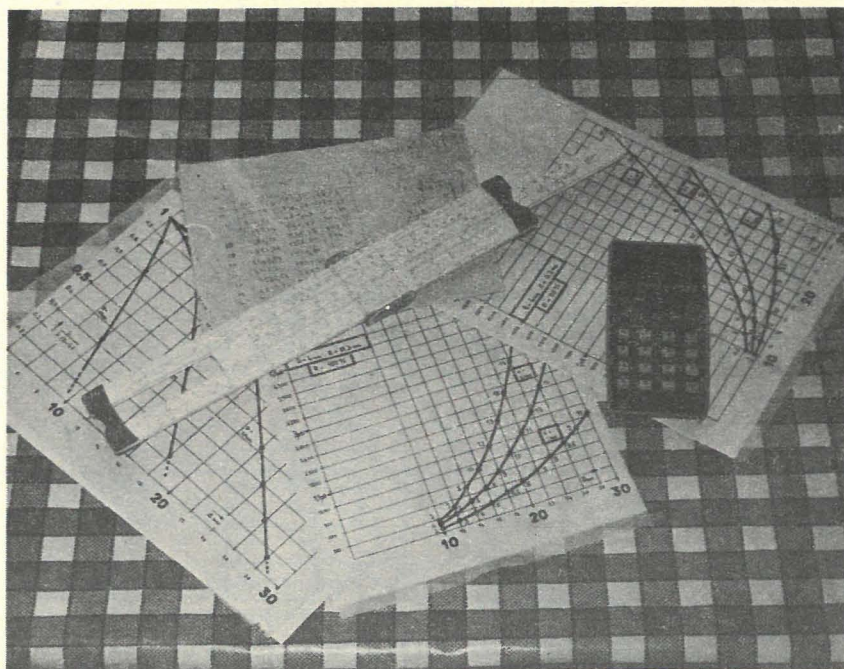
Figure 4

2. Reproduction d'un document de revue

Si le dessin des pistes imprimées est publié dans une revue, la méthode précédente reste applicable, à ceci près que l'échelle de reproduction est 1 ou plus rarement 0,5. Néanmoins, une méthode beaucoup plus simple peut être utilisée : elle fait appel à un film photographique spécial de Agfa Gevaert, le Copyline Auto-

reversal A1p. Ce film peut être utilisé sans appareil de prise de vue et sans chambre noire (en lumière du jour atténuée). Le mode d'emploi est le suivant :

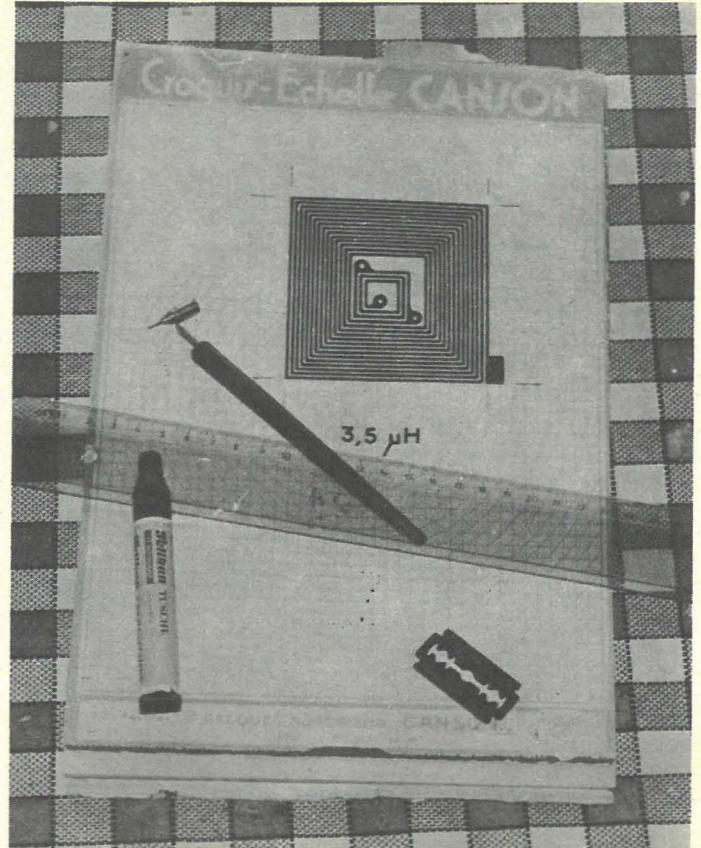
- Disposer une feuille de papier noir sous la feuille supportant le dessin à reproduire.
- Poser sur le dessin une feuille de film A1p, émulsion en contact avec le dessin et coiffer le tout d'une épaisse plaque de verre (glace de protection de TV).



1^{re} opération : Déterminer à l'aide des courbes ou calculer au moyen de la formule les caractéristiques géométriques de la spirale.



2^e opération : Dessiner à l'échelle 4 le motif géométrique retenu à l'aide d'un instrument à encre de Chine. Ajouter les pastilles correspondant aux éventuelles prises.



2^e opération (suite) : Une simple plume pour normographe peut suffire pour réaliser des originaux très satisfaisants.

DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE VERT

20 pages - Format 21 x 29 cm

Il est probable que certains des

1.287 ARTICLES

qui y figurent vous intéressent. Si vous n'êtes pas l'un des 16.000 clients à l'avoir reçu,

RECLAMEZ-LE !

(Joindre 3 F en timbres et enveloppe 115 x 160 à votre adresse, svp)

Il contient TOUT (ou PRESQUE TOUT) pour :

- ELECTRONIQUE
- BASSE FREQUENCE
- EMISSION - RECEPTION
- MODULES - KITS
- MESURE
- PIECES DETACHEES

TOUT CELA EST CHEZ :

BERIC

43, rue Victor-Hugo - 92240 MALAKOFF

Métro : Porte de Vanves - Tél. 253-23-51

Magasin ouvert du 2 janvier au 31 décembre
(sauf dimanches et lundis)
de 9 à 12 h 30 et de 13 h 30 à 19 h

PETITES ANNONCES

LOIRET 100 km Paris, magasin pièces détach. Radio électr., Sono, Modélisme, pleine expansion. Bon chiffre. Tél. : (38) 85-36-50 et (38) 85-02-14.

100.000 COMPOSANTS

vous attendent chez
SOLISELEC

J. BENAROÏA

137, av. P.-V.-Couturier, 94250 GENTILLY
en bas du XIV^e (parallèle au périphérique)
Téléphone : 735-19-30

Si vous ne pouvez venir à PARIS, adressez-nous une enveloppe timbrée à votre nom, vous recevrez notre publicité.

Eclair Image Electronic

9, rue de la Mairie - 95330 DOMONT
Téléphone : 991-17-84

Nationale n° 1 à 15' de Paris... ou
Gare du Nord, direction Persan-Beaumont, 20'

Réception : Amateurs et semi-professionnels,
tous les samedis de 14 h à 19 h.

Réalisation de vos
CIRCUITS IMPRIMES ou FACE AVANT
en 1 h 30 devant vous.

Possibilité de : pastiller ou implanter sur place
avec l'aide de nos agents techniques :
PASTILLES, BANDES, MYLAR, GRILLES, etc.
MODULES de 2 W à 120 W sur commande.

- Vous voulez tout connaître sur la PHOTO et le CINEMA ?
- Faire le meilleur choix possible avant d'acheter ?
- Etre certain d'obtenir le meilleur prix ?

Voilà les avantages que vous donne le
CINE-PHOTO-GUIDE 1975
384 pages de descriptions techniques,
tableaux comparatifs, conseils, etc.
Plus de 1.000 illustrations

PRIX
13 F

PRIX
13 F

photo / ciné / son
tél. 540 93 65
J. Muller

17, rue des PLANTES
75014 PARIS

BON A DECOUPER

ou à recopier et à retourner à
J. MULLER, 17, rue des Plantes - 75014 PARIS
Offre Exceptionnelle :

Je désire recevoir le **CINE-PHOTO-GUIDE** au
prix de **5 F** (en timbres), au lieu de 13 F.

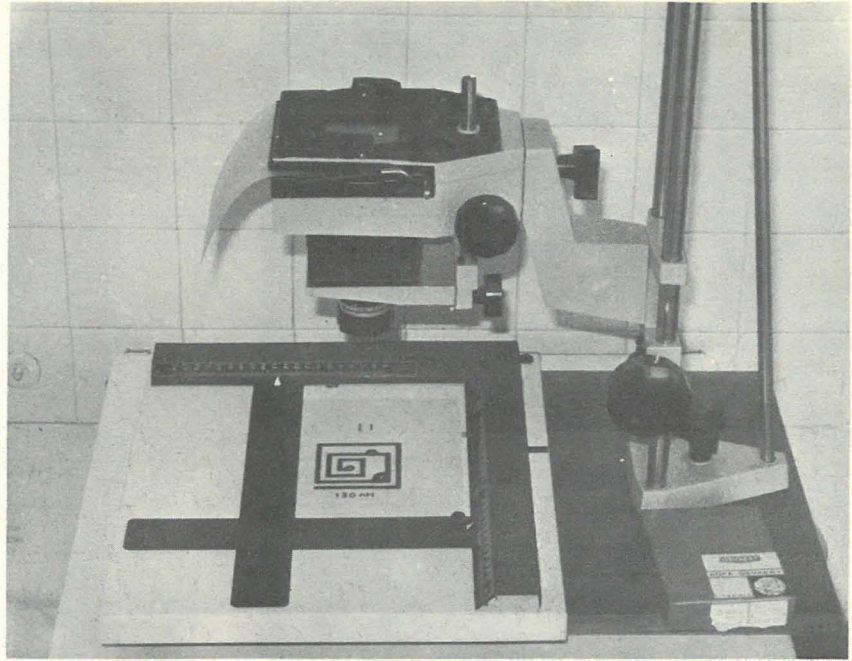
M
Adresse
.....
.....

R.F.10-75

- Exposer pendant 2 à 5 mn avec une ampoule de 100 à 500 W à incandescence (à travers la couche dorsale du film qui agit comme un filtre jaune).

- Développer (même en plein jour) dans un révélateur lith (G8p Agfa-Gevaert), puis fixer et laver. L'image obtenue est la reproduction fidèle en transparent de l'original. A noter qu'on obtient directement un cliché positif (sans inversion de valeurs) pouvant servir à insoler une résine positive. Par ailleurs, ce même film peut servir à réaliser des négatifs à partir d'un original sur calque.

Il suffit pour cela d'exposer directement l'émulsion (sans passer à travers la couche dorsale) à travers le calque avec une lumière ultraviolette (même équipement que celui utilisé pour la résine photosensible). On notera que le temps d'exposition est plus court (3 à 15 secondes avec des tubes actiniques). Ce film est certainement le mieux adapté à tous les travaux de photogravure pour l'électronique, car on peut combiner ces deux types d'exposition à volonté. Une petite réserve cependant : il est commercialisé par boîtes de 50 feuilles, format A4 ou supérieur. Il est donc souhaitable de se grouper pour en acheter. D'autre part, certains imprimeurs offset l'utilisant couramment, il doit être possible de s'en procurer des chutes à des conditions intéressantes.



3^e opération : Réduction photographique au moyen d'un agrandisseur ou d'un appareil photo. Utiliser un film « arts graphiques » ou « microfilm ».



4^e opération : Développer soigneusement le cliché ainsi obtenu.

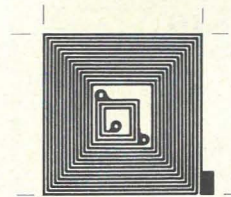
Le prochain numéro de Radio-Plans est un numéro SPÉCIAL ÉLECTRONIQUE AUTOMOBILE.

En plus des rubriques habituelles, un supplément réservé aux techniques électroniques appliquées à l'auto vous permettra de réaliser de nombreux montages.



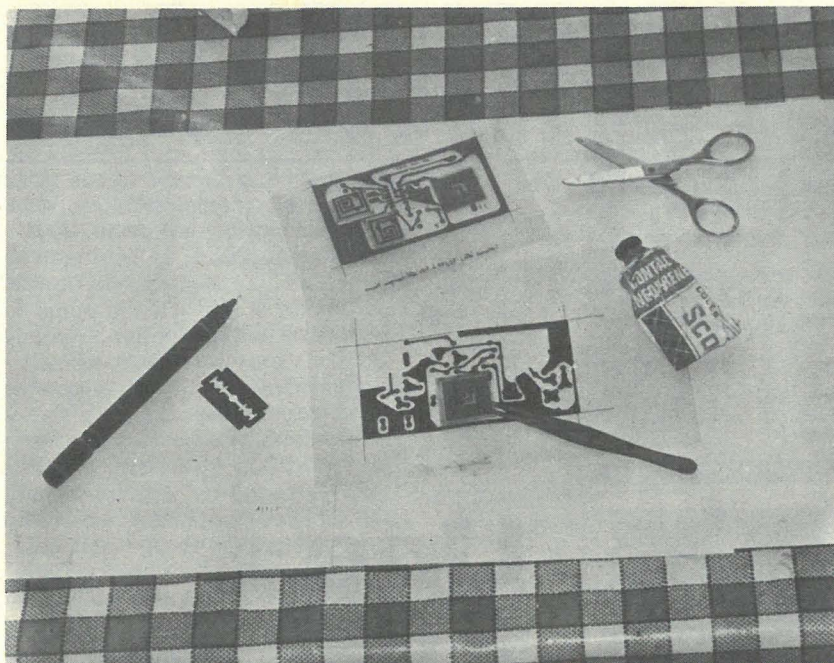
130 nH

Figure 5



3,5 μH

Figure 6



5^e opération : Réunir par un montage-collage les clichés des bobinages et le calque représentant les autres pistes du circuit imprimé. Les clichés seront collés par les coins avec une colle néoprène. Le document ainsi obtenu pourra être utilisé tel quel pour le tirage du circuit ou bien on pourra en réaliser une copie par contact.

IV. Exemples de réalisations

Deux bobinages très différents ont été réalisés avec succès grâce aux courbes. Les bobines VHF d'antennes et d'oscillateur local identiques) et le transfo FI de sortie d'une tête VHF pour FM : les premiers sont accordés vers 100 MHz, le second sur 10,7 MHz. De plus, des prises intermédiaires étaient nécessaires. Pour le premier type, en raison de la faible valeur nécessaire, la solution à écartement large a été retenue (même disposition que pour le transfo de la **figure 1**, mais avec un seul enroulement).

C'est donc la courbe de la **figure 2** qui a été utilisée. Ayant calculé qu'une valeur de 130 nH convenait fort bien, nous avons choisi de dessiner une self comportant 3 spires de largeur 1 mm et d'écartement 1,3 mm, ce qui suffit pour disposer une prise intermédiaire, sous réserve de déformer quelque peu la spirale. La **figure 5** montre le résultat obtenu. Pour le second type, il n'y avait vraiment pas de place à perdre, afin de rester dans des dimensions raisonnables : une valeur de 3,5 µH en effet s'était avérée nécessaire. La **figure 3** nous montre qu'avec un trait de 0,3 mm dessiné au pas de 0,3 mm, il faut compter une largeur de 25 mm, ce qui est encore acceptable pour 17 ou 18 spires. Sur cet exemple, nous voyons que ces courbes sont pré-

cises a mieux qu'une demi-spire, ce qui est très satisfaisant. La **figure 6** montre le dessin retenu ; là encore il a fallu déformer un peu la spirale pour placer les prises intermédiaires.

V. Résultats obtenus

Deux têtes VHF pour FM ont été réalisées autour de ces bobinages et donnent entière satisfaction. Ces deux montages font d'ailleurs l'objet d'un second article suivant celui-ci.

- Il convient toutefois de remarquer que la capacité répartie de tels bobinages est loin d'être négligeable et qu'il est nécessaire d'en tenir compte lors du calcul du circuit accordé. A titre d'exemple, citons le cas de la self de la **figure 6**.

Pour accorder sur 10,7 MHz cette self de 3,5 µH, la formule de Thomson laisse prévoir un condensateur de 63 pf, or l'expérience montrant que 45 pf suffisent, **conclusion** cette bobine présente une capacité répartie de 18 pf.

- Une autre caractéristique importante est le coefficient de surtension que l'on peut espérer d'une telle self. Pour des modèles réalisés au moyen des courbes présentées ici, on peut s'attendre à un Q compris entre 50 et 120.

- Dans le cas de transformateur à enroulement imbriqué, **figure 1**, le coefficient de couplage :

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

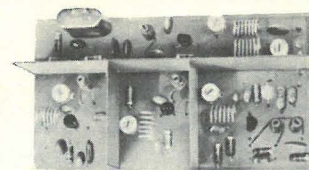
est supérieur à 80 % pour des enroulements comportant plus de 5 spires.

En conclusion, voici une méthode permettant de réaliser facilement et avec précision des bobinages parfaitement reproductibles, dont les performances sont très honorables, et ce pour des fréquences s'étalant de 10 MHz à 200 MHz. En effet en dessous de 10 MHz, la réalisation des bobines imprimées reste envisageable, mais au prix d'un encombrement prohibitif, et au-dessus de 200 MHz les bobinages comportent moins d'une spire, ce qui nous entraînerait vers la technique des lignes. Nous pensons que des radio-amateurs voudront employer cette méthode surtout en 144 MHz afin de mettre sur pied des réalisations pouvant être aisément reproduite par d'autres « OM », même débutants, avec le maximum de chances de succès et en bénéficiant de la grande robustesse inhérente à l'emploi de ce genre de bobinages.

Bibliographie

- Printed transformer for high frequency : J.L. Casse, Electronic Engineering, Juin 69.
- Printed inductors and corporation : HE Bryon Tel. Tech. Vol. 14, n° 12, Décembre 1955.
- Desing inductors for thin film application : HG Dil Electronic Desing, Fév. 1964.

Patrick GEULLE



Convertisseur UKW BERICHTE

Si vous avez des fonds de tiroirs (condensateurs, résistances), vous pourrez réaliser, à peu de frais, le convertisseur 144 MHz UKW BERICHTE ci-dessus. C'est l'un des nombreux montages décrits dans les revues en français de VHF COMMUNICATIONS et dont les kits sont disponibles. Par exemple, le kit du convertisseur UKW réf. DL 6 SW 004, comprenant : le circuit non percé, avec implantation des composants, le Qz 38.667 HC-6/U, les 5 trimmers, les 5 transistors, les 5 mandrins avec noyaux et les blindages, ne coûte que 104,50 F T.T.C. (+ 6,00 F de port).

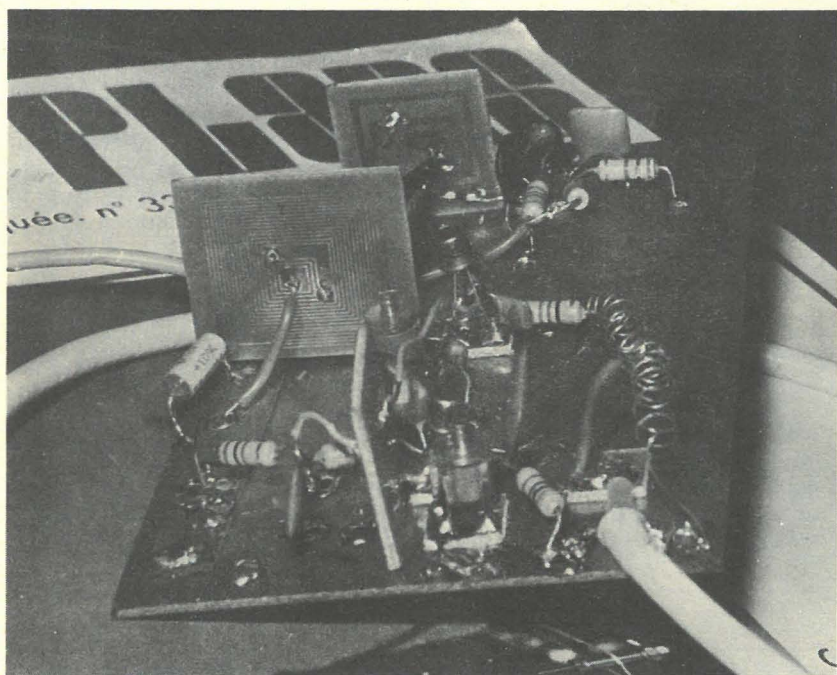
Si vous voulez étudier le montage, commandez sans attendre le numéro F 1 : 17,00 F (les schémas étant publiés dans cette revue, ils ne sont pas joints aux kits).

Les 3 numéros spéciaux EN FRANÇAIS sont toujours disponibles : F 2 : 20 F ; F 3 : 31 F ; ou les 3 ensemble (F 1, F 2, F 3, avec reliure) : 70 F (+ 4,00 F de port). Dans chacun, 120 pages de technique, de montages vérifiés et essayés, de kits réalisables.

Sommaire des 3 revues et liste des kits avec tarif contre enveloppe à votre adresse, timbrée à 0,85 F.

Mlle MICHEL Christiane, F 5 SM
89117 PARLY

MONTAGES PRATIQUES



Une tête VHF à bobinages imprimés

Deux versions proposées :

- tête VHF à circuit intégré
- tête VHF à composants discrets

Nous venons de donner le principe de réalisation de bobinages imprimés utilisés en HF et VHF. Le but de cet article est de décrire deux têtes VHF pour modulation de fréquence qui ont été réalisées au moyen de deux types de bobines imprimées précédemment décrites. La première version utilise un circuit intégré spécial de Siemens, capable d'assurer les fonctions d'oscillateur local et de mélangeur jusqu'à des fréquences de 200 MHz.

Les performances de ce circuit sont remarquables car le mélangeur est constitué par un modulateur en anneau dont les qualités sont très appréciées, et l'oscillateur est du type symétrique. Le nombre de composants extérieurs est des plus réduits.

La seconde version, plus classique mais moins performante, utilise des transistors discrets (FET et bipolaire)

I. Version à circuit intégré

On peut voir sur la **figure 1** que l'antenne ($75\ \Omega$) attaque directement le circuit accordé L_1C_1 dont les prises intermédiaires alimentent symétriquement le modulateur en anneau.

Le circuit accordé L_2C_2 fixe la fréquence de l'oscillateur local qui est mis en état de réaction par les condensateurs C_4 à C_6 . Les connexions oscillateur-modulateur sont incorporées au circuit intégré en ce sens que les deux transistors de l'oscillateur symétrique servent de générateur de courant au modulateur en anneau. Cette configuration du mélangeur est intéressante à bien des égards. Outre la haute qualité de la FI obtenue (très faible distorsion d'intermodulation), le découplage entre les entrées et la sortie est presque parfait. De ce fait, la tension issue de l'oscillateur local réinjectée dans l'antenne est insignifiante, ce qui, combiné à la forte sensibilité du circuit, permet d'éliminer l'étage HF que l'on rencontre sur les réalisations courantes. De plus, le signal à fréquence intermédiaire est complètement débarrassé des signaux incidents. Ce signal FI est disponible sur une prise intermédiaire du circuit accordé $L_3-C_3-C_{12}$. Remarquons que ce module peut être alimenté sans toute tension continue comprise entre 5 et 15 V sans pour cela dérégler l'accord.

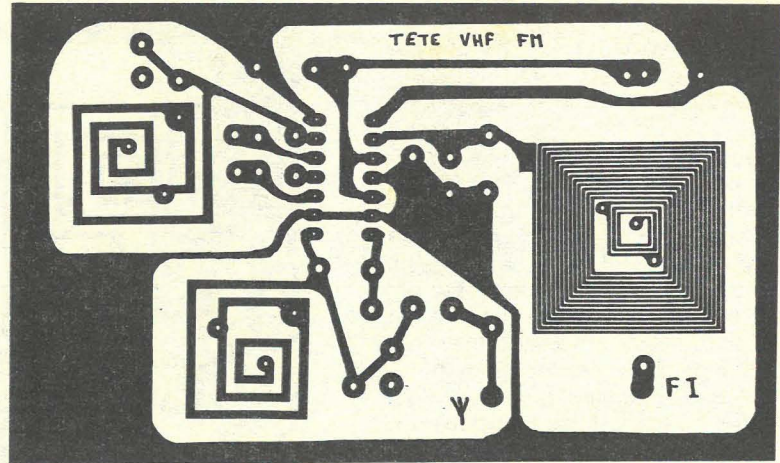


Figure 2

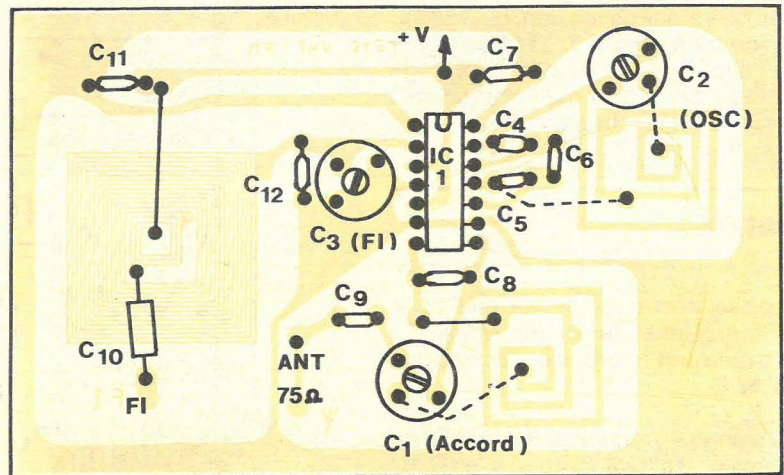


Figure 3

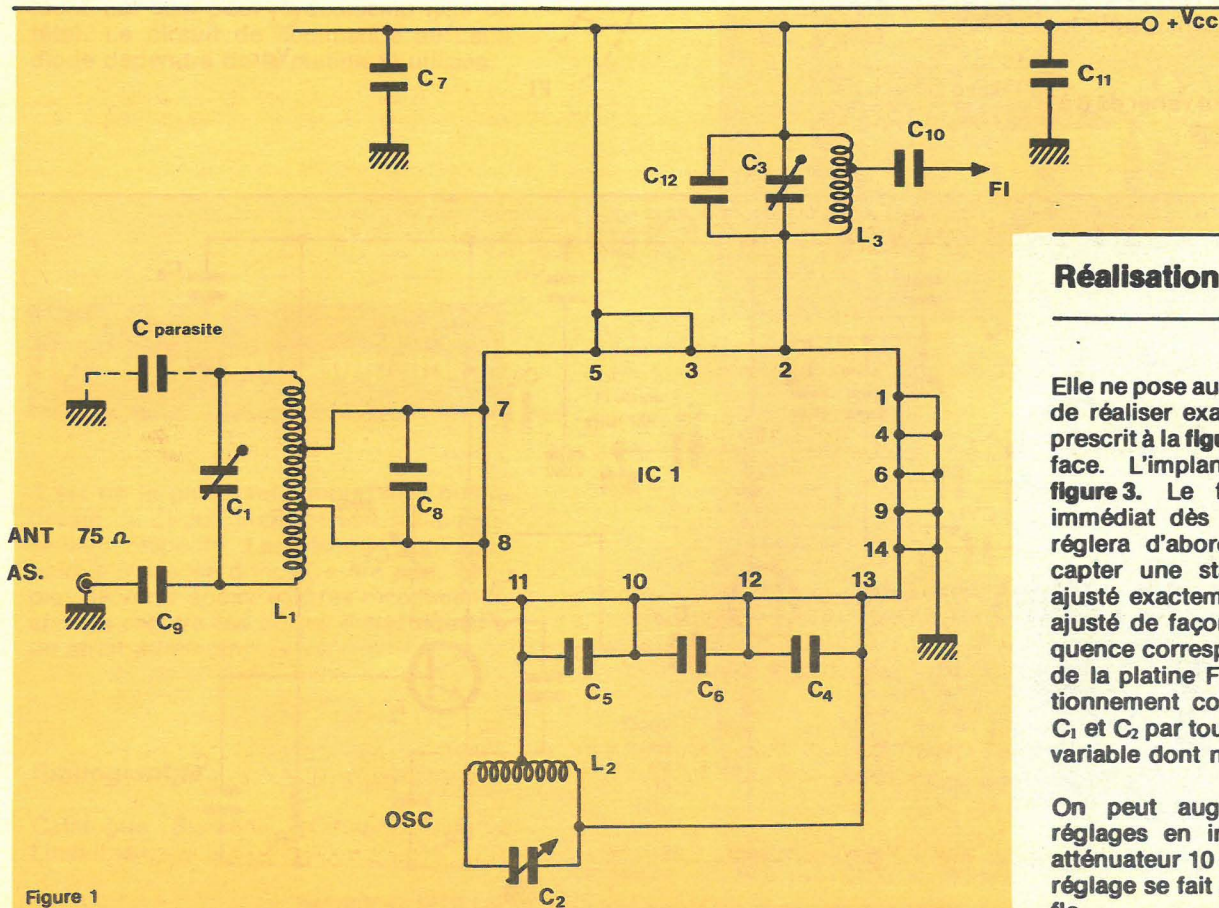


Figure 1

Réalisation

Elle ne pose aucun problème, sous réserve de réaliser exactement le circuit imprimé prescrit à la **figure 2** sur verre époxy simple face. L'implantation est donnée à la **figure 3**. Le fonctionnement doit être immédiat dès la mise sous tension. On réglerait d'abord C_2 (oscillateur) afin de capter une station. Puis, l'accord sera ajusté exactement avec C_1 ; enfin C_3 sera ajusté de façon à accorder L_3 sur la fréquence correspondant exactement à celle de la platine FI utilisée. Une fois le fonctionnement constaté, on peut remplacer C_1 et C_2 par tout autre dispositif à capacité variable dont nous reparlerons plus loin.

