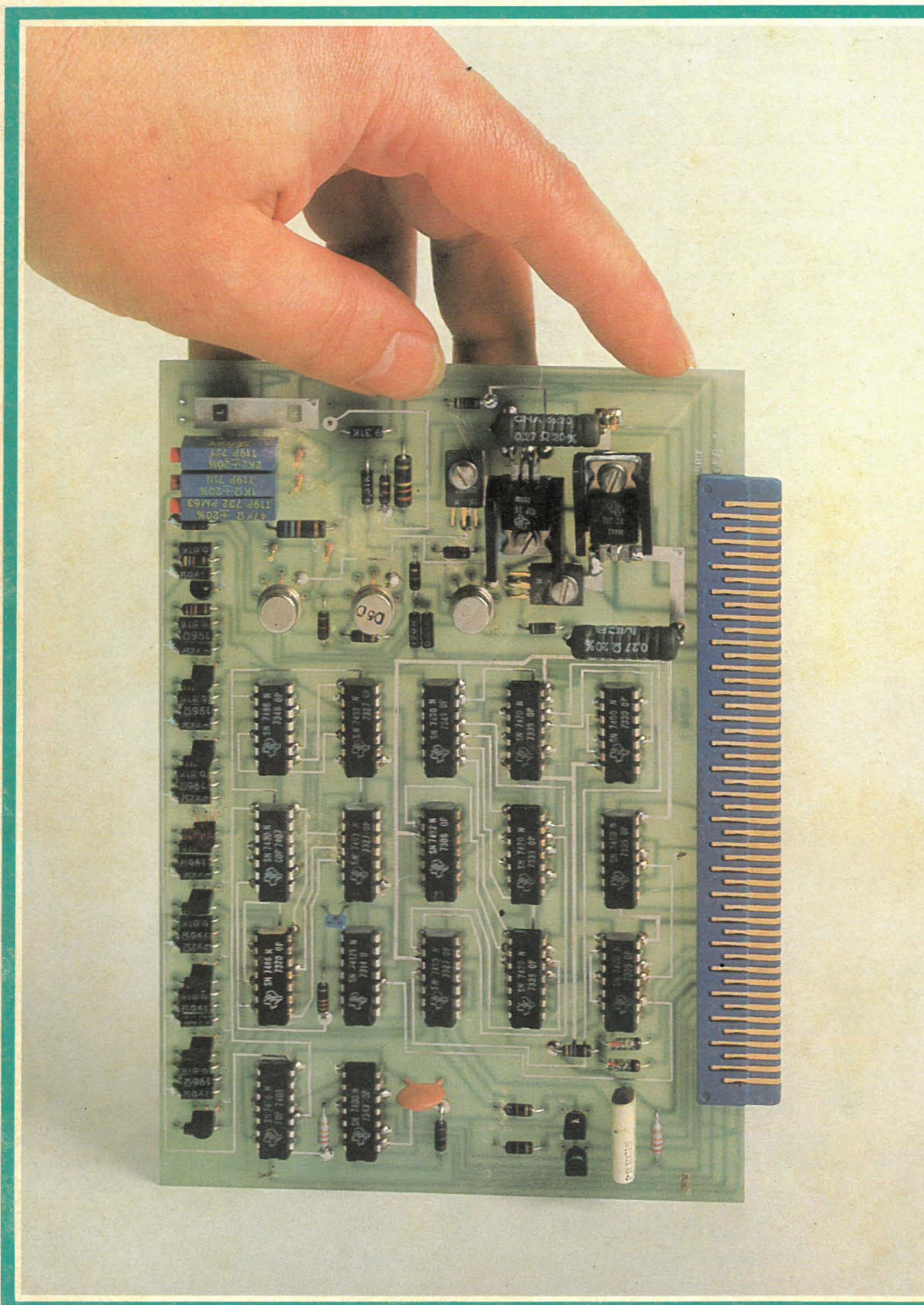


RADIO PLANS

Revue mensuelle d'électronique appliquée. juillet 1974 n° 320

3f,50



**Méthode très précise
pour réaliser
les circuits imprimés**

**Thermostat
à seuil réglable**

Une clôture électrique

(voir sommaire détaillé page 23)

RADIO PLANS

Revue mensuelle
d'électronique appliquée

N° 320 - Juillet 1974

sommaire

CENT EXPÉRIENCES 68 Les diodes zéner et leurs applications.