On peut augmenter la précision des réglages en insérant provisoirement un atténuateur 10 ou 20 dB dans l'antenne. Le réglage se fait alors au minimum de soufflé.

II. Version à composants discrets

Pour les lecteurs qui auraient quelque difficulté à se procurer le circuit intégré, nous avons étudié une tête VHF utilisant les mêmes bobinages, mais dont les éléments actifs sont des transistors à effet de champ, excepté pour l'oscillateur qui est muni d'un NPN spécialement conçu à cet effet. Le schéma est très classique, comme le montre la **figure 4**. On remarquera toutefois à l'entrée un bobinage non accordé et non imprimé, de caractéristiques peu critiques, qui permet un gain d'environ 10 dB en sensibilité. C'est en fait un autotransformateur élévateur de tension, chargé par l'impédance d'entrée de T_1 ($1\text{ M}\Omega$), ce qui présente l'avantage par rapport à un étage amplificateur d'offrir un gain appréciable sans introduction de bruit.

Réalisation

Elle ne pose aucun problème malgré le nombre important de composants. Le schéma du circuit imprimé est donné aux **figures 5 et 6**.

Il est vivement recommandé d'utiliser exclusivement des transistors à effet de champ du type 2N3823, sous peine de compromettre le succès de la réalisation.

La mise au point s'effectue comme pour le premier type.

La tension d'alimentation peut varier de 6 à 15 V mais influence le réglage.

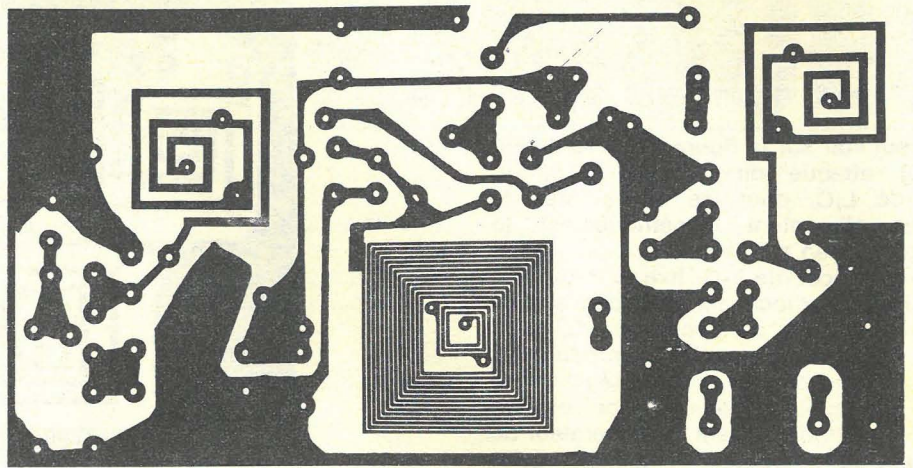
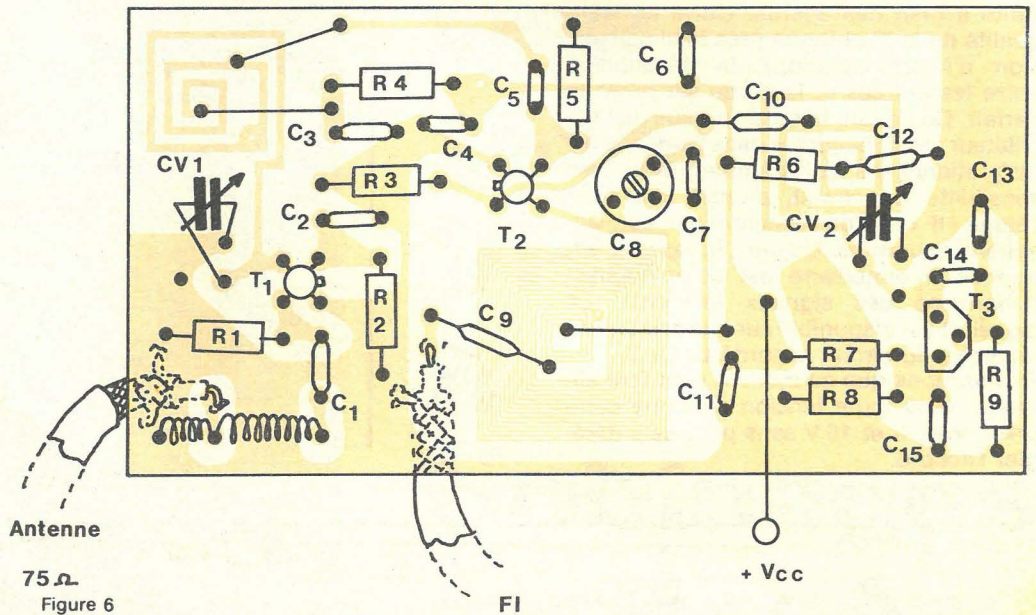


Figure 5



Antenne

75 Ω
Figure 6

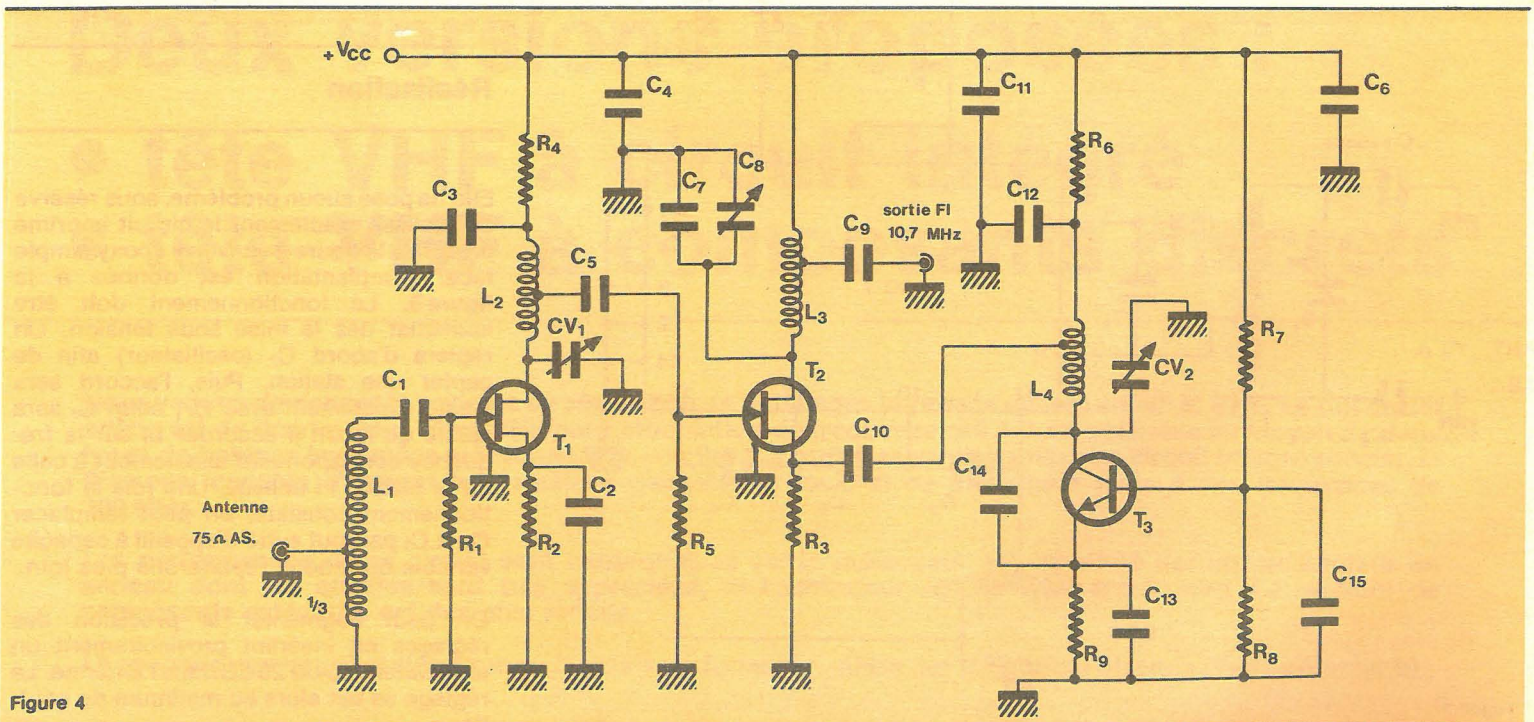


Figure 4

III. Extension des possibilités

Tels qu'ils sont présentés ici, ces deux montages sont accordés sur une station au moyen de deux condensateurs ajustables. Il est bien sûr possible de les remplacer par tout autre système à capacité variable permettant de recevoir plusieurs stations. Citons :

- Commutateur à touches sélectionnant des ajustables de pré réglage.
- Diodes varicap (liaison par deux condensateurs fixes).
- CV à deux cages dissemblables avec trimmers de faible valeur.

Dans tous les cas, on veillera à ce que les liaisons entre ce dispositif et le circuit imprimé soient aussi courtes que possible car les pertes sont sévères.

En l'absence d'un tel dispositif, il peut être utile, selon le transistor employé pour l'oscillateur local du deuxième type de tête, d'amortir un peu L_1 par une résistance de $1\text{ k}\Omega$ en parallèle sur cette bobine.

Citons la possibilité d'adjoindre un circuit de CAF en connectant une diode varicap BA102 en parallèle sur le CV oscillateur, au moyen de deux condensateurs d'isolement (un seul pour le deuxième type de tête). Le circuit de commande de cette diode dépendra de la platine FI utilisée.

IV. Les circuits imprimés

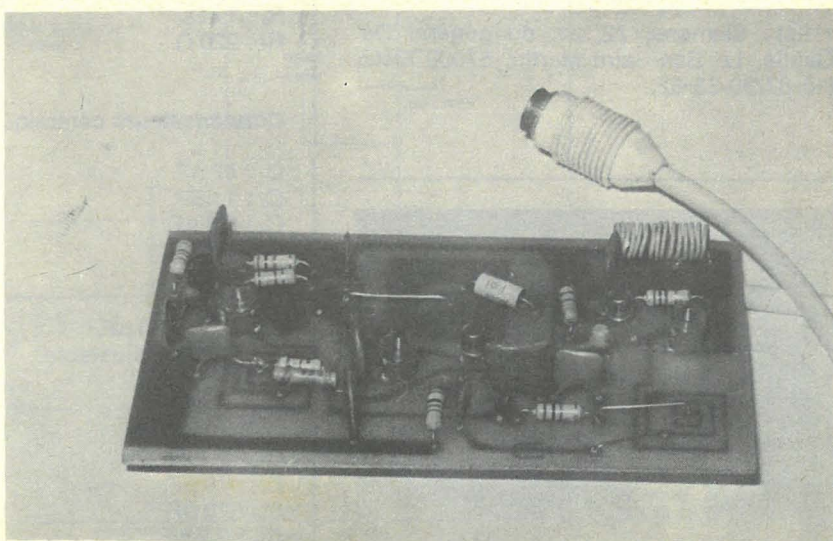
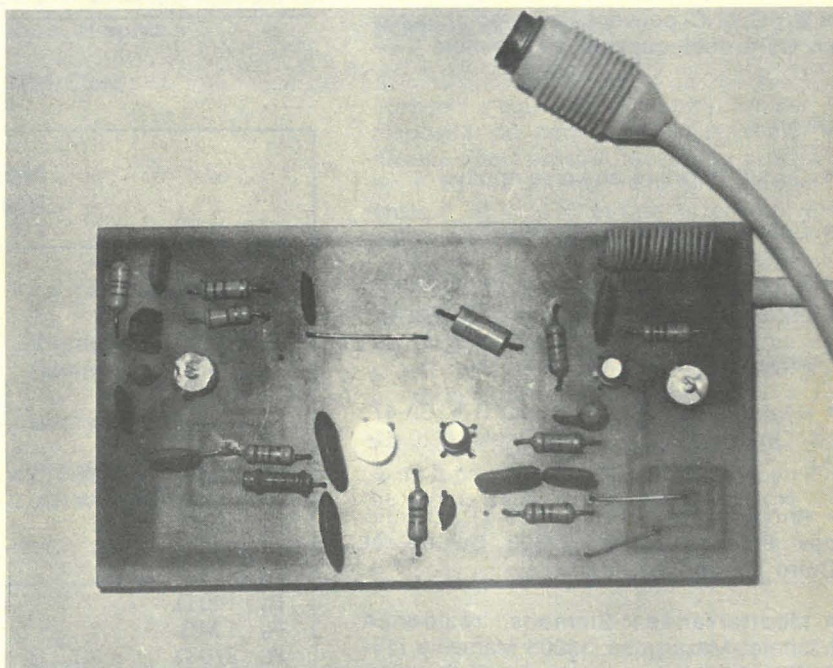
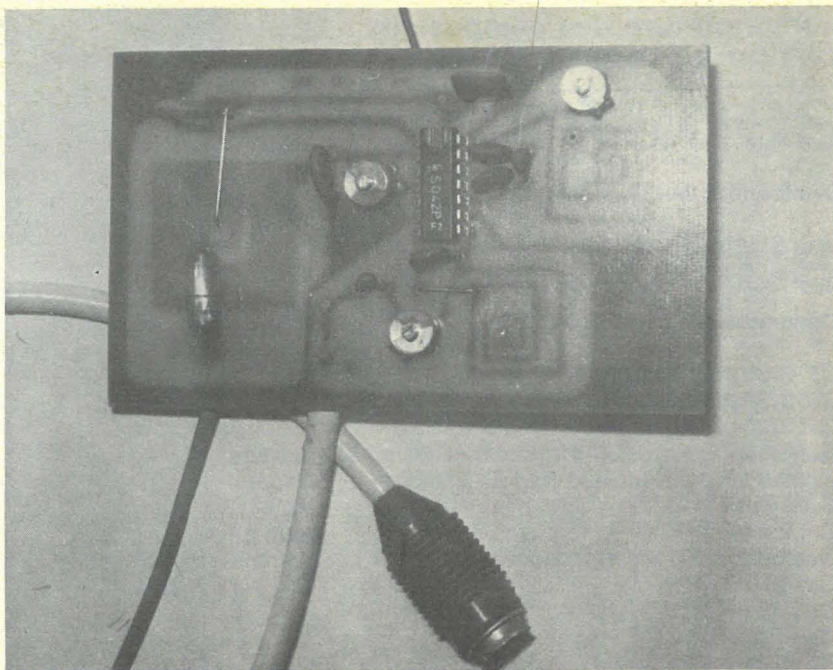
Il est de la plus haute importance que le dessin du circuit imprimé soit scrupuleusement respecté. La méthode photographique s'impose donc. D'autre part, l'emploi de verre époxy est très recommandé afin de réduire les pertes diélectriques à un strict minimum.

Bibliographie :

Catalogue Siemens « Circuits Intégrés Linéaires ».

Patrick GUEULLE.

La tête VHF à circuit intégré (on remarquera le peu de composants extérieurs)



Deux vues de la tête VHF à transistors

Nomenclature des composants Version à circuits intégrés

Semiconducteur :

IC₁ : SO42P Siemens.

Condensateur céramique :

C₁ : 3/30 pF ajustable.
 C₂ : 3/30 pF ajustable.
 C₃ : 3/30 pF ajustable.
 C₄ : 6,8 pF.
 C₅ : 6,8 pF.
 C₆ : 10 pF.
 C₇ : 2,2 nF.
 C₈ : 6,8 pF.
 C₉ : 10 pF.
 C₁₀ : 15 nF.
 C₁₁ : 2,2 nF.
 C₁₂ : 22 pF.

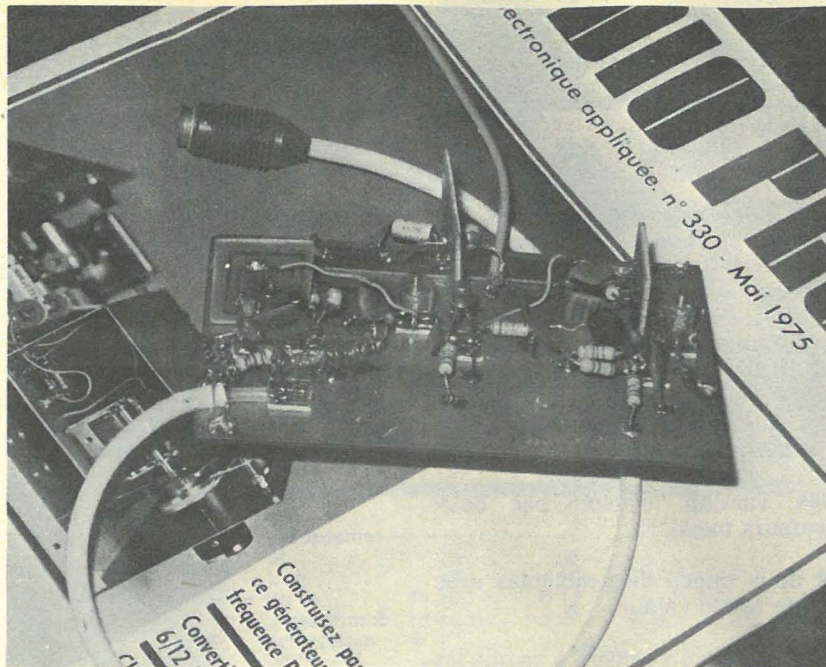
N.B. : C₁ et C₂ peuvent être remplacés par un CV à deux cages avec trimmers.

Divers :

- Circuit imprimé en verre époxy.
- Cordon coaxial avec prise 75 Ω.
- En option : commutateur de présélection des stations, ou CV, ou varicap.

Fournisseurs possibles :

- Région parisienne : Siemens S.A., 39-47, bd Ornano, 93203 Saint-Denis (820-61-20).
- Rhône-Alpes : Siemens, 9-11, chemin des Petites-Brosses, 69300 Caluire et Cuire (15-78/23-12-81).
- Méditerranée : Siemens, résidence Michelet-Mazargues, 13008 Marseille (15-91/76-45-73).
- Est : Siemens, 22, av. du général De Gaulle, Le Ban-Saint-Martin, 57000 Metz (15-87/30-33-62).



Le montage d'essai de la version à transistors

Nomenclature des composants Version à composants discrets

Semiconducteurs :

T₁ : 2N3823 (impératif).
 T₂ : 2N3823 (impératif).
 T₃ : BF194B.

Résistances 1/4 W-5 % :

R₁ : 1 MΩ.
 R₂ : 330 Ω.
 R₃ : 27 kΩ.
 R₄ : 100 Ω.
 R₅ : 1 MΩ.
 R₆ : 270 Ω.
 R₇ : 2,7 kΩ.
 R₈ : 1 kΩ.
 R₉ : 220 Ω.

Condensateurs céramique :

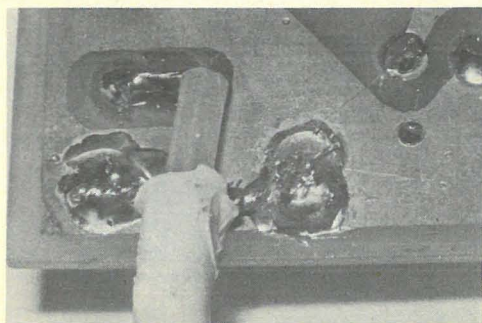
C₁ : 47 nF.
 C₂ : 1 nF.
 C₃ : 2,2 nF.
 C₄ : 47 nF.
 C₅ : 4,7 nF.
 C₆ : 10 nF.
 C₇ : 27 ou 33 pF.
 C₈ : 3/30 pF ajustable.
 C₉ : 10 nF.
 C₁₀ : 2,2 nF.
 C₁₁ : 10 nF.
 C₁₂ : 2,2 nF.
 C₁₃ : 18 pF.
 C₁₄ : 10 pF.
 C₁₅ : 2,2 nF.

Bobine d'adaptation L₁ :

Quinze spires de fil de câblage rigide bobinées sur air (∅ 6 mm) avec prise à cinq spires côté masse (peu critique).

Divers :

- Circuit imprimé en verre époxy.
- Cordon coaxial avec prise 75 Ω.
- CV₁ et CV₂ : deux ajustables 3/30 pF (pour recevoir plusieurs stations, prévoir un commutateur HF qui sélectionnera des capacités de pré réglage).



Fixation du coaxial d'antenne

Pour conserver
 vos revues en bon état,
 utilisez le RELIEUR
 RADIO-PLANS
 10 F + 1,20 F de port

d'électronique domestique

Réglage du niveau d'eau

Les machines à laver possédant plusieurs circuits de natures diverses, dont le niveau d'eau. Siemens a étudié un montage électronique à circuit intégré TAA861, permettant le réglage du niveau d'eau dans une machine à laver.

Bien entendu, il sera possible de généraliser l'emploi de ce dispositif pour régler des niveaux d'eau dans d'autres machines ou réservoirs.

Voici aux figures 1 et 2, les schémas proposés par Siemens dans la revue « Composants électroniques » n°3 de septembre 1974.

Ce dispositif règle le niveau et en informe l'utilisateur. Il peut être adopté pour le contrôle de sécurité au débordement, l'affichage du niveau, la détection des fuites, etc. Son intérêt réside aussi dans sa simplicité.

Les schémas permettent de voir que l'on a fait appel à un amplificateur opérationnel à circuit intégré CI-1 du type 711861, à des capteurs de niveau, à des relais et à quelques composants électroniques « élémentaires ».

Nous donnons les valeurs des éléments et leur nomenclature, ci-après :

- D_1 = diode BZX55/C6V8 ;
- R_1 = 18 k Ω ;
- R_2 = 220 Ω ;
- R_3 = 430 Ω ;
- R_4 = 820 Ω ;
- R_5 = 3,9 k Ω ;
- R_6 = 47 Ω ;
- R_7 = 1 k Ω ;
- R_8 = 560 Ω .

- A = B = FP30L50E ;
- C_1 = 22 μ F.

I_1 à I_4 : commutateurs de niveau.

Sur la figure 2 : circuit de chauffage consommant 2 000 W ; EV = électrovanne 10 W.

Le relais miniature REL de la figure 1, de 970 Ω est du type suivant : V23016 - C0006 - A101.

Tous ces composants sont des Siemens.

Fonctionnement

Lorsqu'il s'agit d'une machine à laver, le dispositif de contrôle doit maintenir le niveau d'eau prescrit, avec une précision de ± 10 mm, lorsque la température varie entre 0° et +70 °C et que la tension varie entre +10° et -15 %.

Le montage proposé est un projet, que les spécialistes devront utiliser pour réaliser un dispositif adapté à leur machine. Ce projet doit permettre de satisfaire aux conditions de régulation requises.

Pendant l'opération de lavage, on peut avoir à prévoir plusieurs niveaux. Il en faut au moins deux, l'un supérieur pour le rinçage, l'autre moyen pour le lavage.

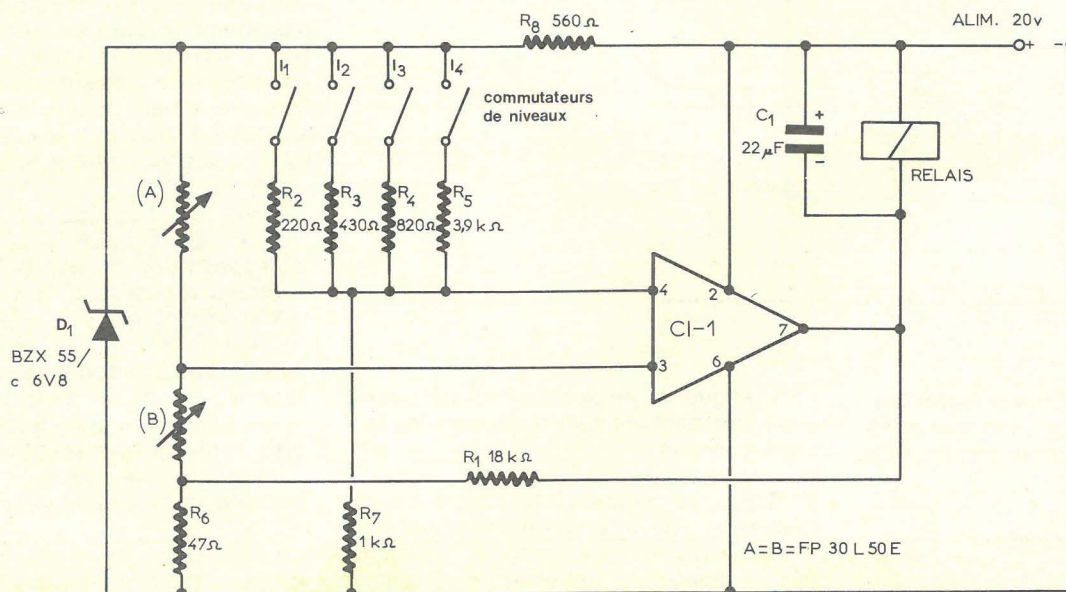


Figure 1

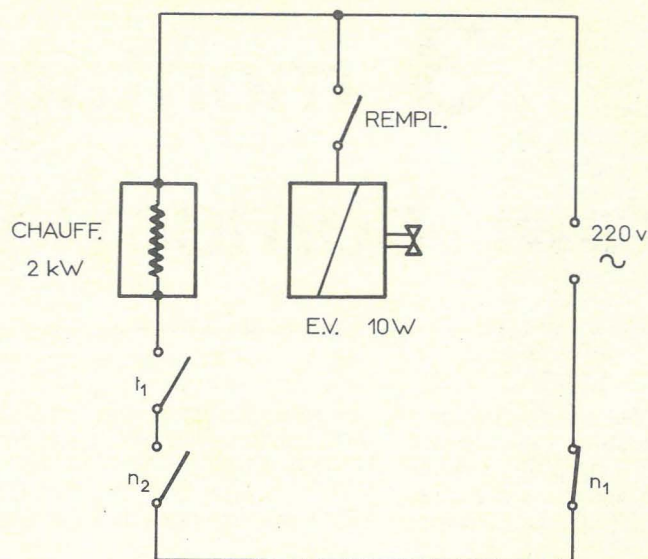


Figure 2

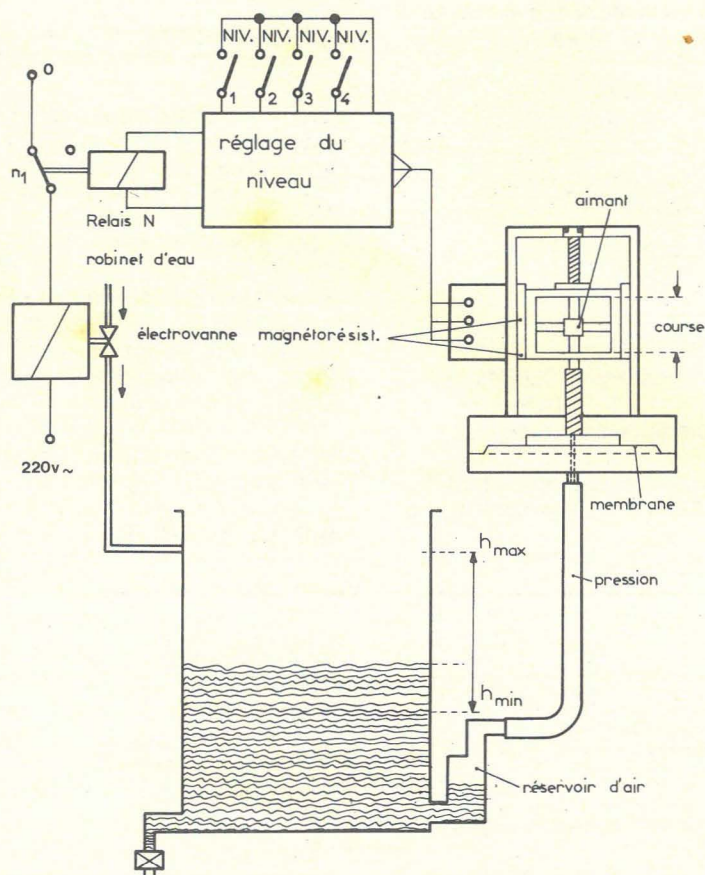


Figure 3

Dans une machine moderne pouvant rester « à la mode » pendant longtemps, il serait préférable de prévoir quatre niveaux d'eau :

- 1 : niveau réduit ;
- 2 : blanc à bouillir ;
- 3 : linge normal lavé à 60 °C maximum et linge à ne pas repasser ;
- 4 : rinçage.

En pratique, le niveau du bain de lessive dans une machine à laver dépend des facteurs suivants :

- 1° Rapport du volume total dans la cuve et le tambour, au volume utile (bain dans le tambour seul). Ce rapport influence essentiellement le traitement du linge car un grand volume de bain amortit la chute du linge pendant sa retombée.

2° Seul un bain libre peut entraîner la saleté dissoute. La saleté résiduelle demeure dans le linge avec le bain fixé c'est-à-dire l'eau aspirée par le linge.

Plus le rapport des volumes est grand, plus le risque de grisaille est diminué.

3° L'infroissabilité doit être considérée, selon les différentes fibres textiles du linge.

4° Le volume maximal du bain, donc le niveau maximal, dépend de la puissance électrique de la machine, déterminée par le courant, de l'ordre de 10 à 16 A, sous 220 V, et du temps de chauffage du bain, de 40 minutes pour le blanc à bouillir.

5° Une autre limite supérieure du niveau d'eau est imposée par la technique du lavage, car le tambour doit entraîner le linge hors du bain.

Le schéma électronique

Revenons aux figures 1 et 2. Deux magnéto-résistances (A) et (B) sont montées dans la capsule manométrique permettant de régler le niveau à quatre valeurs prédéterminées par programmation, entre 114 et 260 mm. Ces quatre valeurs correspondent aux contacteurs I_1 à I_4 et les résistances R_2 à R_5 qui leur sont associées. D'autres valeurs intermédiaires sont admissibles pour réaliser un nombre quelconque de niveaux, entre 90 et 260 mm.

Les capteurs de niveau produisent des tensions, appliquées aux entrées inverseuse et non inverseuse (points 4 et 3), qui sont amplifiées. La sortie du CI, point 7 est reliée au relais miniature REL.

Tant que le niveau requis et affiché, n'est pas atteint, le relais est déclenché et de ce fait, il applique la tension du secteur à l'électrovanne par son contact de repos. Dès que le bain atteint le niveau prescrit, ajustable à l'aide du sélecteur de niveau, le relais enclenche et coupe l'électrovanne.

Si, ensuite, le niveau d'eau descend au-dessous d'une limite déterminée, en raison de l'absorption du liquide par le linge, le cycle se répète jusqu'à ce que le niveau prévu soit atteint.

A la figure 3, on donne le schéma du montage de l'appareil dans une machine à laver. Il va de soi que « le 220 V » devra être bien isolé de tout point en contact avec l'utilisateur, ces précautions étant imposées aux constructeurs dans tous les pays.

Le contact de travail n_2 du régulateur de niveau, assure la protection de la machine contre la marche à sec. Cela se déduit, du fait que le chauffage du bain de lessive

n'est possible que si l'eau se trouve dans la cuve de lavage, car c'est le contact de relais t_1 du régulateur de tension qui assure le chauffage. Le contact de relais n_2 est alors fermé. Le capteur de niveau est constitué par une capsule manométrique à membrane et magnétorésistances.

C'est un capteur de niveau sans contact. Il présente l'avantage de supprimer un défaut fréquent de la capsule à membrane, classique : le collage des contacts de commutation.

Il y a aussi l'avantage de pouvoir contrôler de nombreux niveaux à l'aide d'une seule capsule à membrane et magnétorésistances.

Voici quelques caractéristiques du dispositif décrit.

Caractéristiques du montage Figures 1, 2, 3					
Niveau	1	2	3	4	Unité
h_1 = hauteur de l'eau	114	138	169	280	mm
t_1 = durée de remplissage en eau jusqu'à h_1	60	78	101	171	s
h_2 = point de réenclenchement après absorption par le linge	84	109	141	220	mm
$h_1 - h_2$ = fourchette de régulation	30	29	28	40	mm

Contrôle de température

Le dispositif qui sera décrit, proposé par Siemens, est représenté par le schéma de la figure 4 et utilise une thermistance et trois transistors : deux NPN et un PNP. La thermistance sert de sonde. Elle est du type P400 - A₆ et est à coefficient positif de température, autrement dit, sa résistance augmente en même temps que la température (CTP).

Ce montage convient pour des installations thermiques, moteurs électriques et autres domaines des plus variés.

Cette thermistance miniature peut être montée aisément dans les moindres recoins de l'appareil, dont on veut contrôler la température.

Pour la réalisation du contact thermique, la sonde à thermistance sera pressée contre le point de mesure et, bien entendu, branchée électriquement entre la masse (négatif de l'alimentation de 10 à 15 V, par exemple 12 V) et la base du transistor Q_1 du type BCY58.

Ce mode très simple de captation de la température, autorise un grand nombre d'applications.

Le schéma de la figure 4 est assez simple. Si la thermistance TH prend une température supérieure à +135 °C, la lampe de contrôle L s'allume.

Cette lampe de 12 V/2 W doit consommer, en montage normal, c'est-à-dire sous 12 V, un courant de 0,166 A. Bien entendu, dans le présent montage, elle ne consommera pas le maximum, n'étant en série avec $Q_3 = BCX75$ que lorsque ce transistor sera conducteur et saturé.

La précision de l'allumage est de $\pm 2,5$ °C. La valeur ± 2 °C représente les tolérances de la thermistance du type indiqué et $\pm 0,5$ °C celle du montage proposé. A la température ambiante, le transistor Q_2 est seul à être conducteur de courant. Tant que la température reste inférieure à 130 °C, la résistance de la thermistance est inférieure à 1 k Ω ce qui assure le blocage de Q_1 . En effet, dans ce cas, la base de ce transistor est à un potentiel proche de 0 V, Q_1 étant un NPN.

Si Q_1 est bloqué, il en est de même des deux autres transistors, Q_2 et Q_3 . Le courant dans L est nul, ou très faible, et la lampe est éteinte.

Si la température atteint 135 °C, la résistance de TH augmente et dépasse 1 k Ω . De ce fait, la base de Q_1 devient positive, Q_1 devient conducteur.

Le courant dans R_4 de Q_1 est fort et l'émetteur de Q_1 , ainsi que celui de Q_2 , deviennent positifs. La polarisation de Q_2 dépend de R_3 , R_4 et du diviseur de tension de base. Elle a été déterminée de manière à ce que l'élévation de la tension de l'émetteur bloque ce semi-conducteur.

Par contre, Q_3 sera, dans ces conditions, conducteur. La tension de l'émetteur baisse (Q_3 étant un PNP). La lampe L s'allume.

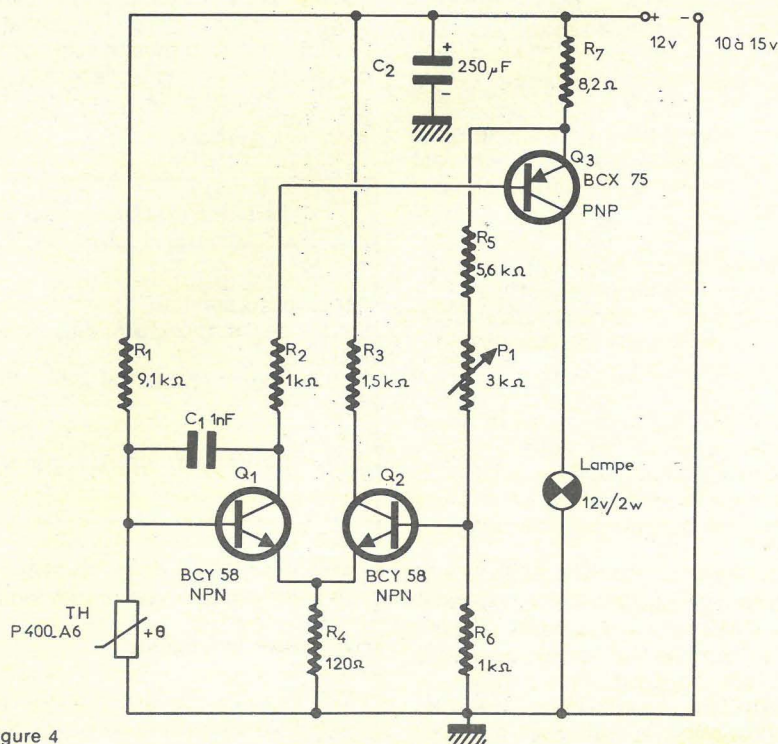


Figure 4

Le blocage de Q₂ est accentué par la chute de tension dans R₇. En effet, le point x₁ devient moins positif par rapport à la masse et il en est de même de la base de Q₂.

La lampe s'allume brusquement lorsque la température de 135 °C, communiquée à TH est atteinte. Cette valeur est approchée à ± 2,5 °C près.

Grâce à P₁, on pourra choisir le seuil d'extinction de la lampe, lorsque la température s'abaisse en-dessous de 135 °C et détermine l'hystérésis du montage.

Voici au tableau ci-après quelques caractéristiques du montage décrit.

Caractéristiques
Tension de fonctionnement : 10 à 15 V.
Courant d'enclenchement de la lampe : 450 mA.
Température d'enclenchement : 135 °C.
Tolérance de l'allumage : ± 2,5 °C.
Température ambiante du montage : - 25 à + 60 °C.

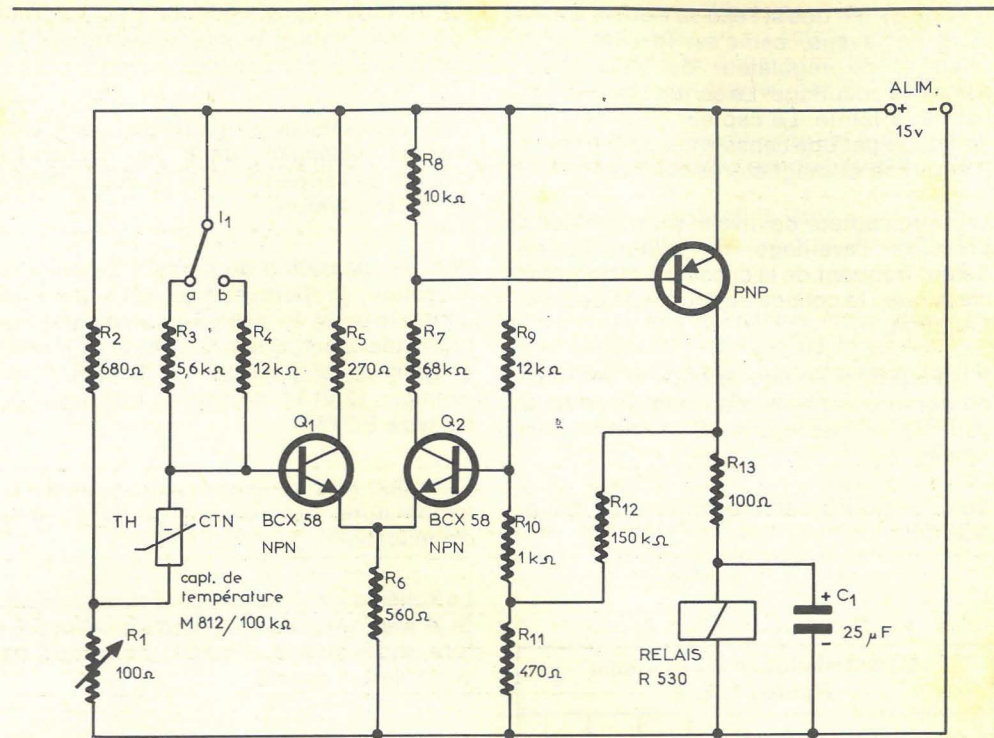


Figure 5

Mesure de température élevée

Le montage de mesures des températures élevées, de 150 °C à 300 °C est indiqué à la figure 5. Il est réalisable en pratique grâce à la thermistance Siemens CTNM812, à coefficient négatif de température.

On utilise cette thermistance dans les régulateurs de température et elle est homologuée pour une température maximale de 350 °C.

Il est intéressant d'utiliser des thermistances de ce genre car leur coefficient de température est décuplé, de celui des thermomètres, à résistance de platine, par exemple.

La précision est alors plus élevée et on pourra aussi, à précision égale, réduire l'appareillage de l'amplificateur. Les CTN sont également avantageuses pour leurs résistances, ce qui permet de longues connexions.

Dans le montage représenté, la thermistance CTN M812 est insérée dans un pont. Un amplificateur différentiel est connecté à la diagonale du pont. Afin d'éviter un échauffement trop intense, la thermistance CTN est reliée au pont avec une tension de polarisation. Cette tension ajustable est délivrée par le diviseur constitué par les résistances R₁ et R₂. La précision de

la régulation de température diminue quand le rapport de la tension de polarisation à la tension aux bornes de la thermistance augmente. La température de commutation est ajustée au moyen du potentiomètre R₁. L'inverseur S permet de choisir entre les deux plages de 150 à 220 °C et 220 à 300 °C. Cette subdivision de la plage de réglage totale assure une meilleure précision de commutation. Dès que la température ajustée est atteinte sur la thermistance CTN, l'amplificateur différentiel rend le transistor de sortie BCY78 conducteur, le relais enclenche.

Caractéristiques techniques	
Tension de service : 15 V.	
Plage de température ajustable : 150 à 300 °C.	
Température ambiante admissible : 0 à 70 °C.	
Erreur de température du montage (20 à 50 °C) :	
à 150 °C	0,5 °C
200 °C	0,8 °C
250 °C	1,2 °C
300 °C	2,0 °C
Hystérésis du réglage :	
à 150 °C	0,3 °C
200 °C	0,5 °C
250 °C	1,0 °C
300 °C	2,5 °C
Relais : miniature N23154, CO720, B104.	

AMERICAN

XENON FLASH

49F

FIBRES OPTIQUES

2,75F LE METRE

GACHETTE SONORE

49F

schémas Tout ce que vous

ne trouvez pas ailleurs

◊ READOUTS LED Lcd

microprocessors - memories

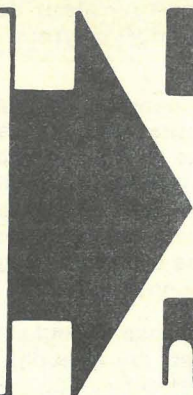
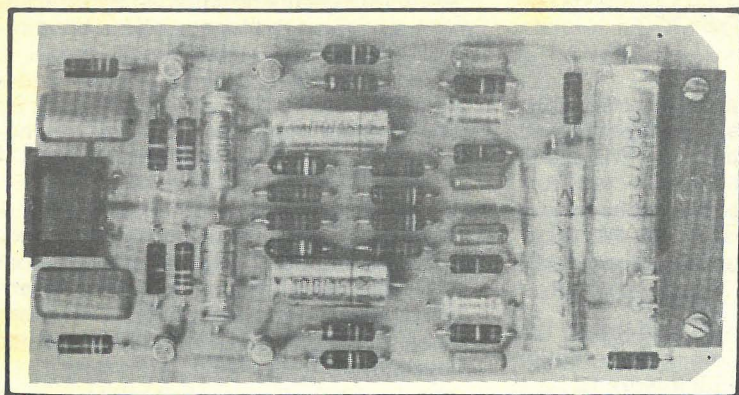
cat. : enveloppe timbrée

L A R E I N E

53, RUE NOTRE DAME DE NAZARETH

75003 PARIS

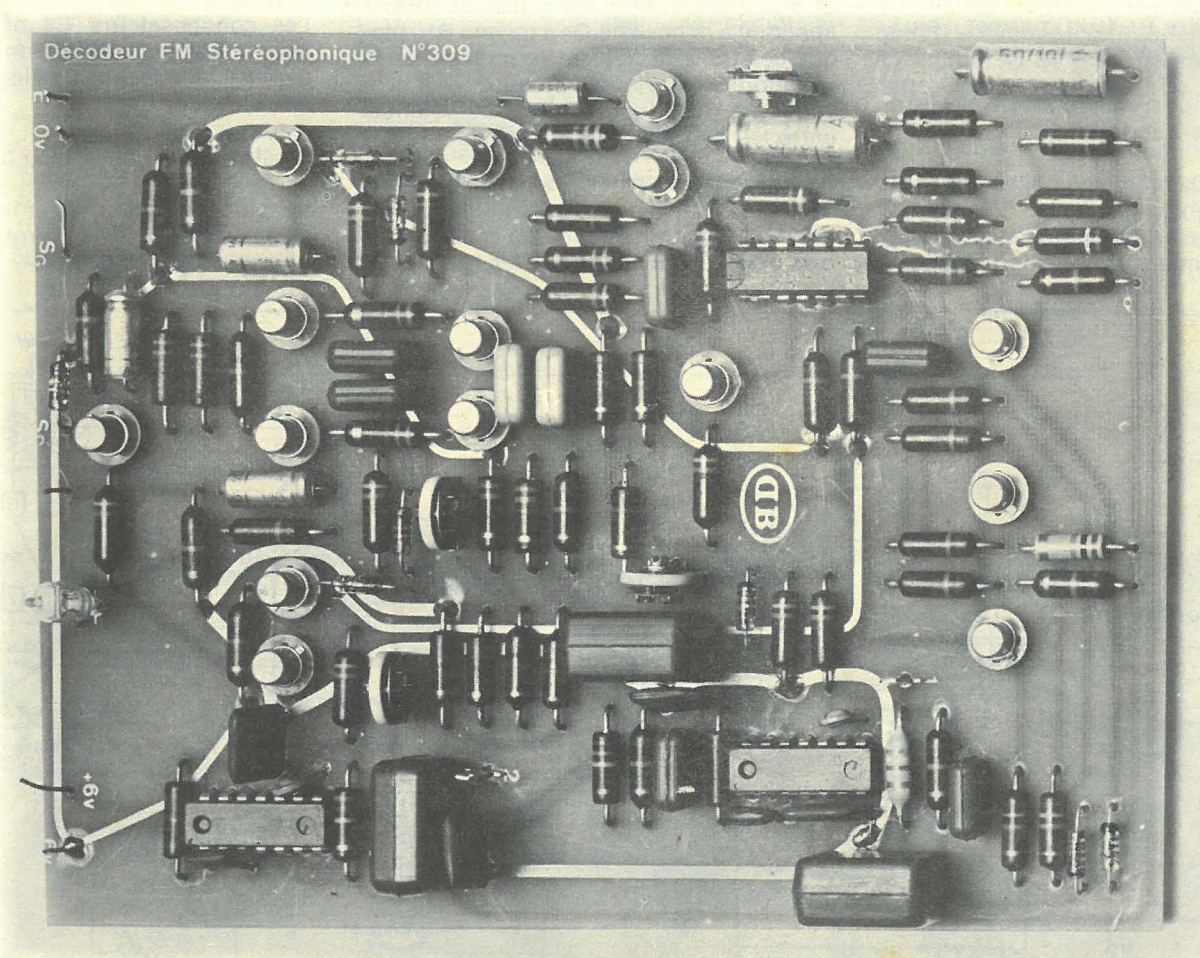
vente par correspondance



Les modules

Radio Plans

DECODEUR FM à asservissement de phase



Si les circuits intégrés permettent de réaliser des décodeurs FM sur une surface de circuit imprimé des plus réduites, il n'en demeure pas moins qu'un bon décodeur étudié avec des transistors classiques permet de relever des caractéristiques bien meilleures, surtout au niveau de la séparation des voies « gauche » et « droite » et de la distorsion.

Le décodeur à asservissement de phase que nous vous proposons est l'un des plus complexes que nous ayons eu l'occasion de rencontrer. Cependant cette complexité n'est qu'apparente, surtout lorsque l'on s'aperçoit qu'aucun bobinage n'est utilisé. La mise au point finale n'en est que plus aisée et ne demande même pas d'oscilloscope.

A) Le schéma

Le schéma de principe de la **figure 1a** permet de suivre les différents étages.

1° L'amplificateur à gain variable

Cet amplificateur sert à la fois de tampon et par son gain variable permet d'ajuster le décodeur à tout tuner FM délivrant un signal détecté entre 130 mV et 1,3 Veff.

Les deux transistors **Q1** et **Q2** du type BC108 sont montés en liaison directe. Le signal détecté est appliqué à la base de **Q1** par un condensateur **C1**-10 μF.

La résistance de charge de **Q1** sert également à polariser la base de **Q2**.

Le potentiomètre **P1**-10 kΩ permet d'ajuster le gain de cet étage amplificateur.

Plus la résistance d'émetteur sera élevée et plus le gain sera réduit.

Le transistor **Q2** monté en collecteur commun (pas de charge au collecteur) permet de prélever le signal amplifié par **Q1** à basse impédance sur son émetteur.

2° Le comparateur de phase et l'ampli d'erreur

Le comparateur de phase est symétrique et la tension d'erreur, après amplification contrôle la fréquence d'un multivibrateur VCO oscillant librement sur environ 76 kHz. Le comparateur de phase est essentiellement composé de **R5**, **R7**, **Q3** et **Q4**. Ces transistors sont utilisés en mode inverse pour réduire la tension d'offset.

En l'absence de tout signal, le débit de **Q3** et **Q4** est nul et la différence de potentiel entre les entrées du circuit intégré **IC1** est zéro.

Si les transistors **Q3** et **Q4** reçoivent sur leur émetteur des signaux à 19 kHz (à travers **C3** et **R5** pour **Q3** et **C3** et **R7** pour **Q4**). Ces transistors vont débiter et provoquer à travers **R5**, **R7** et **R8** une chute de potentiel qui se retrouve aux entrées différentielles (4 et 5) de **IC1** du type SFC2709EC.

Si maintenant un autre signal de 19 kHz appliqué à la base de **Q4** à travers **R10** bloque ces transistors juste au moment où la variation de tension émetteur devrait provoquer le débit, la différence de potentiel entre les entrées de **IC1** reste nulle.