COMMENT FAIRE ? 73 Les circuits imprimés : une méthode très précise.

DOSSIER TECHNIQUE 49 Les antiparasites.

INITIATION 53 La photographie et la réalisation des circuits imprimés : le choix d'un révélateur.

MESURES 70 Structure et fonctionnement d'un oscilloscope : les amplificateurs.

MODULES RADIO-PLANS 66 Pupitre de mixage - 8^e partie : module contrôle de modulation.

MONTAGES PRATIQUES
24 Une clôture électrique.
29 Amplificateurs à circuits intégrés.
33 Un thermostat à seuil réglable.
38 Un stroboscope miniature 40 joules.
57 Un amplificateur 2 × 25 W : le STT 3000 Merlaud.

MUSIQUE 82 Nouveaux montages à diviseurs de fréquence (suite).

LA PAGE DU PHYSICIEN 26 L'énergie nucléaire.

RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES 41 Caractéristiques et équivalences des transistors.
par A. Lefumeux

DIVERS
65 Réseaux de distribution : les condensateurs.
81 Courrier des lecteurs.
86 Répertoire des annonceurs.

Notre cliché de couverture : Circuit imprimé, fabriqué par les É^{ts} DEBRIE, servant à commander les "fondus" lors du tirage des copies d'un film.
(Cliché Max FISCHER)

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 EUGÈNE.

Rédacteur en chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés.

Tirage du précédent numéro :
90 000 exemplaires



Copyright © 1974
Société Parisienne d'Édition.

Publicité : **Jean BONNANGE.**
44, rue Taitbout, 75009 Paris.
Tél. : 874-21-11 et 744-22-50

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an 32 F
Etranger : 1 an 38 F
C.C.P. 31.807-57 La Source.
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres.

MONTAGES PRATIQUES

Une clôture électrique



Il s'agit d'une clôture électrique servant à parquer les animaux de ferme.

Cette clôture est alimentée soit par une batterie de 6 volts, soit par le secteur 110 ou 220 volts. Pour utiliser cet appareil, il suffit de connecter sa sortie « impulsions H. T. » au fil de la clôture sérieusement isolé de la terre, et sa sortie « terre » à une prise de terre (piquet métallique enfoncé d'une trentaine de centimètres dans le sol). Un potentiomètre permet de régler la fréquence des impulsions. Cet appareil sert également de chargeur de batteries à deux régimes de charge. Un voltmètre permet de contrôler la tension de la batterie (voir figure 1).

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Dans ce montage, les éléments utilisés (châssis, transformateurs, voltmètre) proviennent d'une ancienne clôture électrique dont le rupteur électromagnétique à balancier était défectueux. En effet, dans ce rupteur, un seul contact envoyait à la fois l'impulsion au transformateur H.T. et à la bobine du rupteur. L'intensité qui le traversait était assez importante et une oxydation des contacts, même légère, produisait une chute de tension suffisante pour dérégler le rythme de rupture et même stopper complètement l'appareil, ce qui est grave si l'on ne s'en aperçoit pas rapidement car la clôture

n'étant plus électrisée, les animaux risquent de s'échapper.

Voici donc la description du montage profondément remanié et à l'abri des inconvénients mentionnés ci-dessus.

Nous trouvons d'abord un transformateur d'alimentation de primaire 110 — 220 v et de secondaire 8 v — 5 A. Un fusible et un interrupteur I_1 sont insérés dans son circuit primaire (voir figure 2). Une diode au silicium D1 redresse cette tension qui est envoyée à travers deux résistances commutables vers l'interrupteur à trois positions I_2 (couplé à I_1). Dans la position « arrêt » : I_1 et I_2 sont ouverts, l'appareil n'est donc pas alimenté. Dans la position « charge » : la tension est envoyée vers la batterie interne de l'appareil et vers une prise « batterie extérieure » permettant de connecter une batte-

rie de 6 volts pour la charger. L'interrupteur I_3 sert à déterminer deux régimes de charge. Un voltmètre permet le contrôle de la tension. Dans la position « clôture » : cette tension est envoyée vers la batterie interne, vers la prise « batterie extérieure » et vers l'oscillateur et le transformateur H.T. La batterie interne et éventuellement, la batterie extérieure sont alors chargées puis maintenues à leur charge maximale, l'oscillateur étant en fonctionnement. Si la clôture doit fonctionner en campagne sans alimentation secteur, la, où éventuellement les batteries permettent un fonctionnement autonome de très longue durée. D'autre part, lors de l'utilisation sur secteur, une panne de celui-ci n'interrompt pas le fonctionnement de l'appareil car la batterie interne l'alimente automatiquement, ce qui est une sécurité supplémentaire.

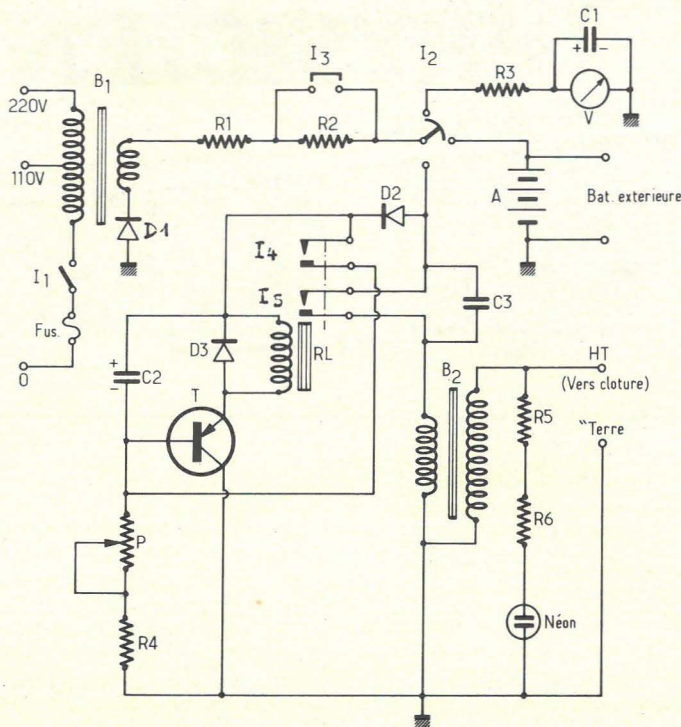


Figure 1

Voyons le fonctionnement de l'oscillateur à transistor qui remplace avantageusement le système électromagnétique d'origine. Une diode placée en série dans son alimentation le protège d'une inversion accidentelle des pôles de la batterie.

Analisons le fonctionnement en partant du moment où C2 est déchargé. Le transistor T est alors bloqué. C2 se charge à travers R4 et P (qui permet de régler la période entre environ 0,5 et 5 secondes). La tension de la base de T va se rapprocher de celle du collecteur, T va devenir conducteur et RL va se fermer. Le contact I4 va alors décharger C2, entraînant le repos du relais, puis le cycle va recommencer. Le contact I5 du relais (qui est capable de supporter une intensité de 10 A) va fermer et ouvrir le circuit du transformateur H.T., produisant l'impulsion nécessaire à l'obtention de la haute tension. Le temps de conduction du contact I5 est très bref (environ 0,1 seconde). Un voyant au néon permet de contrôler le bon fonctionnement de l'appareil (absence de court-circuit le long du fil de clôture du pré).

La tension des impulsions H.T. obtenue est de plusieurs milliers de volts, mais elle ne présente pas de danger en raison de sa faible intensité.

Les impulsions sont très régulières en fréquence et en tension. L'appareil fonctionne avec une batterie même très déchargée (sous 5 v environ).

La consommation de l'ensemble est assez faible (plus faible qu'avec le rupteur d'origine), le temps d'alimentation du transformateur H.T. étant très bref.