Il faut évidemment que les signaux à 19 kHz soient en phase, qu'à une pointe de déblocage sur les émetteurs corresponde une pointe de blocage sur les bases.

Quand les signaux ne sont pas rigoureusement en phase, le blocage par la base n'a pas lieu exactement en même temps que le déblocage par l'émetteur et les transistors **Q3** et **Q4** sont conducteurs pendant un court instant correspondant au déphasage.

Une tension (positive ou négative selon le sens de l'erreur) apparaît entre les entrées différentielles de **IC1** et est amplifiée par ce circuit intégré pour faire varier la tension de base des transistors **Q6** et **Q7** montés en multivibrateur et par là la fréquence d'oscillation.

L'erreur de phase après blocage de l'oscillateur est inférieure à 1° à 19 kHz. Le condensateur **C3**-27 nF atténue les fréquences inférieures à 19 kHz (fréquences BF du signal (G + D)).

La rotation de phase à ce niveau (10° 30') est corrigée par le choix des composants des circuits de commutation décrits plus loin.

Les condensateurs **C4** et **C6** de 0,1 μF assurent la contre-réaction en HF au delà de la fréquence de transition de l'ensemble amplificateur.

La stabilité est ainsi bien assurée.

Le potentiomètre **P2** permet d'ajuster le niveau de la tension d'erreur qui apparaît en cas de déphasage.

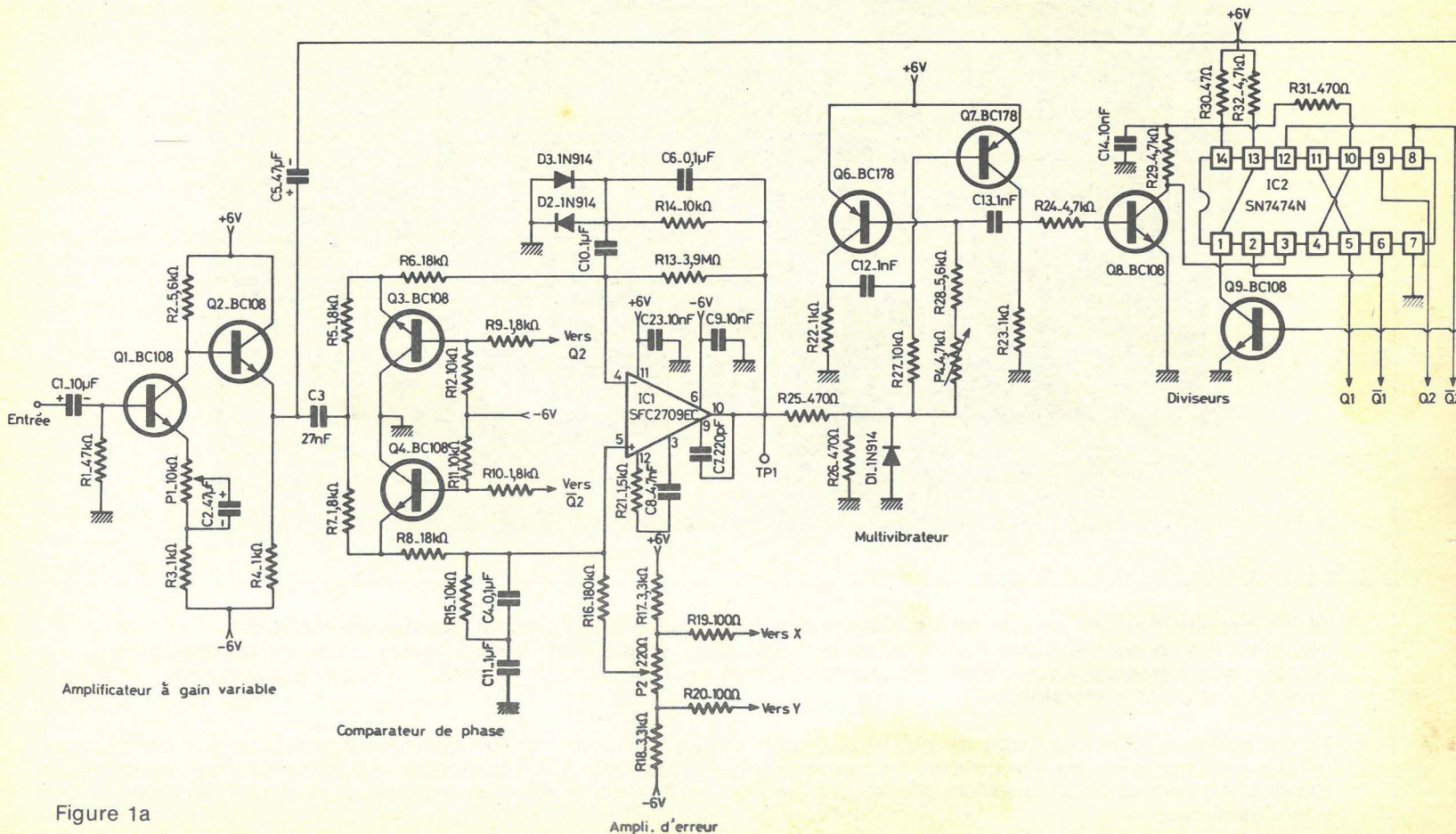


Figure 1a

La faible dérive en température de la sensibilité d'entrée du circuit intégré garantit un bon asservissement.

3° Le multivibrateur et les diviseurs

L'oscillateur asservi est un multivibrateur classique dont la fréquence est fixée à environ 76 kHz par P4. La fréquence exacte est déterminée par la tension base des transistors Q6 et Q7, tension qui varie avec l'erreur de phase et tend à l'annuler. R25-470 Ω et D1-1N914 limitent la tension d'erreur à 0,6 V, ce qui empêche le multivibrateur d'osciller au-dessus de 80 kHz.

Le signal à 76 kHz est amplifié par Q8 avant division par un circuit intégré du type double diviseur par deux (IC2-SN7474N). Les signaux obtenus sont carrés et de fréquence 38 kHz et 19 kHz. Le signal 19 kHz disponible en Q2 et Q2 est appliqué aux bases de Q3 et Q4 bouclant le circuit d'asservissement.

Le signal 38 kHz disponible en Q1 et Q1 est appliqué aux étages de commutation.

4° L'indicateur de phase

Le transistor Q10 reçoit par R37 sur sa base le signal à 38 kHz qu'il additionne par

R35 au signal à décoder, formé des bandes latérales (G-D) disponible à travers C5 à la sortie de l'amplificateur Q1-Q2.

Le signal composé ainsi obtenu est utilisable dans les étages de commutation.

5° Le commutateur.

Les transistors Q14 et Q15 jouent le rôle de commutateur. Ils reçoivent sur leur base et le signal multiplex (à travers R51 et R59) et le signal de commutation à 38 kHz (par Q11 et Q12). Quand Q14 conduit Q15 est bloqué et vice-versa.

Le signal de gauche se retrouve sur le collecteur de Q14, celui de droite sur le collecteur de Q15.

R52, R53 et C19, C21 d'une part et R58, R57 et C22 d'autre part forment des filtres laissant passer les signaux G et D (50 à 15 000 Hz) et supprimant le signal à 38 kHz.

En présence d'un signal stéréo avec fréquence pilote à 19 kHz, le transistor Q10 est bloqué pendant 1/4 de cycle si la fréquence appliquée à la base à travers R38 est exactement en phase avec la fréquence pilote qui se retrouve sur l'émetteur par R35.

Il y a ainsi aux bornes de R36 des impulsions filtrées et amplifiées par IC3-SFC2709EC, qui commande l'état du transistor interrupteur statique Q13.

La présence d'impulsions à l'entrée de IC3 (broche 4) fait apparaître une tension négative à la sortie (Pin 10). Le transistor Q13 devient alors conducteur, mettant à la masse l'ampoule du voyant stéréo qui s'allume et la base du transistor Q5 qui devient conducteur à son tour, supprimant la contre-réaction de tension aux bornes de R47, donc augmentant le gain dynamique des étages commutateurs Q14 et Q15.

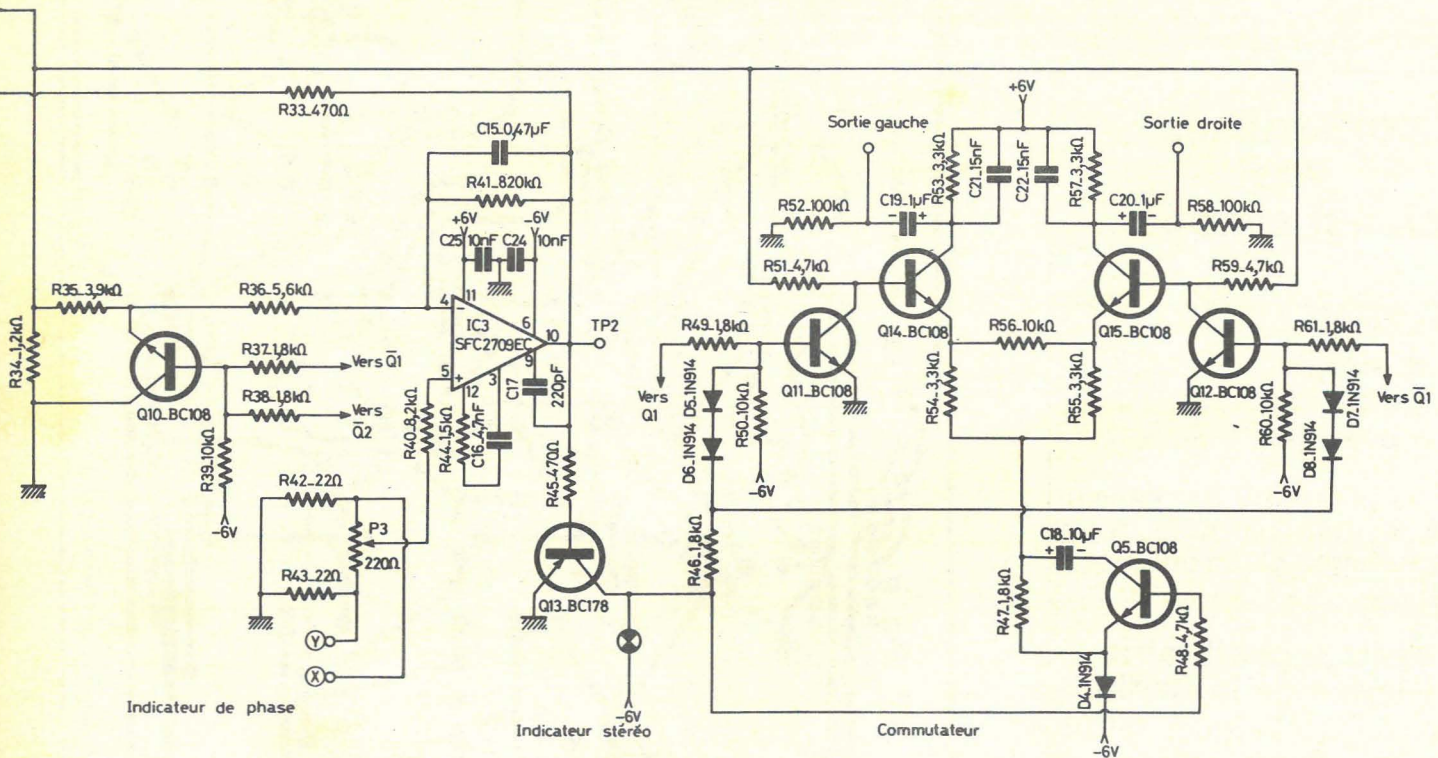
La saturation de Q13 met également en service les transistors Q11 et Q12 d'attaque des commutateurs par mise à la masse à travers R46 de D5, D6 et D7, D8 qui polarisent les bases.

Le transistor Q10 a donc avec l'aide de IC3 un rôle multiple.

— En présence d'un signal stéréophonique, il additionne la fréquence de 38 kHz au signal (G-D) pour permettre le décodage.

— Il allume le voyant lumineux de stéréophonie.

— Il assure l'alimentation normale de Q11 et Q12.



En l'absence de signal ou avec un signal monophonique, le blocage de Q11 et Q12 empêche le signal à 38 kHz de provoquer des battements ultrasoniques dans Q14 et Q15 avec le signal monophonique (G + D) ou avec quelque résidu à 23 kHz que pourrait contenir la modulation de l'émetteur.

Pour cette même raison, la fréquence du multivibrateur est limitée supérieure à 80 kHz ce qui après division donne 20 kHz au plus.

En monophonie, Q14 et Q15 fonctionnent tout simplement en amplificateur BF puisqu'ils ne reçoivent plus des signaux de commutation à 38 kHz.

Q5 n'est plus conducteur et la contre-réaction en tension due à l'absence du découplage de C18 en parallèle sur R47 diminue le gain des étages Q14 et Q15 de manière à

ce que le gain global en monophonie soit égale au gain global en stéréophonie...

Enfin, l'indicateur de phase empêche le circuit d'asservissement de se bloquer dans le mauvais sens, c'est-à-dire de provoquer un décodage où tous les signaux G iraient à droite et les signaux D à gauche.

6° L'alimentation

L'alimentation peut être prélevée sur le tuner si une tension supérieure à +15 V y est disponible.

Le schéma figure 1b permet de réaliser l'alimentation symétrique ± 6 nécessaire au bon fonctionnement du module décodeur.

7° Réglages

Un voltmètre électronique et un générateur stéréophonique sont nécessaires. Les opérations suivantes doivent être effectuées dans l'ordre :

1° En l'absence de signal, ajuster P2 et P3 pour avoir 0 V en TP1 et TP2 respectivement.

2° Injecter un signal stéréo et régler P1 pour obtenir -1,5 V en TP2. Si nécessaire, retoucher P4.

3° Régler P4 pour ramener le point TP1 à zéro.

4° Reprendre l'ajustage de P1 pour retrouver -1,5 V en TP2.

Le décodeur est alors prêt à fonctionner.

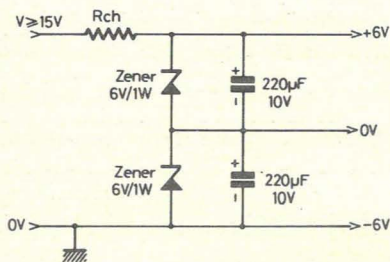


Figure 1b

construisez vos alimentations

un ouvrage

- simple
- clair
- pratique

qui vous permettra de réaliser des alimentations pour tous vos montages électroniques

**En vente à la Librairie
Parisienne de la Radio**

43, rue de Dunkerque, 75010
Paris

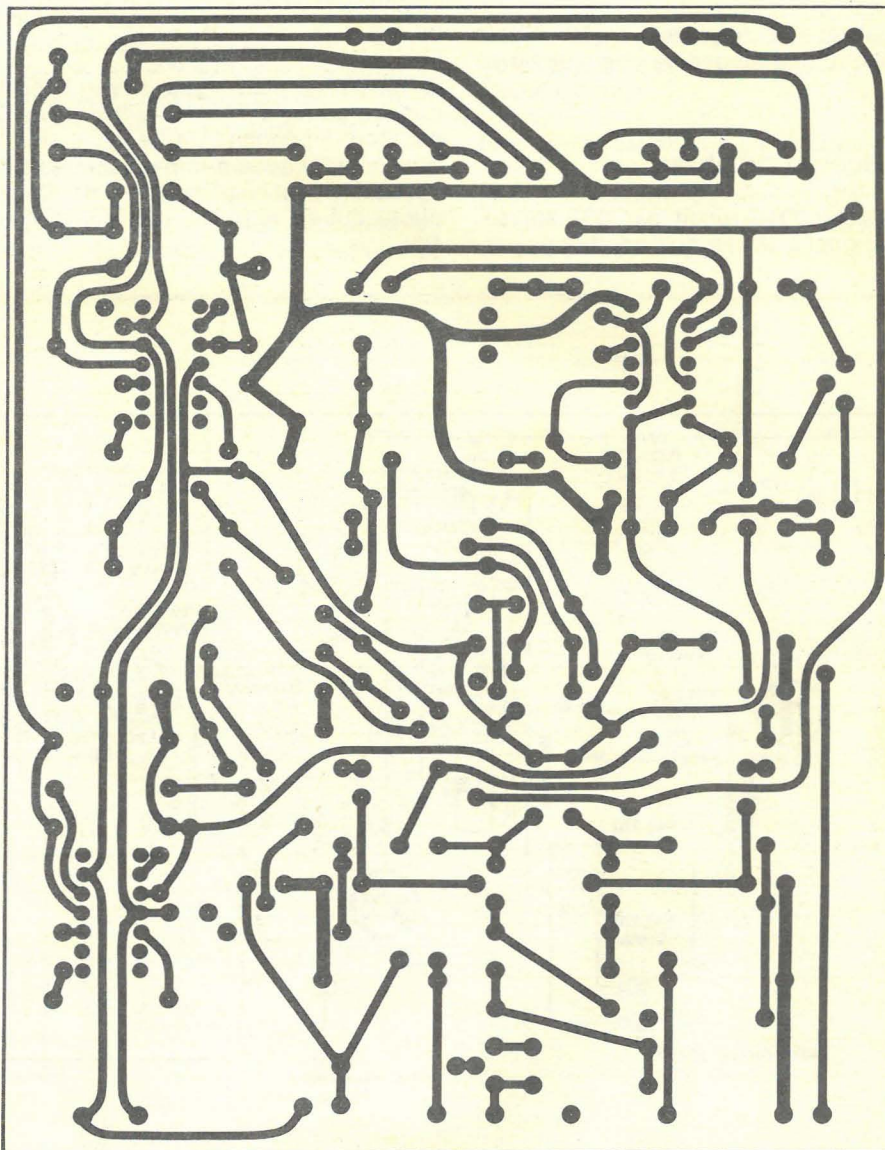


Figure 2a

B) Le circuit imprimé

Vu la complexité du schéma de principe (beaucoup de composants à implanter), afin d'obtenir un circuit imprimé clair et de dimensions réduites, nous avons dû étudier l'implantation du CI sur un double face.

Après un casse-tête prolongé et plusieurs implantations n'ayant pu être achevées (à moins d'avoir adopté le circuit multicouche), nous avons finalement pu caser les 61 résistances, 15 transistors, 3 circuits intégrés, 8 diodes, 4 potentiomètres ajustables et 25 conducteurs sur un circuit double face aux dimensions de 151 x 117 mm.

Les figures 2a et 2b montrent les deux faces du CI à l'échelle 1.

La face côté cuivre figure 2a est plus chargée en liaisons, c'est normal.

A l'exception des 3 circuits intégrés, les pastilles ont un diamètre de 2,54 mm. Pour les 3 CI, celles-ci ont un \varnothing de 1,98 mm.

Les bandes ont une largeur de 1 mm et 1,5 mm pour les liaisons de masse.

Avec un peu de soin, ce circuit imprimé n'est pas trop complexe à réaliser.

Le côté composant figure 2b comporte peu de liaisons. Nous avons profité de cette face cuivrée côté composants pour graver l'emplacement des transistors et des différentes interconnexions de ce module.

Tous les perçages pourront s'effectuer avec un foret de $\varnothing 0,8$ mm.

C) Câblage du module

Le plan de câblage est celui de la figure 3.

Tous les composants sont repérés par leur symbole, pour en connaître la valeur nominale, il suffit de se reporter à la nomenclature détaillée.

Attention

Comme il s'agit d'un circuit double face, certains composants auront une de leurs pattes soudée côté composant (cas de R60 par exemple).

Pour faciliter les opérations de câblage, il est préférable de commencer par souder tous ces composants et de préférence le circuit intégré IC2.

De plus, on se sert de certaines queues d'éléments comme traversée pour établir le contact électrique des deux côtés du CI (cas de D7 par exemple). Il est évident que dans ce cas il faut souder cet élément des deux côtés pour obtenir la continuité électrique.

Veiller à l'orientation des semiconducteurs et des électrochimiques.

Les liaisons E, S(G) et S(D) se feront avec du fil blindé.

Pour les points test OT1 et PT2, on soudera un petit picot afin de faciliter l'opération de mise au point.

Il est impératif d'utiliser des composants de qualité et de respecter les tolérances mentionnées dans la nomenclature.

Les résistances seront des 0,5 W des 0,3 W à couche.

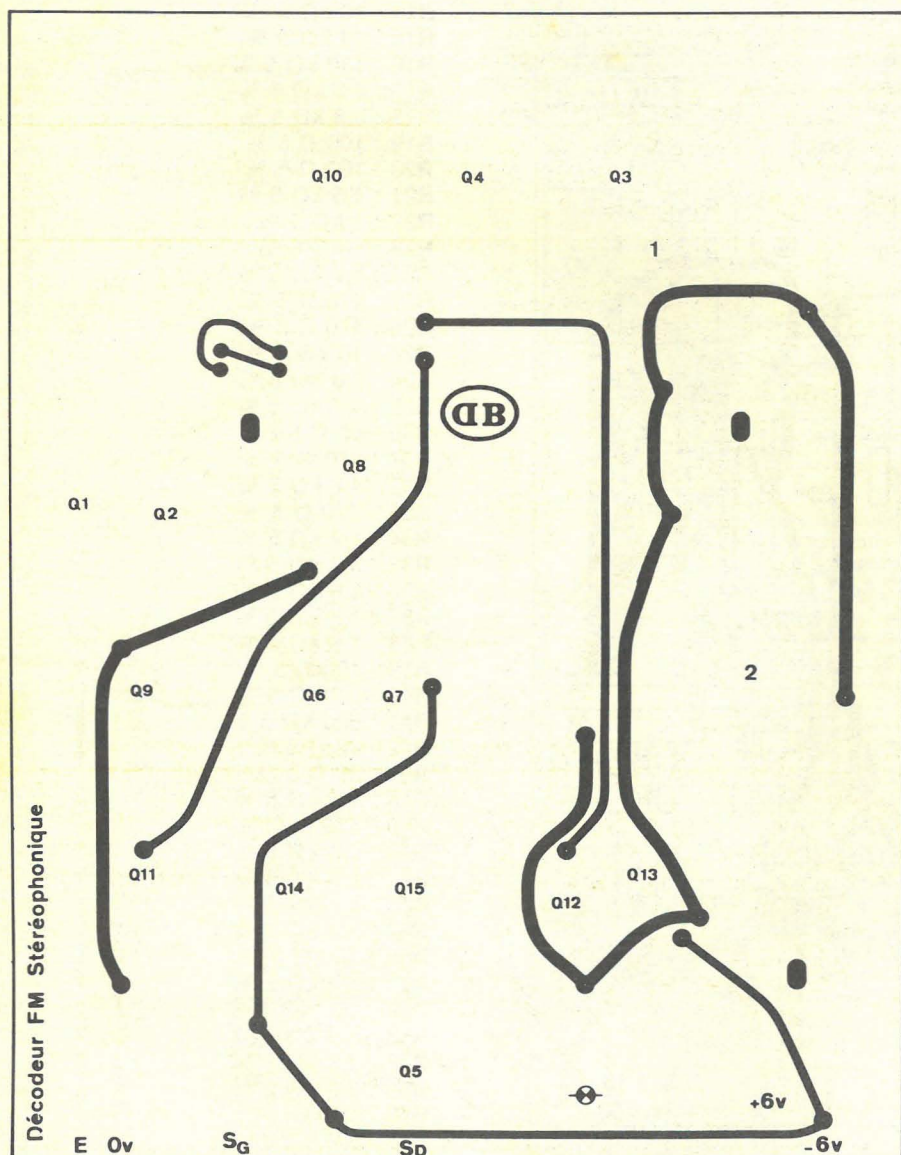


Figure 2b

**Tous les mois
lisez
Tennis
actualités
4 F**

D) Nomenclature des composants

* Transistors

Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q14, Q15 : BC118B ou BC107B ; Q6, Q7, Q13 : BC178B ou BC177B.

* Circuits Intégrés

IC1, IC3 : SFC2709 EC Sescossem ; IC2 : SN7474N : Texas.

* Diodes

D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8 : 1N914 ou 1N4148 Sescossem

* Condensateurs électrochimiques

C1 : 10 μ F/35 V
 C2 : 47 μ F/10 V
 C5 : 47 μ F/10 V
 C19 : 1 μ F/63 V
 C20 : 1 μ F/63 V
 C18 : 10 μ F/35 V

* Condensateurs à sorties radiales au plastique métallisé

C3 : 27 nF/2 %
 C4 : 0,1 μ F/10 %
 C6 : 0,1 μ F/10 %
 C10 : 1 μ F/10 %
 C11 : 1 μ F/10 %
 C12 : 1 nF/5 %
 C13 : 1 nF/5 %
 C14 : 10 nF/20 %
 C15 : 0,47 μ F/10 %
 C21 : 15 nF/5 %
 C22 : 15 nF/5 %

* Potentiomètres ajustables VAO5V Ohmic

P1 : 10 k Ω
 P2 : 220 Ω
 P3 : 220 Ω
 P4 : 4,7 k Ω

* Résistances à couche (métallique si possible)

R1 : 47 k Ω 5 %
 R2 : 5,6 k Ω 5 %
 R3 : 1 k Ω 5 %
 R4 : 1 k Ω 5 %
 R5 : 1,8 k Ω 2 %
 R6 : 18 k Ω 5 %
 R7 : 1,8 k Ω 2 %
 R8 : 18 k Ω 5 %
 R9 : 1,8 k Ω 5 %
 R10 : 1,8 k Ω 5 %
 R11 : 10 k Ω 5 %
 R12 : 10 k Ω 5 %
 R13 : 3,9 M Ω 5 %
 R14 : 10 k Ω 5 %
 R15 : 10 k Ω 5 %
 R16 : 180 k Ω 5 %
 R17 : 3,3 k Ω 5 %
 R18 : 3,3 k Ω 5 %
 R19 : 100 Ω 5 %
 R20 : 100 Ω 5 %
 R21 : 1,5 k Ω 5 %
 R22 : 1 k Ω 5 %
 R23 : 1 k Ω 5 %
 R24 : 4,7 k Ω 5 %
 R25 : 470 Ω 5 %
 R26 : 470 Ω 5 %
 R27 : 10 k Ω 5 %
 R28 : 5,6 k Ω 5 %
 R29 : 4,7 k Ω 5 %
 R30 : 47 Ω 5 %
 R31 : 470 Ω 5 %
 R32 : 4,7 k Ω 5 %
 R33 : 470 Ω 5 %
 R34 : 1,2 k Ω 5 %
 R35 : 3,9 k Ω 5 %
 R36 : 5,6 k Ω 5 %
 R37 : 1,8 k Ω 5 %
 R38 : 1,8 k Ω 5 %
 R39 : 10 k Ω 5 %
 R40 : 8,2 k Ω 5 %
 R41 : 820 k Ω 5 %
 R42 : 22 Ω 5 %
 R43 : 22 Ω 5 %
 R44 : 1,5 k Ω 5 %
 R45 : 470 Ω 5 %
 R46 : 1,8 k Ω 5 %
 R47 : 1,8 k Ω 5 %
 R48 : 4,7 k Ω 5 %
 R49 : 1,8 k Ω 5 %
 R50 : 10 k Ω 5 %
 R51 : 4,7 k Ω 5 %
 R52 : 100 k Ω 5 %
 R53 : 3,3 k Ω 5 %
 R54 : 3,3 k Ω 2 %
 R55 : 3,3 k Ω 2 %
 R56 : 10 k Ω 2 %
 R57 : 3,3 k Ω 5 %
 R58 : 100 k Ω 5 %
 R59 : 4,7 k Ω 5 %
 R60 : 10 k Ω 5 %
 R61 : 1,8 k Ω 5 %

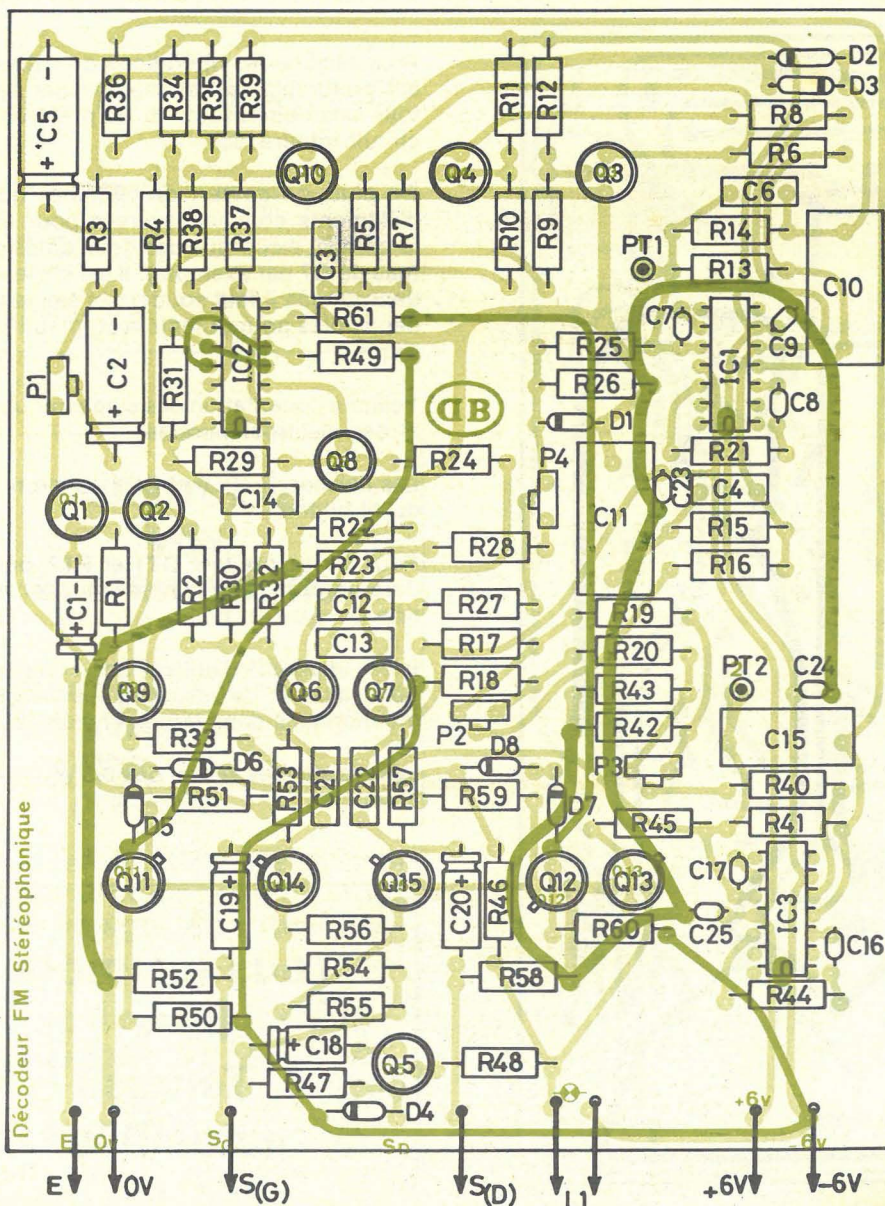


Figure 3

* Condensateurs céramique

- C7 : 220 pF
- C8 : 4,7 nF
- C9 : 10 nF
- C16 : 4,7 nF
- C17 : 220 pF
- C23 : 10 nF
- C24 : 10 nF
- C25 : 10 nF

* Indicateur stéréo

Ampoule de 6 V ou diode électroluminescente

* Picots à souder

* Fil de câblage et fil blindé

E) Nota

Les circuits intégrés SFC2709EC peuvent être remplacés par les SFC2741EC. Dans ce cas il faut supprimer toutes les compensations en température extérieures, c'est-à-dire les composants suivants :

— Pour IC1 :
R21, C8, C7

— Pour IC3
R44, C16, C17

F) Caractéristiques du décodeur

- Séparation des canaux
28 dB à 80 Hz
45 dB à 1 kHz
40 dB à 10 kHz

La séparation à 80 Hz peut être améliorée en réalisant un comparateur de phase rigoureusement équilibré, avec des composants soigneusement choisis.

— Distorsion harmonique : 0,3 % à la modulation maximale.

— Réjection du signal monophonique : > 45 dB.

— Tension de sortie : 250 mV efficaces.

Etude effectuée à partir d'un schéma publié dans Wireless World septembre 1970
D.B.

ELECTRICITE • ELECTROMECHANIQUE • ELECTRONIQUE
• CONTROLE THERMIQUE •

4 GRANDS SECTEURS D'AVENIR

Vous pouvez d'ores et déjà envisager l'avenir avec confiance et optimisme si vous choisissez votre profession parmi les 4 grands secteurs ci-dessous spécialement sélectionnés pour vous par UNIECO (Union Internationale d'Ecoles par Correspondance), organisme privé soumis au contrôle pédagogique de l'Etat.



ELECTRICITE

Bobinier - CAP de l'électrotechnique option bobinier - Electricien d'équipement - Eclairagiste - Monteur câbleur en électrotechnique - CAP de l'électrotechnique option monteur câbleur - CAP de l'électrotechnique option installateur en télécommunications et courants faibles - Mètreur en électricité - CAP de dessinateur en construction électrique - Technicien électricien - BP de l'électrotechnique option équipement - BP de l'électrotechnique option appareillages, mesures et régulation - BP de l'électrotechnique option production - BP de l'électrotechnique option distribution - Ingénieur électricien - Sous-ingénieur électricien.

ELECTROMECHANIQUE

Mécanicien électricien - CAP de l'électrotechnique option mécanicien électricien - Diéséliste - Technicien électromécanicien - Technicien en moteurs - Sous-ingénieur électromécanicien - Ingénieur électromécanicien.

ELECTRONIQUE

Monteur dépanneur radio - Monteur dépanneur TV - Monteur câbleur en électronique - CAP d'électronicien d'équipement - Dessinateur en construction électronique - Technicien radio TV - Technicien électronique - Technicien en automatisation - BP d'électronicien option télécommunications - BP d'électronicien option électronique industrielle - Sous-ingénieur radio TV - Sous-ingénieur électricien - Sous-ingénieur en automatisation - Ingénieur radio TV - Ingénieur électronique.

CONTROLE THERMIQUE

Monteur en chauffage - Technicien frigoriste - Technicien en chauffage - Technicien thermicien - Sous-ingénieur frigoriste - Sous-ingénieur thermicien - Ingénieur frigoriste - Ingénieur en chauffage

- Vous pouvez choisir pour chaque métier entre plusieurs formules d'enseignement selon votre temps disponible et vos aptitudes d'assimilation (avec stages si vous le désirez).
- Vous pouvez faire un essai de 14 jours si vous désirez recevoir les cours à vue et même les commencer sans engagement.
- Vous pouvez suivre nos cours sans engagement à long terme puisque notre enseignement est résiliable par vous à tout moment moyennant un simple préavis de 3 mois.
- Vous pouvez à tout moment changer votre orientation professionnelle.

Vraiment, UNIECO fait l'impossible pour vous aider à réussir dans votre futur métier

Les études UNIECO peuvent également être suivies gratuitement dans le cadre de la loi du 16/7/71 sur la formation continue et par les candidats sous contrat d'apprentissage (documentation spéciale sur demande).

Demandez notre brochure spéciale : vous y découvrirez une description complète de chaque métier avec les débouchés offerts, les conditions pour y accéder, etc...

BON GRATUITEMENT

et sans engagement la documentation complète et le guide UNIECO sur les carrières de l'Electricité - l'Electromécanique - l'Electronique - le Contrôle Thermique

NOM

PRENOM

ADRESSE

..... code postal

UNIECO 2670 rue de Neufchâtel 76041 ROUEN Cedex
Pour la Belgique : 21 - 26, Quai de Longdoz - 4000 - LIEGE

110

CARRIERES INDUSTRIELLES

xebos

Amplificateur de puissance Hi-fi de 15 à 25 W

(2^e partie)

Dans la première partie de l'analyse de l'amplificateur 15/25 W proposé par Sescosem (voir le précédent numéro de « Radio Plans ») on a donné les caractéristiques générales de cet appareil et on a indiqué le fonctionnement des divers étages, depuis l'étage d'attaque jusqu'à l'étage final. On a également traité des canaux de tonalité et de la protection des étages.

Les figures de notre précédent article sont numérotées de 1 à 6. La première figure du présent article sera la figure 7.

Performances de l'amplificateur

A la **figure 4** on a représenté (voir précédent article) la bande passante pour plusieurs valeurs de la capacité C_3 depuis zéro (pas de condensateur C_3) jusqu'à 100 pF avec $R_{19} = 10 \text{ k}\Omega$.

La chute de la courbe se fait à partir de 20 kHz donc, pour toutes les valeurs de C_3 , la Hi-Fi est obtenue au point de vue de la réponse en fréquence. Il sera par conséquent possible de donner à C_3 la valeur de 100 pF.

Voici maintenant, à la **figure 7** l'influence de R_{19} sur la variation de l'impédance de sortie Z_s en fonction de la fréquence.

On a donné à R_{19} quatre valeurs différentes : infini (résistance enlevée) 20 k Ω , 10 k Ω , 5 k Ω .

La valeur de Z_s se montre à peu près constante pour toutes les valeurs de la fréquence, mais passe de 0,2 Ω à 1,5 Ω environ lorsque R_{19} croît de 5 k Ω à l'infini.

A la **figure 8** on donne la distorsion totale harmonique (en ordonnées) en fonction de la fréquence pour quatre valeurs de la puissance de sortie : 15 W, 8 W, 5 W et 2 W.

Il est évident que l'on verra la distorsion D, augmenter avec la puissance.

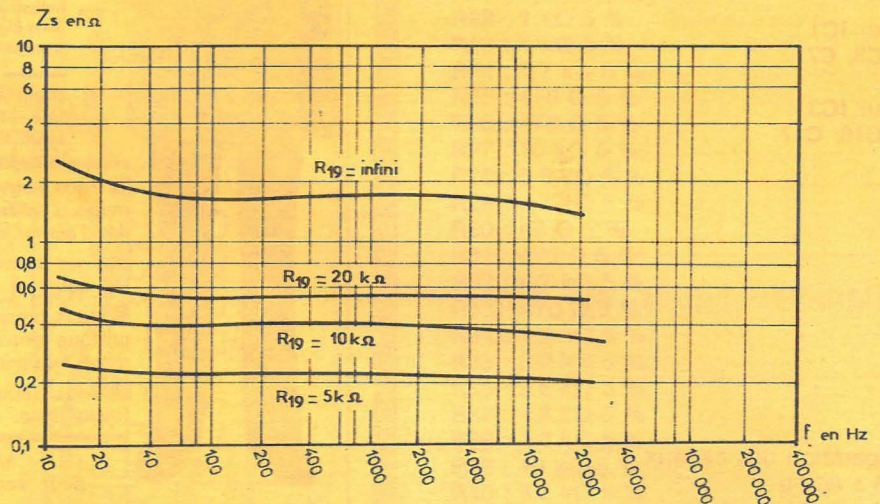


Figure 7

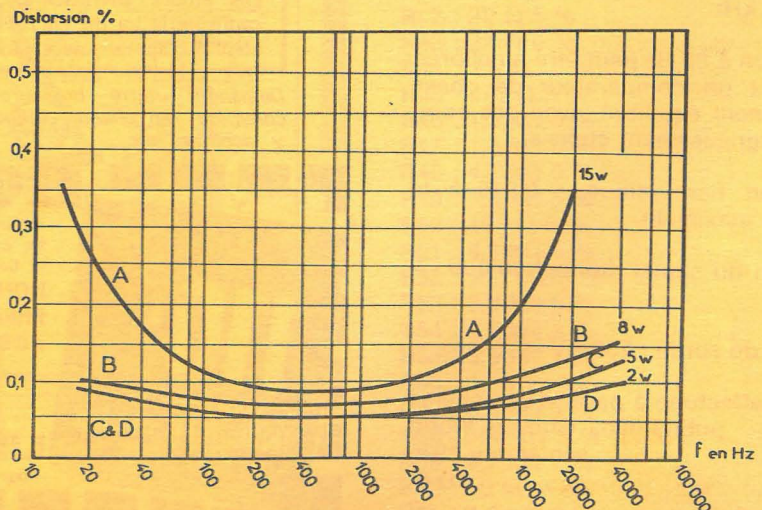


Figure 8

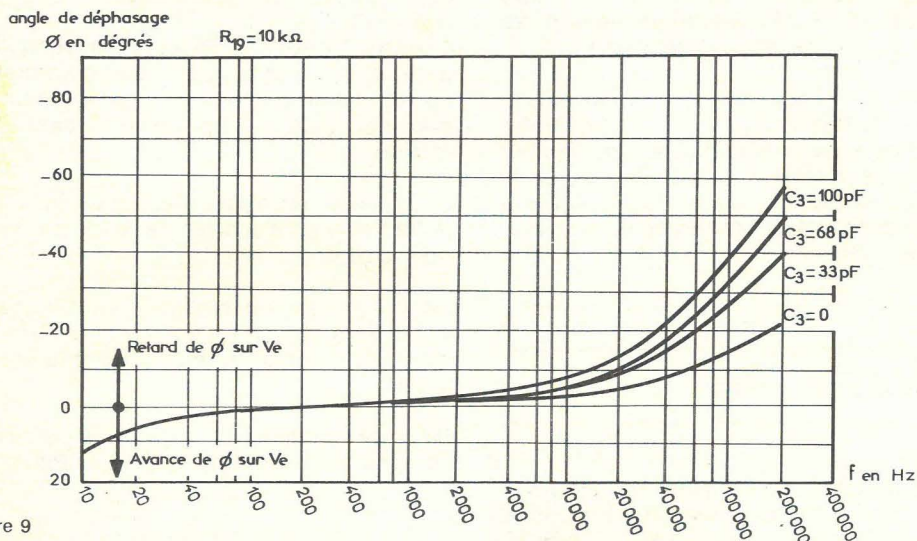


Figure 9

On a également mesuré le taux d'intermodulation, avec deux fréquences 100 Hz et 5 000 Hz avec un rapport 4/1 des amplitudes. On a trouvé 0,6 % pour $P=5$ W environ.

L'étude de M. Helbert s'est poursuivie par d'autres mesures dont celles décrites ci-après.

Il est tout à fait remarquable, toutefois, que dans les cas les plus défavorables :

$$f = 15 \text{ Hz}, f = 20 \text{ kHz et } P = 15 \text{ W}$$

la distorsion ne dépasse pas 0,35 %, Pour f comprise entre 20 Hz et 20 kHz et $P=8$ W, D est de l'ordre de 0,5 à 1 % et, à $P=15$ W, D est de l'ordre de 1 % entre $f=100$ Hz et $f=2$ 000 Hz.

Finalement, le comportement de cet amplificateur est excellent dans tous les cas pratiques.

Ces courbes sont valables lorsque la charge de sortie, R_c (pratiquement le haut-parleur) est de 16 Ω .

A la figure 9 on donne la variation de l'angle de déphasage ϕ en fonction de la fréquence.

Cet angle de déphasage est la différence entre les phases de la tension d'entrée et celle de la sortie.

Lorsque $\phi > 0$, V_s = tension de sortie est en avance de phase sur V_e = tension et entrée.

Il y a un retard si $V_s < 0$.

On a relevé quatre courbes dont la forme dépend de la valeur de C_3 , depuis zéro jusqu'à 100 pF.

La résistance R_{11} , était de 10 k Ω au cours de ces mesures.

Examen avec des trains d'ondes

Il existe des générateurs de trains d'ondes (en anglais « tone burst ») qui peuvent être utilisés avec intérêt pour les essais des amplificateurs.

Ces générateurs sont préférables à deux générateurs sinusoïdaux, car ils permettent de voir comment se reproduisent des brusques variations de tension comme celles qui correspondent à des passages musicaux ou aux paroles.

Lors des brusques changements de niveaux, l'amplificateur et l'alimentation, doivent fournir les points de puissance c'est-à-dire les signaux de forte amplitude, précise et suivis de niveaux faibles.

Les tone-bursts simulent bien ces variations de niveaux on se rend alors compte, des régimes de fonctionnement dynamique des appareils et du facteur de récupération de l'amplificateur.

Ce facteur est indépendant de la distorsion harmonique, mais il a une influence aussi grande sur la qualité de l'audition.

On observe en général que le facteur de récupération le moins bon est aux fréquences basses.

A la figure 10 on donne les réponses de l'amplificateur aux signaux rectangulaires.

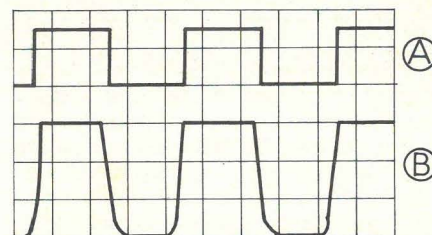


Figure 10

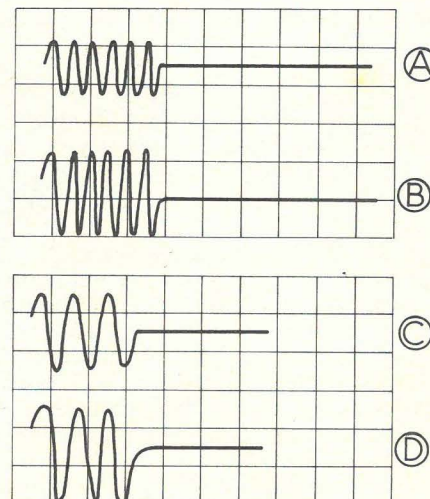


Figure 11

En (A) tension d'entrée sur l'amplificateur avec échelle verticale de 500 mV par division :

En (B) tension de sortie avec échelle verticale de 10 V par division. Les échelles horizontales sont de 5 μ s par division. Ce qui correspond à une période de 20 μ s ou à une fréquence.

$$f = \frac{1}{20 \cdot 10^{-6}} = 50\,000 \text{ Hz} = 50 \text{ kHz}$$

D'autres essais ont été faits en tension sinusoïdale à la fréquence de 10 kHz.

La figure 11 montre en A une tension d'entrée de 1 V par division en échelle verticale et en B une tension de sortie sur 16 Ω de 20 V, par division.

Echelle horizontale : 200 ms par division ce qui correspond à $f=10$ Hz.

Avec son signal à 1 000 Hz on obtient des oscillogrammes d'allure semblable.

En C : échelle verticale 1 V/division pour la tension d'entrée.

En D : échelle verticale 20 V/division pour la tension de sortie correspondante, l'échelle horizontale étant de 100 μ s par division ce qui correspond à 10 kHz.

Le train d'ondes (burst) visible sur la figure 11 correspond à une puissance de crête de 16 W.

Construction

Il est possible de réaliser soi-même ce montage si l'on possède une bonne expérience en la matière, car il est plus difficile de réussir un amplificateur de puissance qu'un préamplificateur en raison des travaux de mise au point, tendant d'une part à rendre le montage correct et, d'autre part, en lui conférant la fiabilité requise sans laquelle la longévité des semi-conducteurs ne serait pas assurée.

Avant tout, être certain que l'on pourra trouver aisément les composants nécessaires afin de ne pas avoir recours à deux types équivalents qui pourraient peut-être assurer le fonctionnement de l'appareil, mais probablement pas la haute fidélité.

Le deuxième problème à résoudre est celui du mode de construction : sur platine imprimée (à concevoir et réaliser soi-même) sur platine isolante avec des connexions par fils. Le condensateur de sortie sera placé hors la platine en raison de son volume important. Le transistor T_2 pourrait être monté sur la platine, mais il serait préférable de le mettre en contact avec le radiateur de T_8 et T_9 pour être porté à la même température que ceux-ci, ce qui lui permettra d'effectuer une compensation de température plus efficace encore.

Les transistors de sortie seront fixés obligatoirement sur des radiateurs. Adopter pour cela deux plaques d'aluminium de $80 \times 120 \times 2$ mm disposées verticalement en fini noir mat. Si l'on dispose d'un châssis métallique, les transistors pourraient être fixés directement sur celui-ci en les isolant électriquement donc avec feuilles isolantes en mica et graisse.

Ne pas monter ensemble sur un seul radiateur les transistors de puissance de deux canaux différents, mais sur les radiateurs distincts et isolés thermiquement entre eux. Utiliser des fusibles distincts.

A noter (voir figure 1) que le pointillé indique les limites de la platine. La partie dite « de puissance » sera reliée à la platine par les points cerclés + 2, B8, E8, PM, B9 et HP et sera montée sur châssis métallique et radiateur (voir la figure 1 dans notre précédent article).

La mise au point

Le montage étant terminé et vérifié soigneusement et, bien entendu branché à l'alimentation qui sera décrite plus loin, ne pas oublier le branchement entre la partie « platine » et celle de « puissance » le haut-parleur et une source de signaux à l'entrée.

Procéder ensuite de la manière indiquée ci-après et dans l'ordre : (voir figure 1, du précédent article) :

1° Porter T_2 à la saturation en faisant varier les valeurs de R_{20} et R_7 .

2° Ajuster la valeur de R_6 de manière à ce que le potentiel du point PM soit de 26 V environ.

3° Déterminer ensuite les valeurs de R_{20} et R_7 (le minimum de R_7) pour que le courant de repos des transistors de puissance soit de 15 mA environ.

4° En cas d'accrochage HF, de l'amplificateur, augmenter C_3 . Sa valeur peut atteindre 470 pF et même 1 500 pF.

5° Ayant trouvé ces valeurs convenables de R_7 et R_{20} , il se peut qu'il soit nécessaire de retoucher celle de R_6 pour obtenir le maximum de puissance de sortie sans distorsion.

6° La valeur correcte des potentiels du point PM peut s'écarter de ± 1 V par rapport à 26 V.

Des appareils de mesures sont nécessaires pour cette mise au point qui ne peut être faite que par un technicien qualifié et outillé.

Passons maintenant à la dernière partie de l'ensemble Hi-Fi étudié par M. Helbert.

Alimentation

Elle servira aussi bien pour l'amplificateur que pour le préamplificateur et conviendra pour deux canaux c'est-à-dire deux préamplificateurs et deux amplificateurs. Le schéma de cette partie, aussi importante que celles étudiées précédemment, pour l'obtention de la puissance et de la haute fidélité, est donné à la figure 12. Les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma.

On notera toutefois les autres caractéristiques des composants.

Résistances : tolérance $\pm 10\%$ sauf R_3 et R_2 de $\pm 5\%$ (P_1 est linéaire); toutes de 0,5 W sauf R_5 de 1 W.

Condensateurs : C_1 : 100 V, C_2 : 63 V, C_3 : 64 V, C_5 : 64 V tous à tolérance de 20 %.

Diodes : D_1 à D_4 : ESM181-300R
 Z_1 = BZX 46C10V
 T_1 = 2N3055, T_2 = BCW91K, T_3 = BCW91, T_4 = BCW91

Transformateur TA : primaire : deux enroulements de 110 V indépendants afin de pouvoir être branchés en série (220 V) ou en parallèle (110 V).

Secondaire donnant 47 V efficaces pour un débit de 1,5 A comme l'indique aussi la figure 13, courbe C.

Le montage de la figure 12 donnera les tensions nécessaires aux appareils de la chaîne stéréo. La tension sera régulée, augmentant ainsi les qualités de l'appareil.

Fonctionnement

Le transistor « ballast » T_1 (voir figure 14) est commandé par l'étage T_2 . Ils constituent un Darlington (sorties sur émetteurs).