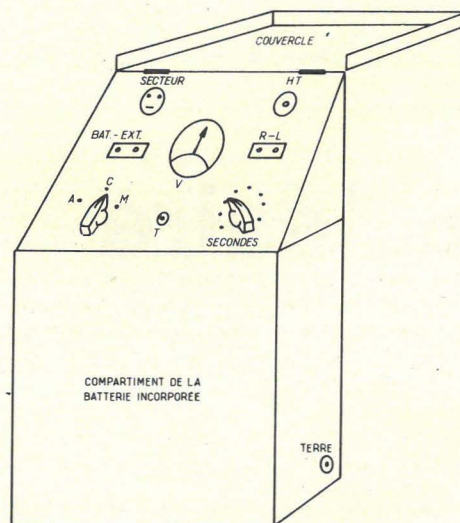


Figure 2

REALISATION MECANIQUE

Il n'y a eu pour notre part aucun problème en ce qui concerne le châssis, étant donné qu'il s'agissait de la récupération d'une ancienne clôture électrique. Nos lecteurs pourront s'inspirer de la figure 2 pour fabri-

quer un boîtier facile à transporter et de préférence étanche. L'appareil devant fonctionner en permanence, la diode D1 et le transistor T sont fixés directement sur le châssis qui fait office de radiateur et évite tout échauffement. Le contact I5 du relais doit être de très bonne qualité car il doit supporter une intensité assez élevée et c'est donc lui qui est susceptible de s'user le plus rapidement.

LISTE ET VALEUR DES COMPOSANTS UTILISES

Semi-conducteurs :

T : OC 26 ou AD 149 ou équivalents

D1 : R 2020

D2 : BY 100 ou équivalents

D3 : OA 85

Note : D1 doit pouvoir supporter au moins 12 A, ce qui est l'intensité maximale qui la traversera si accidentellement, les pôles de la batterie sont inversés pendant quelques instants. Elle pourra aussi supporter sans dommages un court-circuit franc de brève durée.

Résistances :

R1 : 1 Ω bobinée

R2 : 3 Ω bobinée

R3 : 27 Ω bobinée

R4 : 150 Ω 1/2 W

R5, R6 : 4,7 M Ω 1/2 W

Potentiomètre :

P : 500 Ω bobiné

Condensateurs :

C1 : 250 μ F 10/12 V

C2 : 4 700 μ F 10/12 V

C3 : 0,47 μ F 1 500 V

Transformateurs :

B1 : Transformateur d'alimentation

primaire : 110-220 V

secondaire : 8 V-5 A

B2 : Transformateur H. T.

primaire : 6 V

secondaire : 10 kV

(il peut être remplacé par une bobine d'allumage de moteur d'automobile par exemple).

Relais :

RL : relais 6 V à contacts au tungstène

(2 contacts « travail »)

provenance : surplus.

Commutateurs :

I1, I2 : commutateur rotatif à 2 galettes et 3 positions

I3 : cavalier « charge lente ou charge rapide »

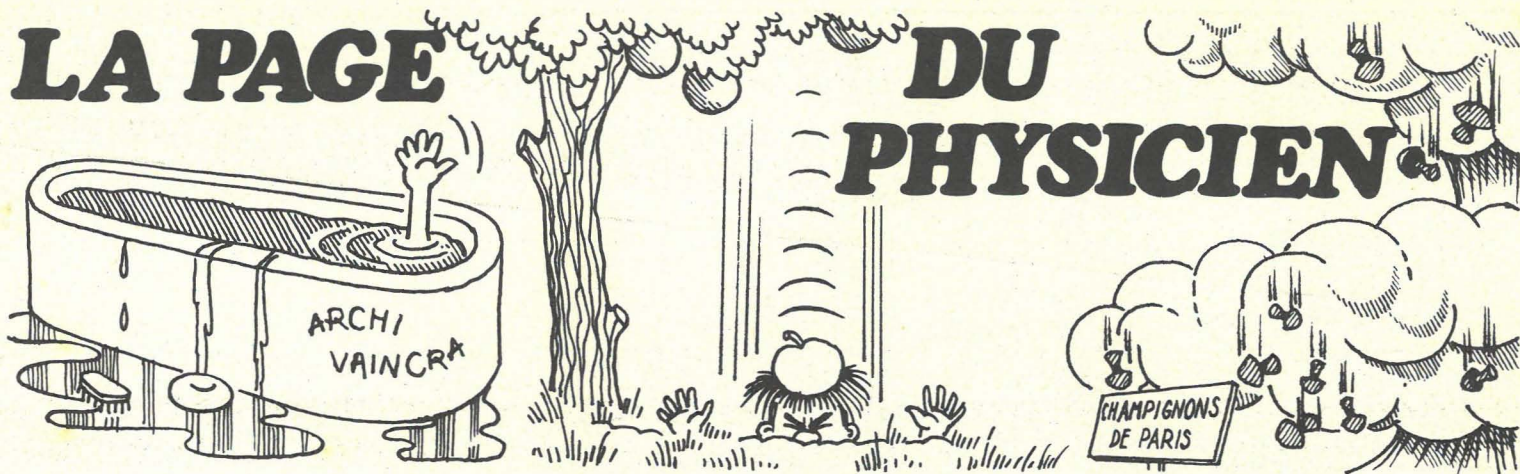
I4, I5 : contacts de RL.