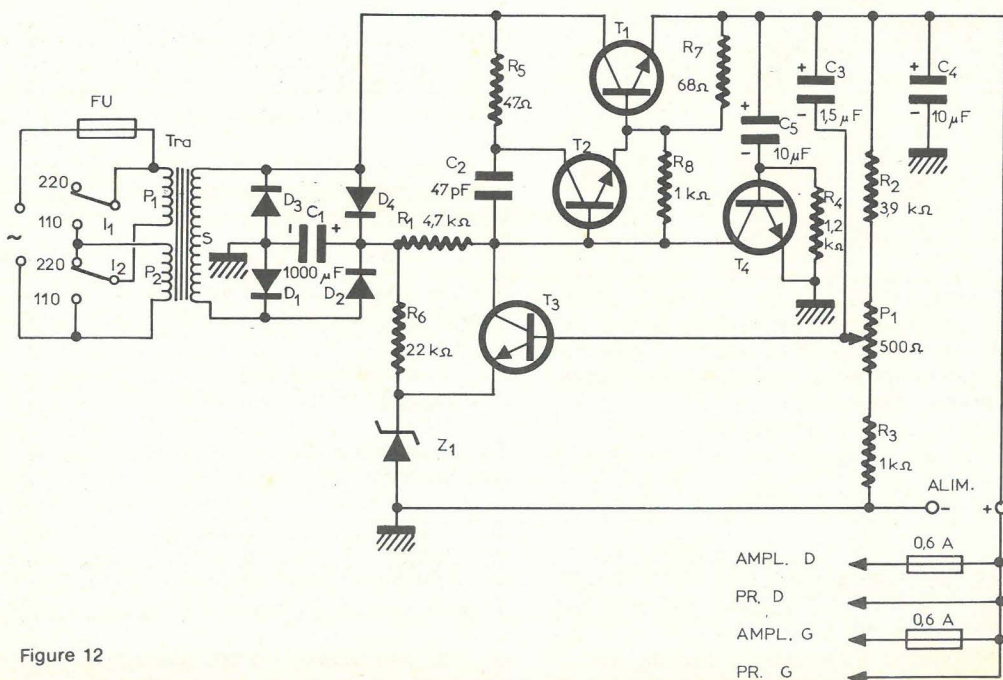


Figure 12

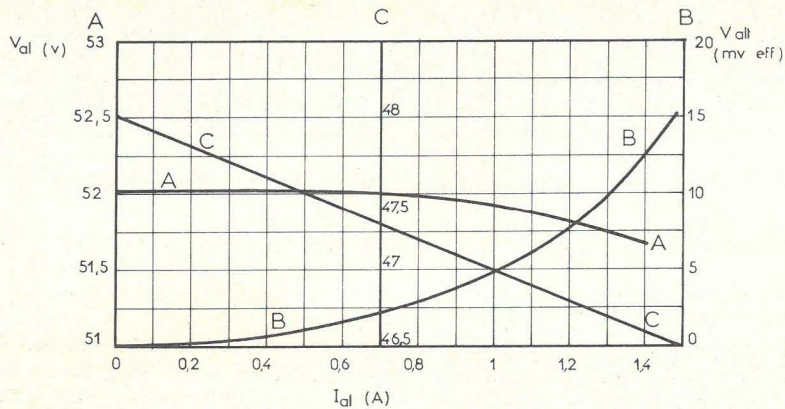


Figure 13

D'autre part T_3 est l'amplificateur d'erreur et commande T_2 .

Le transistor T_3 est polarisé à + 10 V environ par la diode régulatrice de tension Z_1 .

La base de T_3 est commandée par la tension prélevée par le curseur de P_1 donc sur une fraction de la tension de sortie.

C_1 sert au filtrage de la tension redressée par le point D_1 à D_4 ; C_2 élimine tout accrochage de l'alimentation régulée. C_3 réduit la résistance interne dynamique de l'alimentation et améliore la stabilité; C_4 contribue également à la stabilité.

Cette alimentation convient aux deux canaux avec charges R (haut-parleur) de 16Ω . Si la charge est inférieure à 16Ω , la puissance d'alimentation est plus grande et une solution est de réaliser deux alimentations comme celle proposée (une par canal). Cette solution améliore aussi la séparation des canaux. Le transistor T_4 supprime les claquements lors de la mise sous tension de l'alimentation. La montée de la tension est alors linéaire. Les fusibles peuvent alors, être prévus pour des courants maxima plus faibles et, par conséquent protéger mieux les circuits.

Mesure

Voici à la figure 13 plusieurs courbes indiquant les possibilités de cette alimentation régulée :

Courbe A : ordonnées à gauche, abscisses en bas. Tension d'alimentation en volts en fonction du courant débité.

La régulation se manifeste comme suit :

1° entre $I_{ai} = 0,5 \text{ A}$, la tension se maintient à 52 V ;

2° de $I_{ai} = 0,5 \text{ A}$ à $I_{ai} = 1,5 \text{ A}$, la tension de sortie varie entre 52 V et 51,625 V, donc de 0,375 V c'est-à-dire de 0,72 % environ. Pour $I_{ai} = 1 \text{ A}$, $\Delta V_{ai} = 120 \text{ mV}$ environ, correspondant à $0,12 \Omega$ de résistance interne. Les deux canaux n'exigent que très rarement plus de 0,7 A ensemble.

A la figure 13 B on donne la tension alternative du ronflement en (ordonnées à droite) en mV efficace en fonction du courant d'alimentation I_{ai} (en abscisses, en bas). Cette tension de ronflement part de zéro pour $I_{ai} = 0$ jusqu'à 16 mV efficaces pour $I_{ai} = 1,5 \text{ A}$.

Si $I_{ai} = 1 \text{ A}$, la tension de ronflement est de 5 mV efficaces ce qui correspond à $V_{cc} = 5,282 = 14 \text{ mV}$ crête à crête environ.

En ce qui concerne le transformateur de la figure 12 on a évalué la tension du secondaire (courbe C figure 13 : en ordonnées, au milieu du graphique, la tension V_a efficace sur le secondaire, en fonction du courant I_{ai}).

La variation est linéaire. A vide $V_a = 48 \text{ V}$ et pour $I_{ai} = 1,5 \text{ A}$, $V_a = 46,5 \text{ V}$. Voici également la figure 14, la réponse de l'alimentation à une pointe d'intensité de 5 A pendant 10 ms environ.

Courbe A : variation de V_{ai} échelle verticale 200 mV par division.

Courbe B : variation du courant de sortie, échelle verticale 2 A par division.

L'échelle horizontale est de 5 ms par division.

Mise au point de l'alimentation

On commence par vérifier le montage. Ensuite on branche l'alimentation sur l'appareil à alimenter, on agit sur P_1 (figure 12) pour ajuster V_{ai} à la valeur choisie. Elle doit être inférieure à 52 V.

Le transistor T_1 se montera sur radiateur.

Référence : Information cahiers techniques Sescossem n° 1 de mars 1975 : amplificateur et préamplificateur-correcteur Hi-Fi par M. Helbert. Des plans de circuits pratiques sont donnés dans ce document.

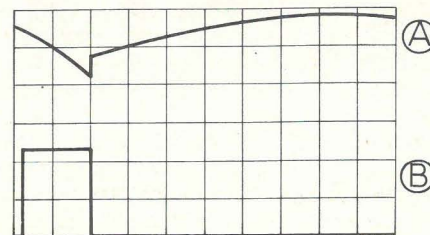
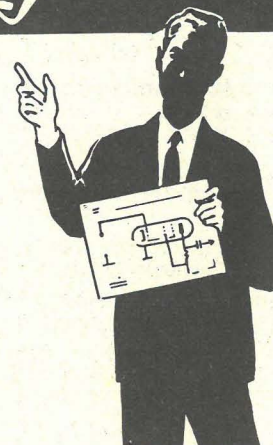


Figure 14

1^{ère} Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

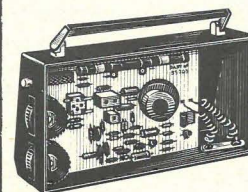
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez **Montage, Construction et Dépannage** de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité. Si vous habitez en France possibilité d'études gratuites au titre de la Formation Continue



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLÉMENT

Documentation seule gratuite sur demande.
Documentation + 1^{re} leçon gratuite :
— contre 2 timbres à 0,80 F pour la France.
— contre 2 coupons-reponse pour l'Etranger.

INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

Établissement privé
Enseignement à distance tous niveaux
(Membre du SNEC)

27 BIS, RUE DU LOUVRE, 75002 PARIS
Métro : Sentier Téléphone : 231-18-67

MONTAGES PRATIQUES

Synchronisateur pour cinéma sonore

Certains lecteurs se souviennent certainement du synchronisateur dont nous avons publié la description dans le numéro 318.

Un très important courrier nous a montré qu'un tel appareil répondait réellement à un besoin chez certains cinéastes amateurs désireux d'évoluer vers le cinéma sonore sans pour autant changer leur matériel.

Toutefois, ces lettres ont également mis en évidence plusieurs améliorations susceptibles d'être apportées au dispositif, en vue de faciliter son adaptation à différents cas particuliers et de simplifier la mise au point. Voici pourquoi il nous a paru nécessaire d'étudier un nouvel appareil pouvant satisfaire les besoins d'un plus grand nombre d'amateurs. C'est le fruit de cette étude que nous présentons ici.

I. Caractéristiques générales

La première version de ce dispositif utilisait un variateur de vitesse à triac piloté par un transistor unijonction, ce qui limitait son utilisation aux seuls moteurs universels alimentés en alternatif. Certains projecteurs étant munis de moteurs à courant continu, il a semblé souhaitable de prévoir un autre type de variateur utilisable indifféremment en continu ou en alternatif.

La référence (ou consigne), nécessaire au fonctionnement de la boucle d'asservissement, était constituée par une tension, ce qui ne posait aucun problème dans le cas d'une simple régulation de vitesse du projecteur (consigne fixe), mais compliquait l'asservissement de la vitesse du projecteur à celle du magnétophone (consigne variable). Considérant qu'il est plus courant de disposer d'une fréquence proportionnelle à la « vitesse son » que d'une tension, la référence a été constituée par une fréquence, au prix d'une légère complication du montage.

Les réglages ont été réduits à un strict minimum, compte tenu du fait qu'il faut bien adapter le gain de la boucle aux caractéristiques électromécaniques du projecteur...

Nous avons bien sûr conservé le capteur optique de « vitesse image » qui élimine toute intervention mécanique sur le projecteur.

II. Possibilités d'utilisation

Comme nous le verrons plus loin, ce système agit sur le moteur du projecteur de façon à asservir la cadence de projection (fréquence des images) à la fréquence d'un signal alternatif incident. Toute variation de fréquence de ce signal se traduira par un ralentissement ou une accélération du moteur, et toute variation indésirable de la vitesse de projection (changements dans la charge mécanique, fluctuations de la tension secteur, échauffement normal, etc.) sera automatiquement compensée.

Il est dès lors possible d'asservir un projecteur à un magnétophone, de plusieurs façons différentes, selon le type de l'enregistreur, et selon le résultat cherché.

• Projection à vitesse constante

C'est généralement le cas des films d'amateurs, assortis d'un commentaire, que l'on fait défiler à 16 ou 18 images par seconde.

Considérons le cas du magnétophone classique du cinéaste amateur : un appareil « secteur », défilant à 9,5 cm/s mono-piste ou 4 pistes avec lecture de 2 pistes en parallèle, ou encore stéréophonique. L'obtention d'un synchronisme serré entre son et image oblige à tenir compte des fluctuations à court terme de la fréquence du réseau. Le moteur du magnétophone est, en effet, véritablement « asservi » à cette fréquence. On comprend alors qu'il suffise de synchroniser la fréquence « de référence » à celle du secteur.

On constatera que la solution n'est pas tellement évidente, car, à cause du principe même de la détection optique de la fréquence image, la fréquence de référence doit être quadruple de la fréquence image souhaitée. On remarquera que, pour agrémenter le tout, 16 ou 18 Hz ne sont pas sous-multiples de 50 Hz. Le problème a finalement été résolu par la mise en cascade d'un relaxateur à UJT synchronisé par le secteur et d'un diviseur de fréquence.

Cette méthode ne s'applique cependant pas aux magnétophones munis d'un moteur à courant continu (à piles ou sur secteur). Pour ceux-ci, il est nécessaire de prévoir une piste supplémentaire (par exemple une piste stéréo inutilisée) destinée à recevoir des « tops de synchro » à

fréquence fixe. On pourra, par exemple, relier lors de l'enregistrement, l'entrée du magnéto à la sortie de l'oscillateur synchronisé (E) et, lors de la présentation du document, raccorder la sortie « ligne » de l'enregistreur à l'entrée du synchronisateur (E). Le passage d'un mode à l'autre pourra se faire par un simple inverseur (K₁).

• Projection à vitesse variable

Il peut s'avérer nécessaire d'adopter des cadences de projection légèrement différentes pour les diverses parties d'un film. Citons le cas de certains effets spéciaux, ou tout simplement celui du synchronisme nécessaire pour la « post-synchronisation » d'une séquence filmée avec un enregistrement sonore effectué à la prise de vues, sans dispositif de liaison caméra-magnétophone. La solution adoptée consiste à

rompre le synchronisme existant entre l'oscillateur à UJT de référence et le secteur, au profit d'une commande continue de fréquence, donc de vitesse, par un potentiomètre (P₄). Le mode d'utilisation est le même que dans le deuxième cas de projection à vitesse constante, si ce n'est que quelques répétitions s'imposent pour trouver la vitesse correspondant au synchronisme parfait image/son.

Ces deux modes d'utilisation recouvrent une bonne partie des travaux courants de sonorisation des films d'amateur. Il est cependant bien évident que la porte est grande ouverte à toutes les utilisations particulières qui nécessitent l'asservissement d'un projecteur à une fréquence fixe ou variable, au prix, si besoin est, de modifications mineures du montage. Dans tous les cas, des repères sérieux doivent être pris sur les bandes image et son pour assurer un démarrage synchrone.

III. Analyse du fonctionnement

• Le variateur de vitesse : figure 1

Les deux bornes de sortie de cette partie du montage sont destinées à venir se brancher en parallèle sur le rhéostat de réglage de vitesse du projecteur, de façon à ramener à ses bornes une résistance variable électroniquement, destinée à le remplacer lorsqu'il est tourné en position de résistance maximale. Cette résistance variable est formée par l'espace émetteur-collecteur d'un transistor de puissance 2N3055 ou similaire. Le fonctionnement sera assuré indifféremment en continu et en alternatif grâce à un pont redresseur qui, s'il permet au courant de circuler dans n'importe quel sens, n'autorise qu'un seul sens (le bon !) dans le transistor. Ce

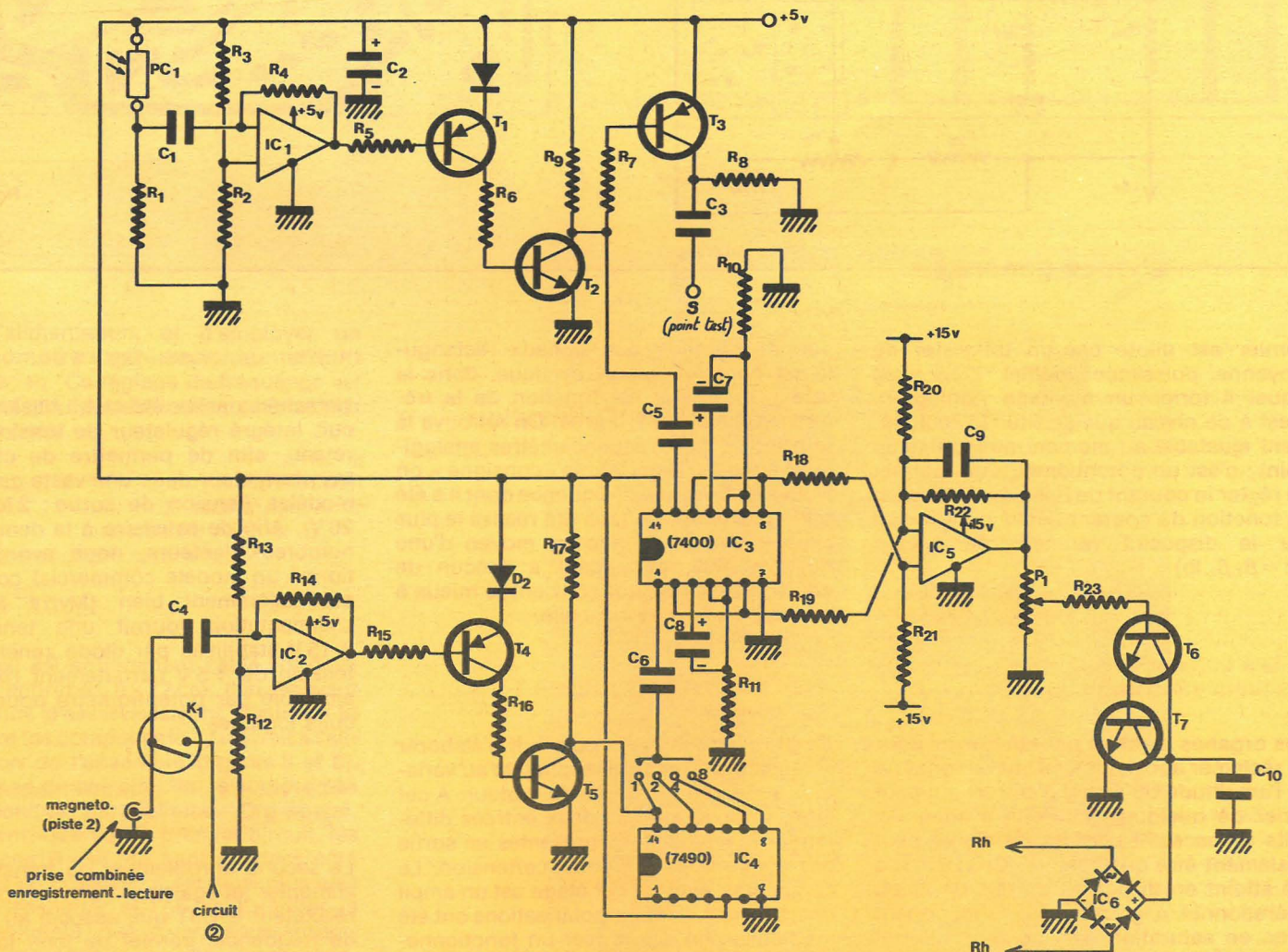


Figure 1

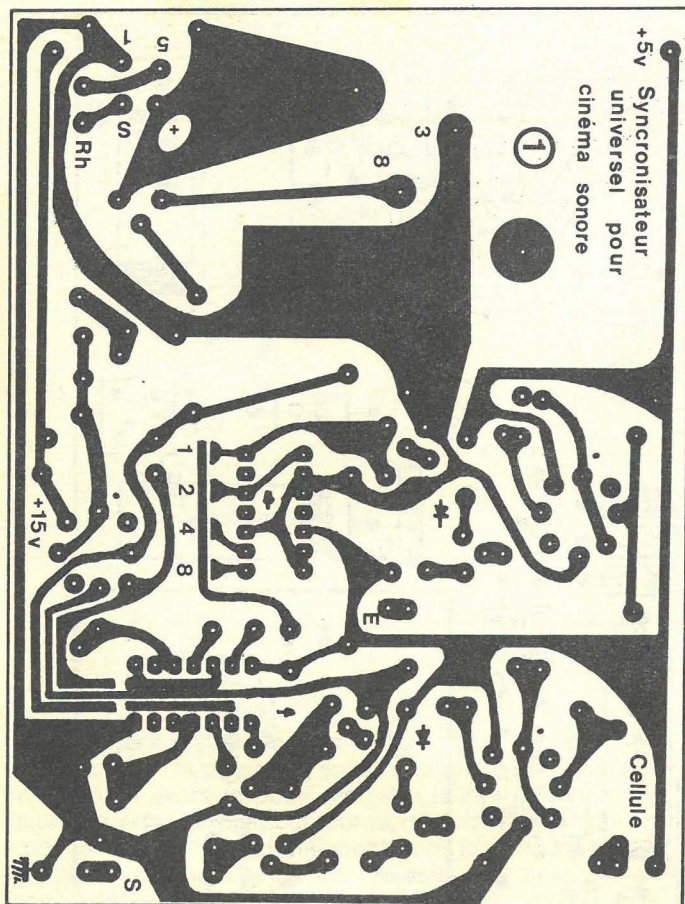


Figure 3

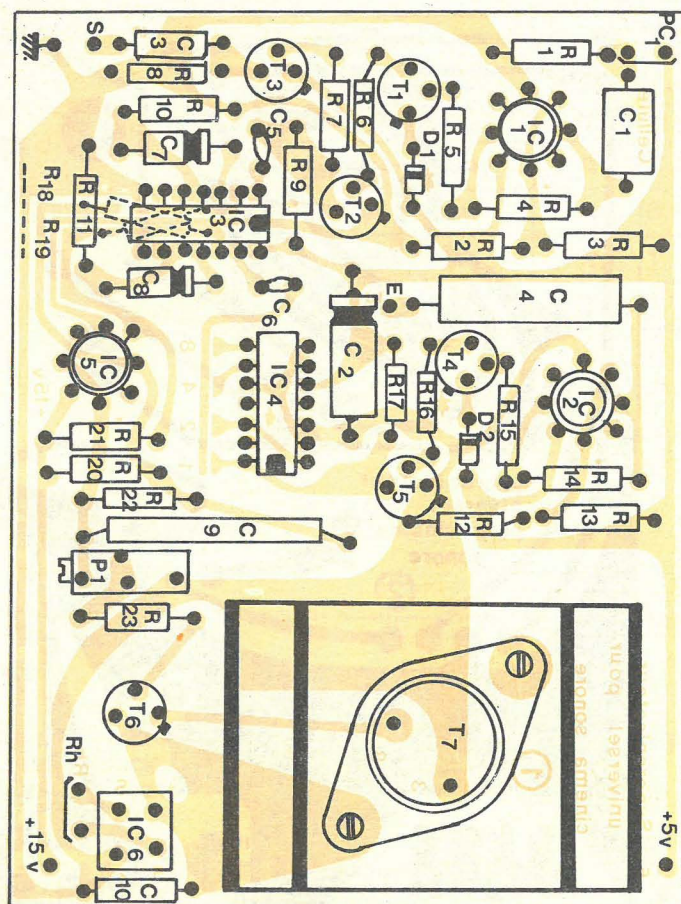
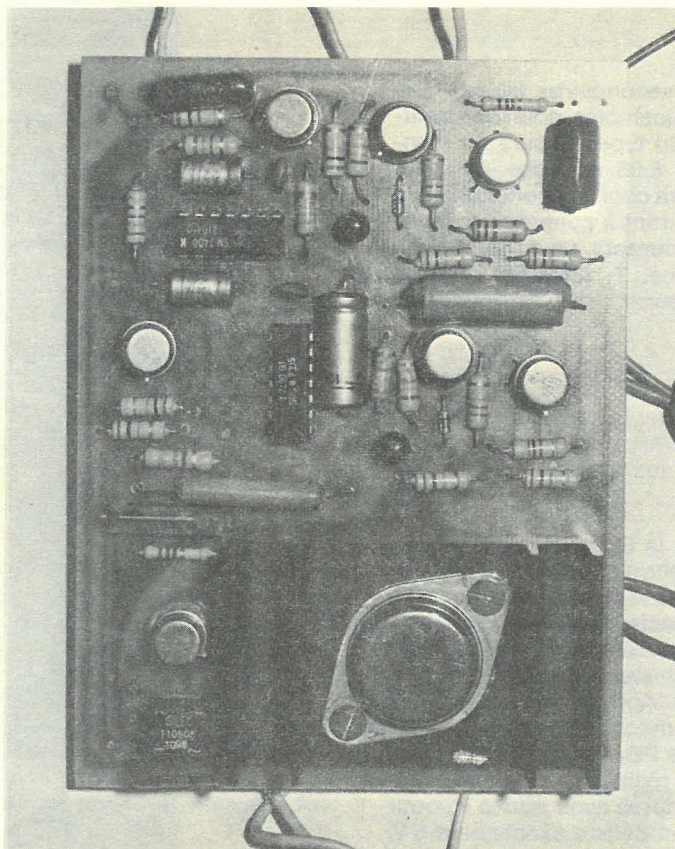


Figure 4

sion d'alimentation, et d'employer un potentiomètre extérieur au circuit imprimé : P₄. Ce réglage de fréquence est le second qui devra être effectué lors de la mise au point.