Batterie d'accumulateurs :

A : batterie de 6 V-60 AH incorporée à l'appareil.

LA PAGE

DU PHYSICIEN



Préparée depuis 1905 par les théories d'Einstein affirmant l'équivalence de la masse et de l'énergie, la maîtrise des réactions atomiques a débuté avec les premières expériences réalisées en 1939 sur la fission du plutonium. On sait le chemin parcouru depuis : des bombes d'Hiroshima et de Nagasaki, aux piles qui fournissent une part croissante de notre électricité, la puissance sans précédent mise aux mains de l'homme, est capable du pire et du meilleur. C'est affaire de morale.

Mais, d'un point de vue strictement scientifique, quelle est l'origine de cette énergie immense ? Ce que nous savons maintenant de la structure du noyau atomique (voir Radio-Plans n° 319), doit nous permettre d'y répondre.

l'énergie nucléaire

I. ENERGIE DE LIAISON DU NOYAU ATOMIQUE

Pour décomposer un noyau atomique en toutes ses particules élémentaires, protons et neutrons, il faudrait lui fournir de l'énergie. Inversement, la formation d'un noyau à partir des protons et des neutrons, s'accompagne d'une libération d'énergie. C'est elle qu'on appelle « énergie de liaison » du noyau.

Cette énergie de liaison est toujours considérable : pour un gramme d'hélium, par exemple, elle correspond à près de

200 000 kWh. Elle varie d'un élément à l'autre, ce qui est a priori normal puisque le nombre de particules du noyau varie aussi.

Mais on constate d'autre part, en calculant le rapport f de l'énergie de liaison de chaque type de noyau, au nombre total de particules (protons et neutrons) qu'il renferme, que ce rapport passe par un maximum pour les éléments dont la masse atomique est voisine de 60. Ce nombre f , nommé « rapport de cohésion » mesure la stabilité de chaque type de noyau, puisqu'il indique l'énergie élémentaire dont a bénéficié chacune des particules constituantes.

La courbe de la figure 1 représente les variations du rapport de cohésion f en fonction de la masse atomique des éléments.

Nous avons placé sur cette courbe quelques éléments particuliers : le fer (Fe) et le cuivre (Cu), qui se situent au voisinage du maximum, ont des atomes particulièrement stables. L'uranium (U) de masse atomique 235, présente un rapport de cohésion plus faible. A l'autre bout de l'échelle, il en est de même des éléments légers comme l'hydrogène (H), de masse atomique 1.

II. ORIGINE DE L'ENERGIE DE LIAISON DEFAUT DE MASSE

Jusqu'au début du siècle, il eut été impossible d'entrevoir quelque explication que ce soit à l'origine des immenses énergies mises en jeu dans les liaisons au sein du noyau. En énonçant, comme nous le disions plus haut, le principe d'équivalence de l'énergie et de la masse, Einstein résolvait le problème. On connaît la célèbre formule :

$$E = mc^2$$

Elle signifie simplement qu'une masse m d'un corps quelconque au repos, est équivalente à une énergie E , obtenue en multipliant la masse par le carré de la vitesse c de la lumière dans le vide (soit 300 000 km/s). Autrement dit, en faisant disparaître cette quantité m de matière, on pourrait recueillir l'énergie E . Pour préciser numériquement les ordres de grandeur, plaçons-nous dans

le système d'unités MKSA : la masse s'y exprime en kilogrammes, l'énergie en Joules, et la vitesse de la lumière y vaut 3.10^8 m/s. L'annihilation d'un kilogramme de matière libère donc une énergie :

$$E = 1 \times (3.10^8)^2 = 9.10^{16} \text{ joules}$$

Cette énergie est sensiblement égale à celle que fournirait la combustion de 2 500 000 tonnes de houille !