IV. Réalisation pratique

L'appareil est entièrement câblé sur deux circuits imprimés 9x12 cm, l'un recevant les circuits d'asservissement (figures 3 et 4), l'autre les composants ayant trait à l'alimentation de l'ensemble (figures 5 et 6). Le câblage de ces circuits ne soulève pas de difficultés particulières. On notera, cependant, que sur le premier circuit, les résistances R₁₈ et R₁₉ sont soudées côté cuivre et se croisent. Il est ainsi plus aisé de les dessouder si l'on veut vérifier le fonctionnement des divers sous-ensembles en rompant la boucle d'asservissement. Les connexions du circuit n°2 ont été dessinées pour un modèle particulier de transformateur, mais pourront être modifiées en vue d'accepter un autre type



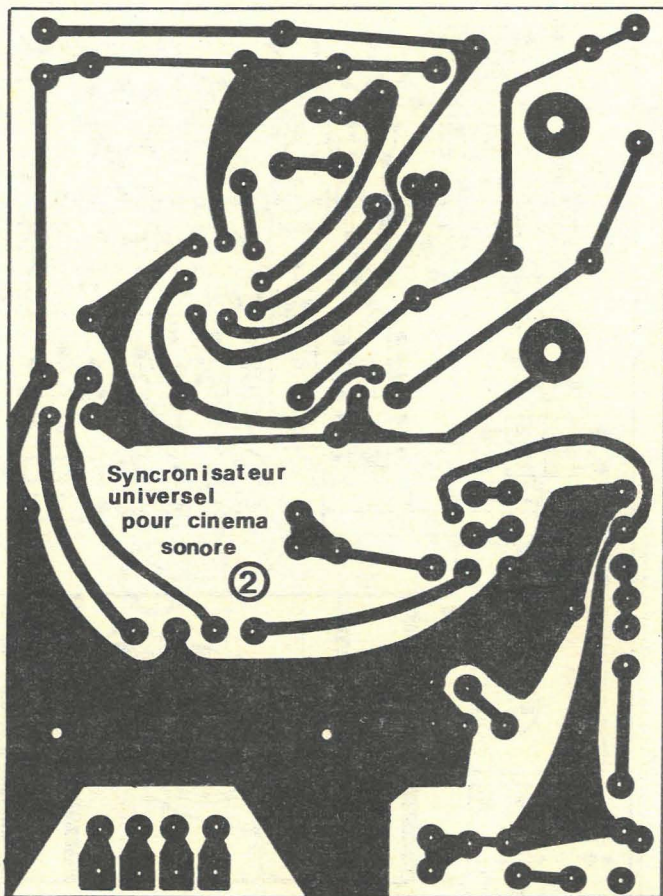


Figure 5

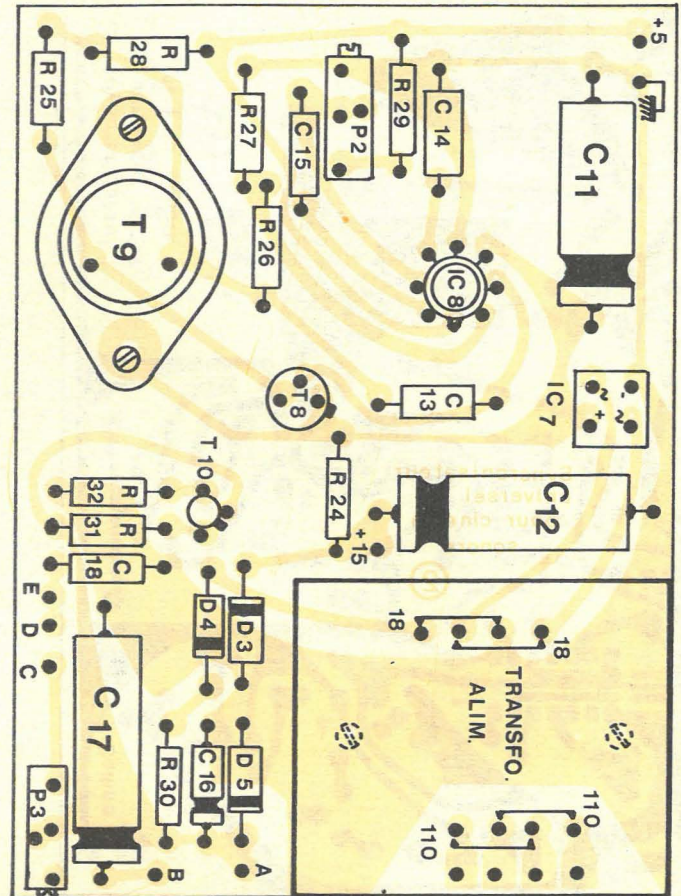


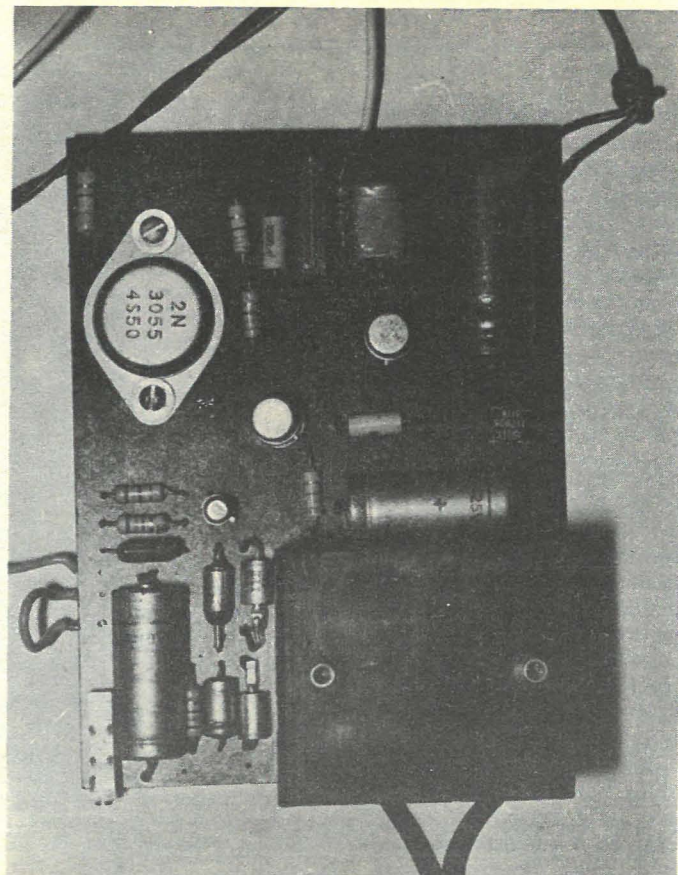
Figure 6

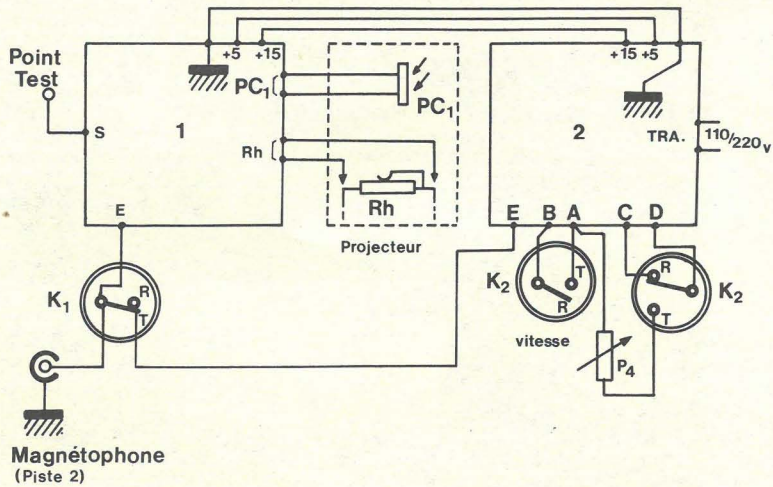
(transfo à deux secondaires isolés). Les potentiomètres ajustables pourront indifféremment être du type 10 tours ou standard au pas de 5,08 en ligne. Le pont redresseur IC₆ sera choisi en fonction de la tension et du courant à commander. Pour les projecteurs courants, un 110BO5 silec suffit et, de même, T₇ (2N3055) peut se passer de radiateur.

V. Mise en service

On se référera à la figure 7.

Une fois achevé, cet appareil permet tous les fonctionnements décrits en début de cet article, et bien d'autres encore, suivant l'imagination et les accessoires dont dispose l'utilisateur. Après avoir branché les deux fils sur le rhéostat du projecteur et disposé la cellule PC₁ derrière l'obturateur rotatif, quelques réglages très simples restent à effectuer après avoir ajusté P₂ pour que l'alimentation délivre exactement 5 V, une valeur plus forte risquant de détruire les circuits logiques.





	K ₁	K ₂
Vitesse constante	R	R
Vitesse variable	T	R
Enregistrement	R	T
Présentation	T	T

R = repos
T = travail.

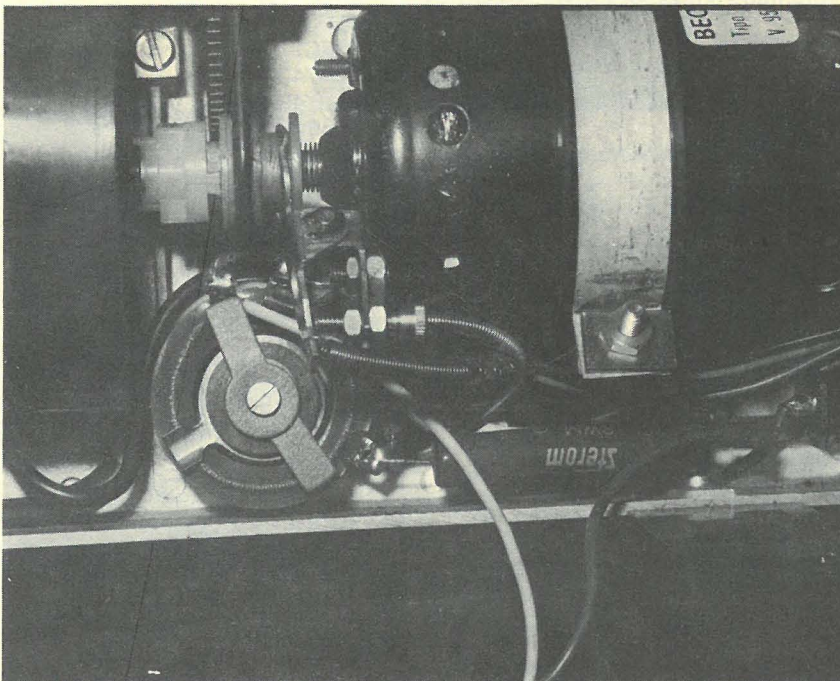
Figure 7

On s'assurera d'abord que la cellule PC₁ est correctement disposée, en connectant un écouteur entre le point test « S » et la masse. Quand le projecteur tourne, on doit entendre un fort bourdonnement dont la fréquence suit la vitesse de projection. Sinon, déplacer PC₁ jusqu'à obtenir ce résultat.

Ensuite, débrancher la connexion reliant les points marqués « E » sur les deux circuits (consigne nulle) et régler P₁ de façon à ce que le moteur du projecteur (dont le rhéostat devra toujours désormais être en position : vitesse minimale) tourne à une vitesse **très légèrement** supérieure à la vitesse la plus faible qu'il soit possible

d'obtenir en manœuvrant P₁. Ce réglage effectué, rebrancher le fil.

Pour le fonctionnement à vitesse constante, il faut encore régler P₃ pour obtenir la vitesse normale de 16 ou 18 images par seconde.



Adaptation au projecteur : raccordement au rhéostat avec, en série, une résistance talon de 4,7 Ω (Projecteur SILMA « Compact 8 »).

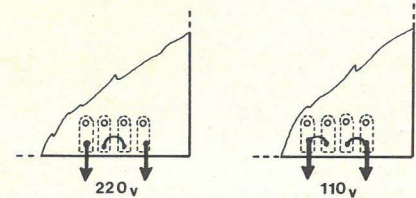
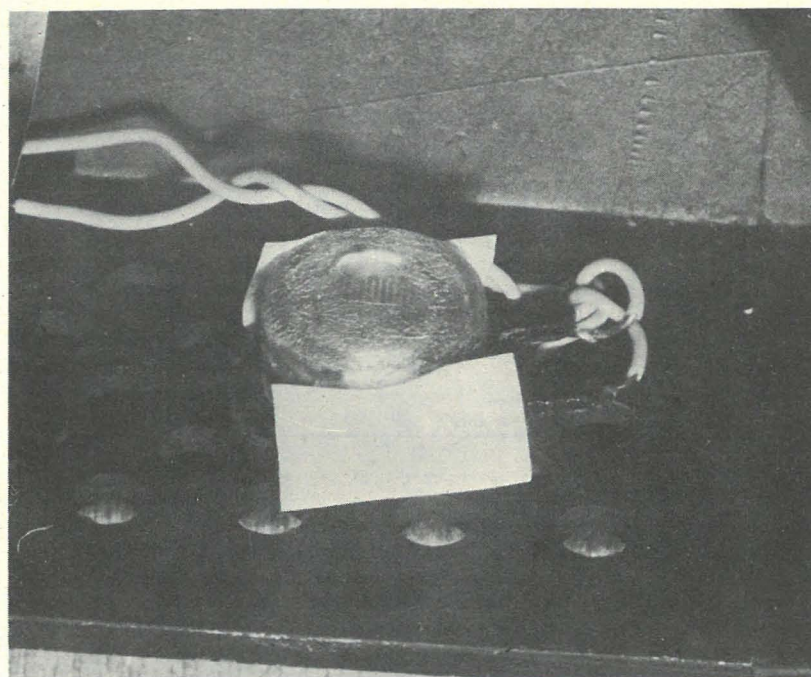
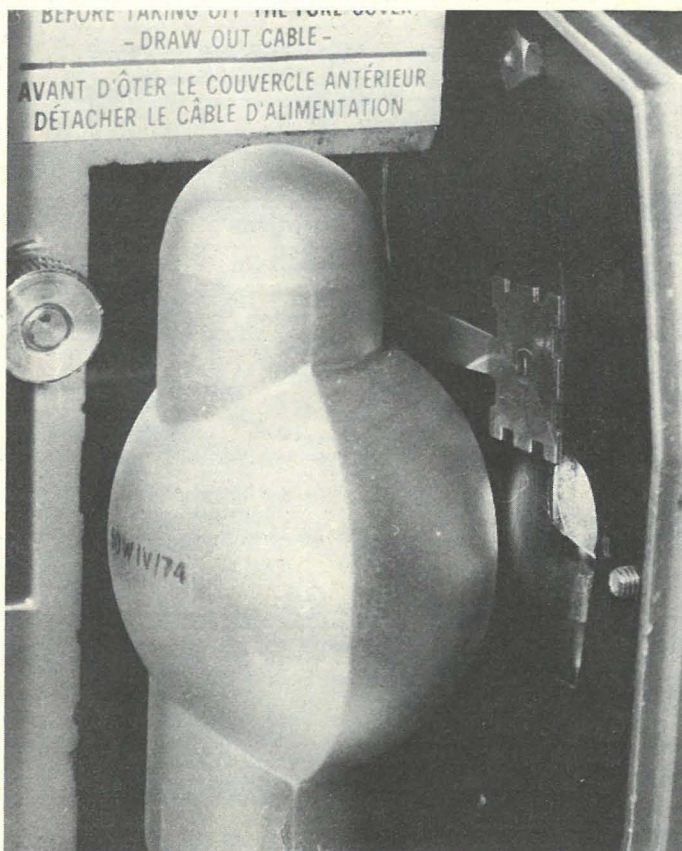


Figure 8

Enfin, durant une ou plusieurs projections d'essai, on pourra affiner le réglage de P₁ pour obtenir le meilleur synchronisme possible.

N.B. — Selon le fonctionnement souhaité et les caractéristiques du matériel employé, on fixera une fois pour toutes le rapport du diviseur utilisant IC₄. Un point de soudure établira la connexion choisie. Si le rapport « 1 » est retenu, on pourra omettre de câbler IC₄.

Patrick GUEULLE.



▲ Installation de la cellule dans le projecteur.

◀ Le faisceau lumineux de la lampe qui, modulé par l'obturateur rotatif, viendra frapper la cellule (projecteur SILMA « Compact 8 »).

Nomenclature

Résistances 5 %-1/4 W

R₁ : 1 kΩ.
 R₂ : 10 kΩ.
 R₃ : 10 kΩ.
 R₄ : 1 MΩ.
 R₅ : 15 kΩ.
 R₆ : 270 kΩ.
 R₇ : 100 kΩ.
 R₈ : 10 kΩ.
 R₉ : 47 kΩ.
 R₁₀ : 270 Ω.
 R₁₁ : 270 Ω.
 R₁₂ : 10 kΩ.
 R₁₃ : 10 kΩ.
 R₁₄ : 1 MΩ.
 R₁₅ : 15 kΩ.
 R₁₆ : 270 kΩ.
 R₁₇ : 47 kΩ.
 R₁₈ : 10 kΩ.
 R₁₉ : 10 kΩ.
 R₂₀ : 10 kΩ.
 R₂₁ : 10 kΩ.
 R₂₂ : 4,7 MΩ.
 R₂₃ : 2,2 kΩ.
 R₂₄ : 470 Ω.
 R₂₅ : 56 Ω.
 R₂₆ : 47 Ω.
 R₂₇ : 470 Ω.
 R₂₈ : 1 Ω-1 W.
 R₂₉ : 1 kΩ.
 R₃₀ : 270 Ω.
 R₃₁ : 270 Ω.
 R₃₂ : 27 Ω.

Potentiomètres ajustables (voir texte)

P₁ : 10 kΩ.
 P₂ : 10 kΩ.
 P₃ : 470 kΩ.
 P₄ : potentiomètre « normal » 470 kΩ A.

Condensateurs céramique ou plastique et chimiques 25 V :

C₁ : 0,47 μF.
 C₂ : 100 μF chimique.
 C₃ : 0,22 μF.
 C₄ : 1 μF.
 C₅ : 10 nF.
 C₆ : 10 nF.
 C₇ : 22 μF chimique.
 C₈ : 22 μF chimique.
 C₉ : 0,47 μF.
 C₁₀ : 0,22 μF.
 C₁₁ : 500 μF chimique.
 C₁₂ : 500 μF chimique.
 C₁₃ : 470 pF.
 C₁₄ : 0,1 μF.
 C₁₅ : 2,2 nF.
 C₁₆ : 6,8 μF chimique.
 C₁₇ : 500 μF chimique.
 C₁₈ : 0,1 μF.

Transformateur :

Primaire 110/220, 2 secondaires 18 V,
 Myrra M37018.

Semiconducteurs :

Le choix des transistors n'est guère critique, sauf que le gain doit être assez élevé (400 ou plus).

IC₁ : SFC2741C.
 IC₂ : SFC2741C.
 IC₃ : SN7400N.
 IC₄ : SN7490N.
 IC₅ : SFC2741C.
 IC₆ : 110B05 Silec.
 IC₇ : 110B05 Silec.
 IC₈ : SFC2305 (LM305H).
 T₁ : 2N2905.
 T₂ : BSW43A.
 T₃ : 2N2905.
 T₄ : 2N2905.
 T₅ : BSW43A.
 T₆ : 2N1711.
 T₇ : 2N3055U (SGS).
 T₈ : 2N2905.
 T₉ : 2N3055.
 T₁₀ : 2N2646.
 D₁ : 1N648.
 D₂ : 1N648.
 D₃ : zener 15 V-1 W.
 D₄ : 1N648.
 D₅ : zener 12 V-1 W.
 PC₁ : LDR03 ou équivalent (photorésistance CDS).

Inverseurs :

Selon disponibilités et besoins.

Quelques montages électroniques à circuits intégrés

Amplificateur à gain variable et modulateur HF

Ce montage de technique étrangère (américaine) est proposé par Michaël F. Black d'Equipment Group, Texas Instruments, Dallas - Texas U.S.A., et décrit dans « Electronics ».

Il s'agit d'un modulateur HF linéaire. Le schéma de cet appareil est donné à la figure 1.

Ce modulateur comprend deux entrées :

- 1° Entrée du signal HF à moduler.
- 2° Entrée du signal BF modulant.

Il y a évidemment une sortie à laquelle on peut prélever le signal HF modulé. Sur le schéma de la figure 1 on indique à titre d'exemple, le cas d'un signal HF sinusoïdal, modulé par un signal de fréquence moindre, de forme triangulaire.

Le fonctionnement de cet appareil nécessite un générateur BF et un générateur HF. A la sortie on pourra brancher un amplificateur ou tout autre dispositif recevant un signal HF modulé en amplitude.

Indiquons que la fréquence HF peut être comprise entre 60 MHz et 150 MHz et, celle du signal modulant peut atteindre 250 kHz, donc dépassant la BF et le domaine « ultrasonore ».

La linéarité de ce montage modulateur se caractérise par le fait qu'il y a une relation linéaire entre la tension de sortie et la tension de commande V_i d'entrée.

Ce modulateur possède quatre amplificateurs, A_1 à A_4 , réalisés avec des circuits intégrés, dont la nomenclature est la suivante :

A_1 et A_3 = LM101A

A_2 et A_4 = NH0002

Le gain de l'amplificateur A_1 dépend du niveau de la tension de commande V_i appliquée à l'entrée. Si, à cette entrée, la tension de modulation croît, les diodes D_1 à D_4 sont conductrices, transmettant vers la masse, le courant de réaction de A_1 et augmentant de ce fait, le gain de l'amplificateur.

La courbe de la figure 2 indique le gain de tension de l'ensemble $A_1 - A_2$ (A_2 est l'amplificateur tampon dit « buffer » en anglais). Ce gain dépend aussi des résistances des diodes PIN utilisées dans cet appareil.

Ces diodes sont branchées comme des atténuateurs à caractéristiques particulières en ce qui concerne l'équilibrage des signaux continus.

Les valeurs des quatre bobines d'arrêt BA des atténuateurs, toutes identiques, sont déterminées par la valeur de la fréquence du signal HF et par la valeur la plus élevée de la fréquence du signal modulant.

Cela signifie que les bobines BA doivent laisser passer les signaux BF-VF (donc ne pas être de valeur trop élevée) et arrêter les signaux HF.

Nous conseillons aux expérimentateurs d'utiliser des bobines d'arrêt réalisées avec

des prises et en plusieurs parties, sur un même tube isolant. De cette façon, on pourra obtenir de faibles capacités réparties et, en choisissant bien la prise, la valeur convenant le mieux dans chaque cas.

Voici à titre d'exemple, un schéma de bobine d'arrêt de ce genre, représenté à la figure 3.

On prendra un tube de 10 mm de diamètre extérieur en matière isolante de bonne qualité et long de 50 mm ou plus.

L'enroulement A aura 10 spires espacées de fil de 0,3 mm de diamètre. L'enroulement B sera de 20 spires jointives même fil et l'enroulement C, 40 spires jointives même fil et l'enroulement D, 40 spires jointives même fil.

L'enroulement D sera un nid d'abeilles de 100 spires et E sera identique à D, fil de 0,15 mm de diamètre.

Espacement entre enroulements : 4 mm.

Rien n'est critique dans cette bobine qui peut être modifiée ou même réalisée d'une manière différente.

Les caractéristiques de A_1 et A_2 permettent de compenser celles des diodes PIN, ce qui aboutit à la linéarité.

Il y aura deux alimentations dans cet appareil, toutes deux de 15 V, l'une « positive » avec le + au + 15 V et le - à la masse et l'autre « négative » avec le - au - 15 V et le + à la masse.

Les points + 15 V et - 15 V sont indiqués sur le schéma de la figure 1 pour les LM101A (A_1 et A_3).

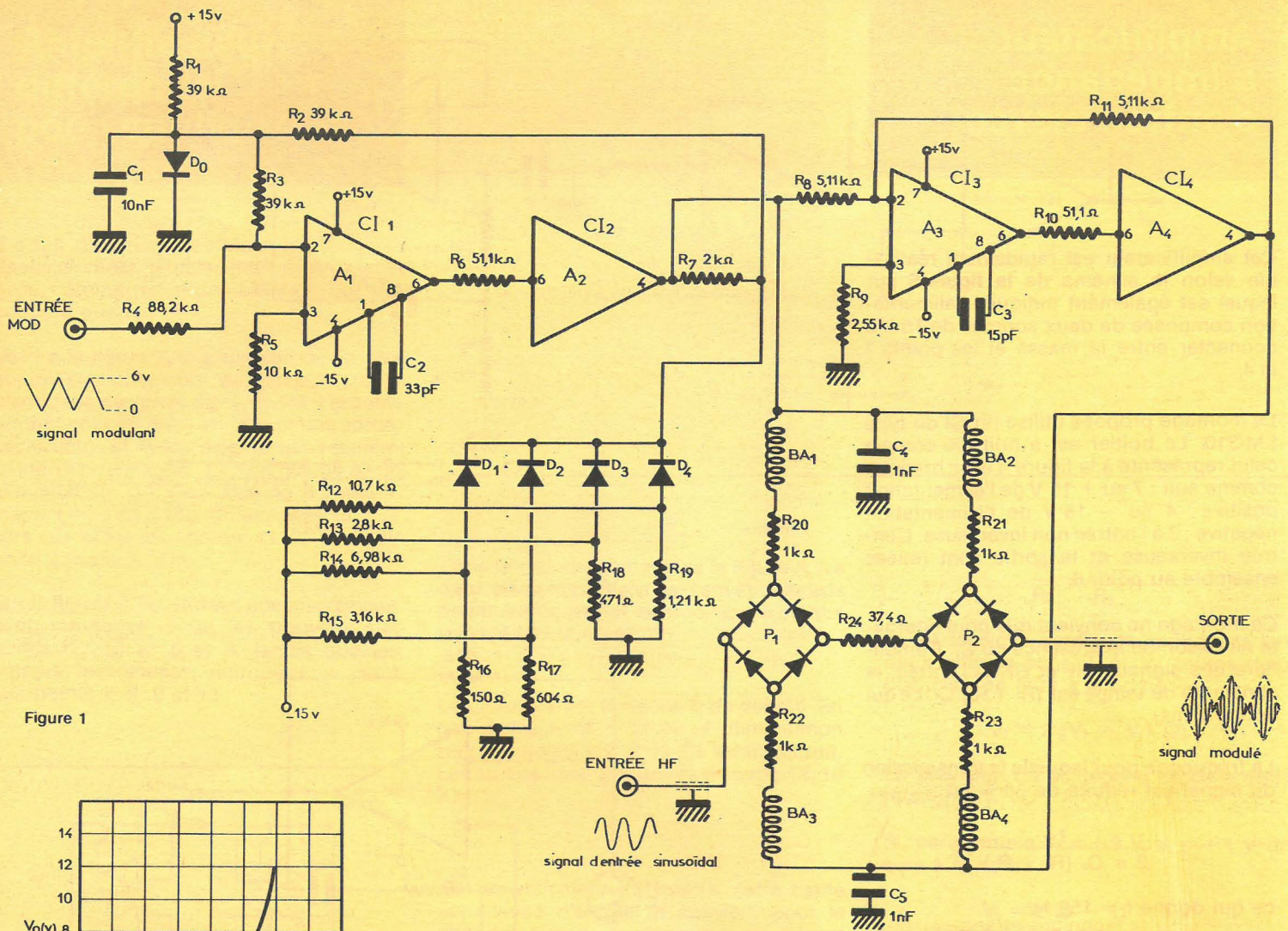


Figure 1

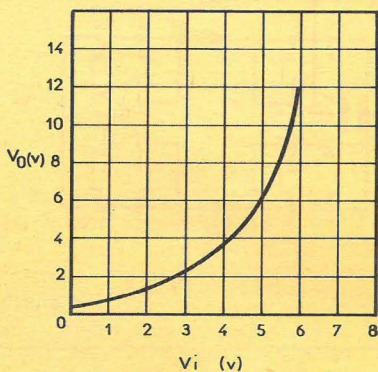


Figure 2

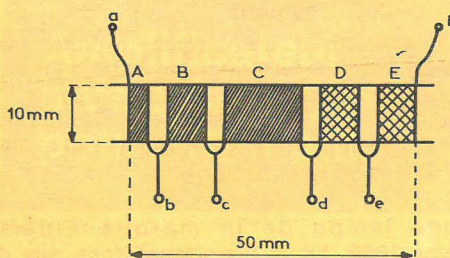
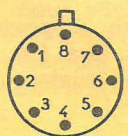


Figure 3



Boîtier vu de dessus

Figure 4

En ce qui concerne les circuits intégrés NH 0002 (A_2 et A_4) nous n'avons pas trouvé ces types dans les documents que nous possédons, mais les types LH 0002 qui semblent assez proches de ceux proposés. Ce sont des amplificateurs de courant et se branchant comme suit : entrée point 8 ; sortie point 4 ; + alimentation points 1 et 2 ; - alimentation points 6 et 7.

Les boîtiers des CI seront, avec le brochage indiqué ci-dessus, du type cylindrique à huit fils (voir figure 4). Le CI est vu

de dessus donc avec le boîtier vers l'observateur et les fils et l'embase, du côté opposé.

Il existe d'autres boîtiers avec des brochages différents, ceux indiqués sont métalliques.

Ce montage est destiné aux amateurs très avertis s'intéressant à des applications diverses telles que émission, réception, mesures, musico-électronique, etc.

LE MONDE ENTIER... CHEZ VOUS !

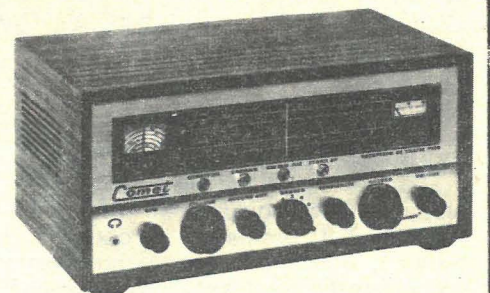
avec le... **COMET T170**

- 5 gammes : 150/420 kHz (Radio phares, GO), 05/31 MHz (PO, OC, Marine, Amateurs, Commerciaux, Mondiaux).
 - Alim. secteur 110/220 V (chez vous) et prise 12 V (en voiture, en vacances).
 - Entièrement transistorisé.
 - Double changement de fréquence.
 - Ebénisterie bois plastifié, HP incorporé.
 - Prises casque et magnétophone.
- * Option : Prise pour cadre GONIO.

Documentation sur demande :

Ets Pierre MICHEL (Productions MICS-RADIO)

— 20 bis, avenue des Clairions
— 89000 AUXERRE — Tél. (86) 52-38-51
sauf lundi



Amplificateur à impédance d'entrée élevée

Cet amplificateur est rapidement réalisable selon le schéma de la **figure 5** sur lequel est également indiquée l'alimentation composée de deux sources de 15 V à connecter entre la masse et les points 7 et 4.

Le montage proposé utilise un CI du type LM 310. Le boîtier est à huit fils comme celui représenté à la figure 4 et se branche comme suit : 7 au + 15 V de l'alimentation positive ; 4 au - 15 V de l'alimentation négative ; 3 à l'entrée non inverseuse. L'entrée inverseuse et la sortie sont reliées ensemble au point 6.

Ce montage ne convient que pour alternatif en raison de la présence de C_1 . Il amplifiera des signaux HF et BF. A l'entrée, la constante de temps est $(R_1 + R_2) C_1$, ce qui donne 2 ms.

La fréquence pour laquelle la transmission du signal est réduite de 30 % est :

$$f = \frac{1}{2 \pi C_1 (R_1 + R_2)} \text{ Hz}$$

ce qui donne $f = 159 \text{ Hz}$.

En fait, il y a lieu aussi de tenir compte de la résistance d'entrée du CI, ce qui peut modifier f . Pratiquement pour la bonne transmission des signaux aux fréquences basses, on pourra augmenter C_1 en prenant par exemple $0,1 \mu\text{F}$ au lieu de 10 nF .

Il est clair que l'amplificateur proposé est non inverseur car l'entrée est au point 3, entrée non inverseuse, marquée +.

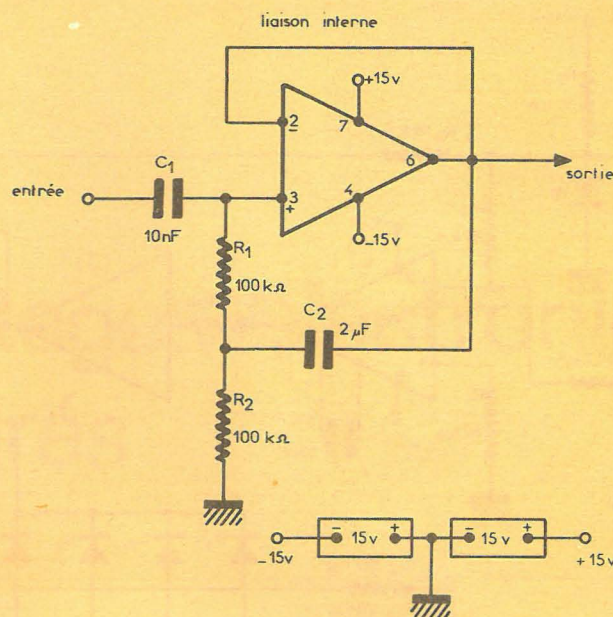


Figure 5

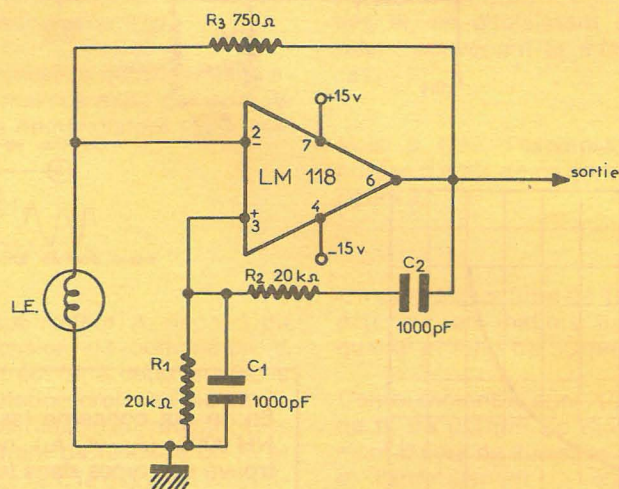


Figure 6

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

avec $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, les éléments RC série et RC parallèle ayant les mêmes valeurs.

Avec celles indiquées sur le schéma on a :

$$f = \frac{10^9}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^4} \text{ Hz}$$

ce qui donne $f = 7957 \text{ Hz}$ environ.

Remarquons la forte contre-réaction réalisée avec R_3 de 750Ω .

Pour d'autres fréquences, modifier les résistances $R_1 = R_2$ et les capacités $C_1 = C_2$ pour satisfaire à la formule donnant f .

La stabilité est assurée par la lampe d'éclairage LE qui est de $10 \text{ V} - 14 \text{ mA}$. Le document qui nous a servi, recommande une lampe de la marque Eldema type 1869. Nous ne connaissons pas de représentant en France de cette marque américaine.

Essayer une ampoule équivalente de $10 \text{ V}/14 \text{ mA}$. Des lampes miniatures de toutes sortes existent chez General Electric.

Ce montage fonctionne également avec le CI : LM 118 et LM 318. Leur boîtier est celui de la figure 4 et les numéros des fils de la figure 6 est valable pour les deux CI.

Pont de Wien simple

Ne nécessitant qu'un seul CI du type LM 118, cet oscillateur, proposé à la **figure 6**, utilise une boucle de réaction entre la sortie point 6 et l'entrée non inverseuse point 3 (donc réaction positive). Cette boucle est toutefois sélective et l'oscillation ne se produit qu'à la fréquence pour laquelle on a :

Amplificateur différentiel pour continu

Il s'agit d'un amplificateur à haute impédance d'entrée. Il utilise deux circuits intégrés, éléments d'un LM 124 qui en contient quatre.

Voici à la **figure 7**, le brochage du CI. Les quatre éléments sont des amplificateurs identiques désignés par 1, 2, 3 et 4 et comportant chacun deux entrées et une sortie, accessibles et indépendants. Leur alimentation est commune. Il n'y a qu'une seule alimentation qui peut être de 5 V seulement. Le - de cette alimentation unique sera au point de masse 11 et le + au point 4 marqué V+.

Sur la figure 7, les entrées non inverseuses sont marquées + et se trouvent aux points 12, 10 et 5 et 3, tandis que les entrées inverseuses, marquées -, sont aux points 2, 6, 9 et 13.

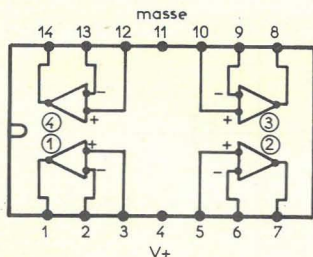


Figure 7 CI vu de dessus

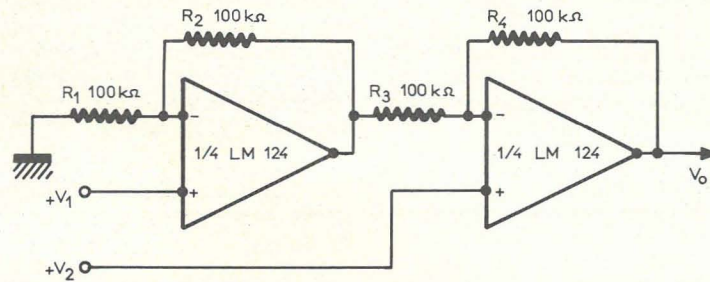


Figure 8



Dans le cas du montage de la **figure 8**, les deux éléments utilisés peuvent être choisis parmi les quatre et le brochage sur celui indiqué par la figure 7.

Le CI est vu, sur la figure 7, de **dessus**. En cas d'erreur, le + et le - alimentation seraient permutés et le CI serait détruit. Les sorties sont aux points restants 14, 10 7 et 1.

Cet amplificateur différentiel est à haute impédance d'entrée et convient pour le continu, aucun condensateur ne faisant partie de son montage. A remarquer que toutes les résistances sont de 100 kΩ et doivent être précises, de façon à ce que l'on ait :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \quad (1)$$

Si les tensions continues appliquées aux deux entrées sont V_1 et V_2 , toutes deux positives, on aura à la sortie :

$$V_0 = 2 (V_2 - V_1) \quad (2)$$

La précision de V_0 dépend de celle de la relation (1).

Si, par exemple $V_2 = +3 \text{ V}$, $V_1 = +1 \text{ V}$, on aura à la sortie :

$$V_0 = 2 (3 - 1) = 4 \text{ V} \text{ par rapport à la masse.}$$

Les résistances R_2 et R_4 sont, évidemment des éléments de contre-réaction pour chacun des éléments amplificateurs.

Amplificateur inverseur pour alternatif

Dans de nombreuses applications on peut avoir besoin d'un amplificateur (ou d'un préamplificateur) pour alternatif, à gain de tension appréciable. Le montage de la **figure 9** utilise un élément de LM 124 alimenté sous 5 V et donnant un gain de tension $A = 10$ fois.

D'une manière générale, on aura $A = R_f/R_1$ et dans le cas des valeurs du schéma on a $100/10 = 10$ fois. On pourra modifier R_f .

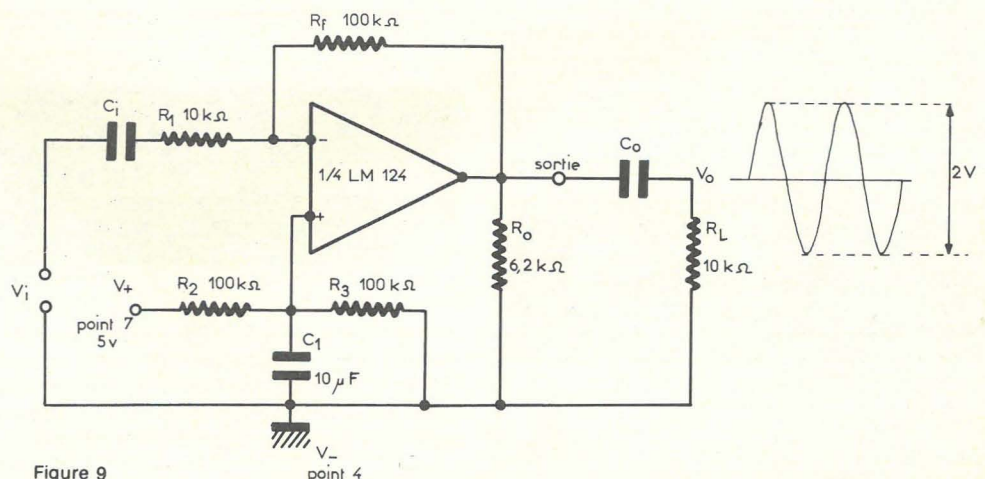


Figure 9

La tension d'entrée est appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur par l'intermédiaire de C_1 de valeur élevée si la fréquence doit être basse.

D'autre part, l'entrée non inverseuse est polarisée positivement par le diviseur de tension $R_2 - R_3$ avec découplage par C_2 de $10 \mu F$.

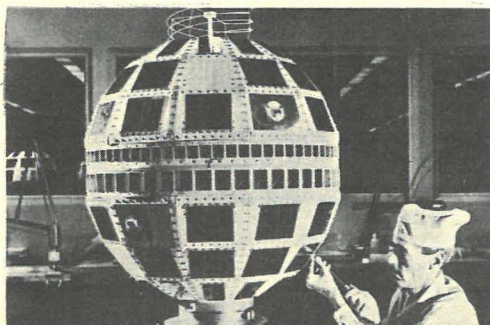
A la sortie, on a indiqué un élément de liaison $C_0 R_L$ avec $R_L = 10 k\Omega$, se déterminera comme indiqué dans un autre exemple. La fréquence basse pour laquelle la transmission de $R_0 R_L$ s'effectuera avec une réduction de 30 % est donnée par $f = 1 / (2 \pi R_L C)$ et si f est donnée on en tire $C_0 = 1 / (2 \pi f R_L)$ avec R_L en ohms et f en hertz, ce qui donnera C_0 en farads.

Exemple : $R_L = 10\,000 \Omega$, $f = 100 \text{ Hz}$. On trouve :

$$C_0 = \frac{1}{2 \pi \cdot 10^4 \cdot 10^2} \text{ F}$$

$$= \frac{1}{2 \pi} \mu\text{F} = 0,159 \mu\text{F}$$

Pour une bonne transmission d'un signal à 100 Hz, on prendra C_0 au moins dix fois plus élevé, par exemple $C_0 = 2 \mu\text{F}$ ou plus.



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel ■ Radioréception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images ■ Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales ■ Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie ■ Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar ■ Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Électricité - Photo Electricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation ■ Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybermétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) ■ Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie ■ Electronique Médicale - Radio Météorologie - Radio Astronautique ■ Electronique et Conquête de l'Espace ■ Dessin Industriel en Electronique et Administration ■ O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom ■ Etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION	
ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'État : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors.	
MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE : Radio - TV - Service - Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages	
FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	
PROGRAMMES	
TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.	TECHNICIEN SUPÉRIEUR Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. Préparation théorique au B.P. et au B.T.S.
INGENIEUR Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.	
COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.	

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24 RUE JEAN-MERMOZ - PARIS 8^e - Tel. : 225 74 65
Métro : Saint-Philippe et Raoul et F. D. Roosevelt, Champs Élysées

BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi

NOM

ADRESSE



AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile
Enseignement privé à distance.

Amplificateur non inverseur

Voici à la figure 10 le montage d'un amplificateur non inverseur utilisant un élément de LM 124.

Dans ce montage, le signal d'entrée est appliqué, évidemment, à l'entrée non inverseuse marquée +. En ce qui concerne C_1 et C_0 voir les remarques faites au cours de l'analyse du précédent montage.

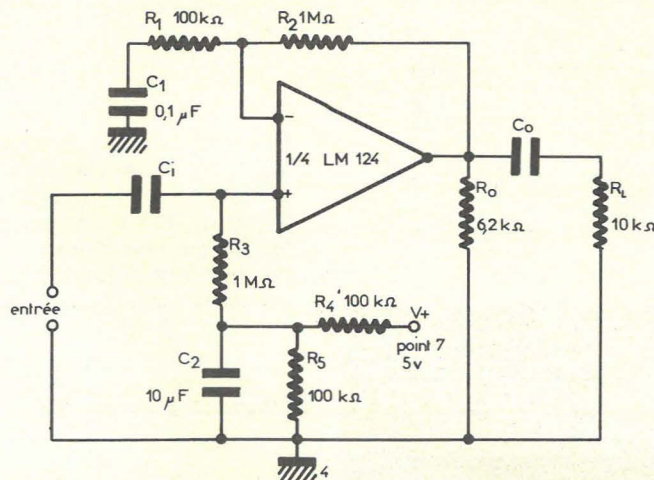


Figure 10

Attaque de LED

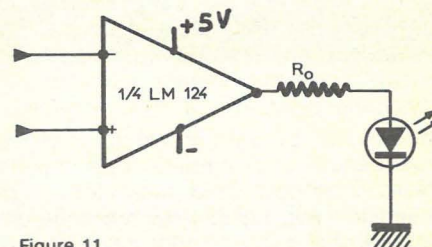


Figure 11

Un élément de LM 124 peut aussi servir d'indicateur lumineux en le montant comme le montre la figure 11. Les entrées peuvent être montées comme indiqué aux autres exemples d'application de ce CI.

La sortie est reliée à la masse par l'intermédiaire de R_0 et de la diode LED, par exemple une NSL 102.

On devra monter la LED avec la cathode à la masse. Il faut que le courant traversant R_0 soit de 20 mA, ce qui conduit à $R_0 = 82 \Omega$ avec la LED choisie.

Mélangeur

Le petit montage de la **figure 12** est un mélangeur pour des signaux de fréquences différentes, de tension V_1 et V_2 et de fréquences f_1 et f_2 respectivement.

On obtient à la sortie un signal à la fréquence :

$$V_o = f_2 - f_1$$

f_2 étant la fréquence la plus élevée des deux fréquences d'entrée.

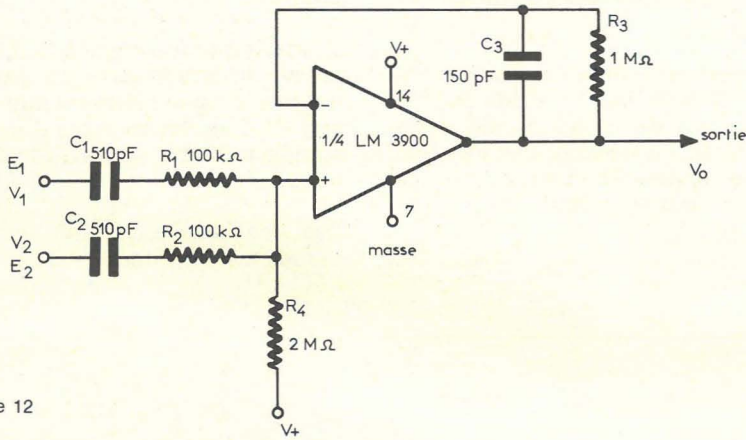


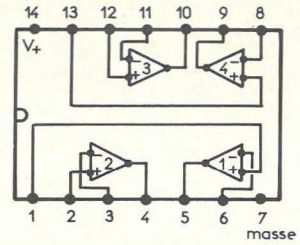
Figure 12

On utilisera un élément du circuit intégré LM 3900, qui en contient quatre identiques à entrées et sorties accessibles.

Ce CI est monté dans un boîtier 14 broches et le branchement (différent de celui de la figure 7) s'effectue selon le schéma de la **figure 13**.

Si par exemple, on choisit l'élément 1 (à droite et en bas sur la figure 13) les branchements du montage de la figure 12 sont : entrée inverseuse : point 6, entrée non inverseuse : point 1 sortie point 5.

Pour tous les éléments : $V+$ au point 14 et la masse (négatif de l'unique tension d'alimentation) au point 7. Ce CI peut fonctionner dans d'excellentes conditions avec une alimentation de 15 V.



CI vu de dessus

Figure 13

Opérateur OU (OR)

Dans ce mélangeur (dans le sens « changeur de fréquence ») il y a une boucle de contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse marquée. Cette contre-réaction s'effectue par l'intermédiaire du circuit parallèle R_3 de 1 M et C_3 de 150 pF.

Les deux entrées de signaux comportant un condensateur de 510 pF en série avec une résistance de 100 kΩ. L'entrée non inverseuse est polarisée, à travers R_4 de 2 MΩ reliée au $V+$ de 15 V par rapport à la masse.

Il est facile et rapide de réaliser un opérateur OU avec un élément de LM 3900

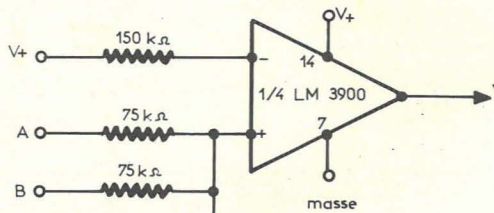
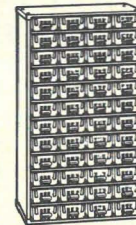


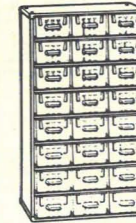
Figure 14

monté comme l'indique le schéma de la **figure 14**. On n'utilise que quatre résistances : 150 kΩ de l'entrée inverseuse vers $V+$ et trois résistances de 75 kΩ de l'entrée non inverseuse vers les entrées A, B, C de l'opérateur. A la sortie Y on obtient $Y = A + B + C$. La tension d'alimentation peut être réduite à 5 V et même moins. A noter qu'avec les trois autres éléments on pourra réaliser d'autres opérateurs identiques ou différents.

SOCIETE STERLING



Armoire MK 501
Prix TTC 164,40 Frs.



Armoire MK 504
Prix TTC 146,40 Frs.

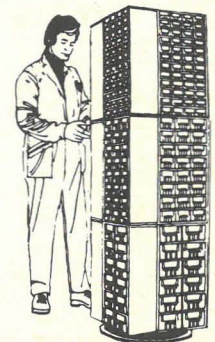
Juxtaposables
&
Superposables
ou sur le rotatif

Support rotatif



Capacité maximum
pour encombrement
minimum

Esthétique
&
Fonctionnel



Veillez nous adresser
sans engagement de
notre part, votre
documentation détaillée
avec tarif MK

SOCIETE STERLING

Dpt. 3



NOM
FONCTION
FIRME
ADRESSE
.....
.....

23, rue des Cendriers
75020 PARIS
☎ 797 09 79

RP/MK

Opérateur ET (AND)

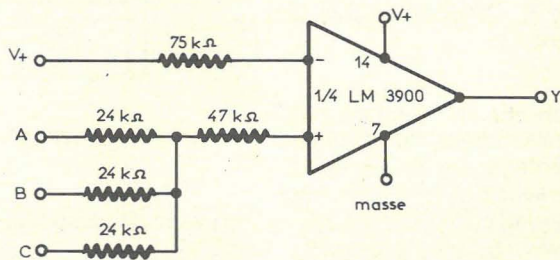


Figure 15

Celui-ci se réalise selon le schéma de la figure 15 et ne comporte que cinq résistances : 75 kΩ vers l'entrée inverseuse reliée au V+, 47 kΩ à l'entrée non inverseuse et à la réunion des trois résistances d'entrée de 24 kΩ.

On a évidemment : $Y = A B C$.

Les montages des figures 14 et 15 sont assez économiques, car non seulement, il est possible d'en réaliser quatre par circuit intégré, mais on peut aussi augmenter le nombre des entrées A, B, C...

Sélecteur de canaux

Utilisant les quatre éléments d'un LM 3900, le montage de la figure 16 est un mélangeur-sélecteur de canaux. Chaque signal est appliqué à une entrée inverseuse par l'intermédiaire d'un condensateur de 50 nF et d'une résistance de 100 kΩ.

Le mélange se fait en reliant les extrémités des trois résistances de 100 kΩ des sorties à un condensateur qui transmet les signaux à l'entrée inverseuse du quatrième élément du CI.

On notera que les quatre éléments amplificateurs de CI sont soumis à une contre-réaction par résistance de 10 MΩ entre sortie et entrée inverseuse. L'entrée non inverseuse de chaque élément est reliée au V+ par une résistance de 5,1 MΩ.

Il y a mélange des signaux lorsque les

entrées non inverseuses sont polarisées par les résistances de 5,1 MΩ et de ce fait, lorsque l'interrupteur est « ouvert » (coupé).

Si l'interrupteur est mis à la masse, le circuit amplificateur correspondant ne transmet pas le signal. Remarquons que la tension $V+/2$ est obtenue par diviseur de tension de 100 kΩ + 100 kΩ. La tension d'alimentation peut être de 4 à 15 V.

Il est possible d'augmenter le nombre des entrées avec un deuxième LM 3900.

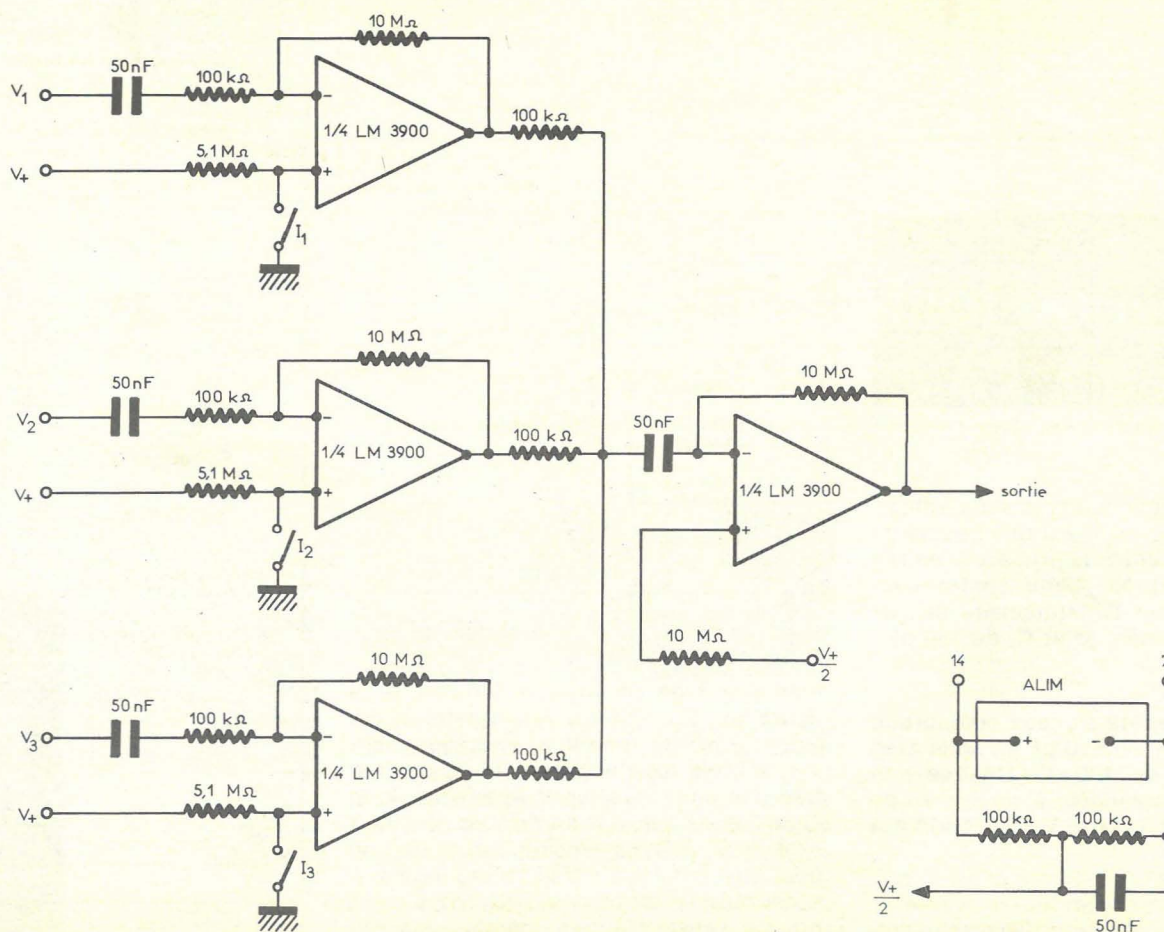


Figure 16