L'étude du noyau atomique confirme d'éclatante façon la théorie d'Einstein. Précisons-le encore sur un exemple, en prenant le noyau ^7_3Li du lithium. Cette notation, rappelons-le, signifie que le noyau renferme 3 protons et 4 neutrons. On sait mesurer avec une grande précision les masses m_p et m_n du proton et du neutron :

$$m_p = 1,6724.10^{-27} \text{ kg}$$

$$m_n = 1,6747.10^{-27} \text{ kg}$$

La masse du noyau de lithium devrait donc être :

$$m = 3 m_p + 4 m_n = 11,7160.10^{-27} \text{ kg}$$

Or les mesures montrent qu'elle atteint seulement $11,6590.10^{-27}$ kg. Au cours de la formation du noyau de lithium à partir des corpuscules élémentaires, neutrons et protons, il est donc apparu un « défaut de masse » de $0,05690.10^{-27}$ kg, soit environ 0,5 % de la masse totale : cette disparition de matière correspond à l'énergie de liaison des 7 particules du noyau.

La figure 2 symbolise très schématiquement ce phénomène.

Reprenons maintenant la courbe de la figure 1. On y voit que l'énergie maximale par corpuscule, donc le défaut de masse le plus important, correspond aux éléments du milieu de la gamme, comme le fer et le cuivre. Dès lors :

— la dissociation du noyau d'atomes lourds, comme l'uranium, en noyaux de masses plus voisines de 60, s'accompagne d'une nouvelle diminution de la masse totale, avec libération d'énergie : c'est la fission atomique.

— la synthèse des noyaux de plusieurs atomes légers, comme l'hydrogène, pour donner des atomes plus lourds, s'accompagne aussi d'une diminution supplémentaire de la masse : c'est la fusion atomique, libératrice d'une énergie encore plus grande que dans la fission, car les variations de masse sont plus importantes.

III. LA FISSION ATOMIQUE

L'uranium 235 est susceptible de donner plusieurs réactions de fission, toutes provoquées par le bombardement de neutrons lents. Considérons l'une de ces réactions, aboutissant à la formation de tellurium $^{137}_{52}\text{Te}$ et de zinc $^{97}_{40}\text{Zn}$. Alors que le noyau d'uranium contient 143 neutrons, il n'en reste que 142 dans l'ensemble des noyaux de tellurium et de zinc. En notant ^1_0n le neutron, la réaction de fission de l'uranium, sous l'action d'un neutron incident, s'écrit donc :

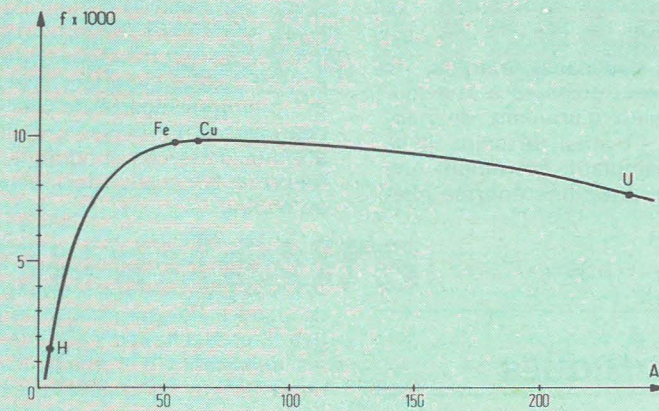
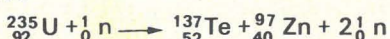


Figure 1

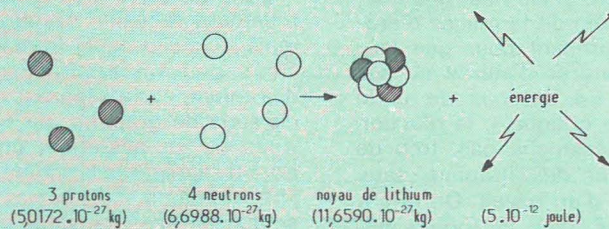


Figure 2

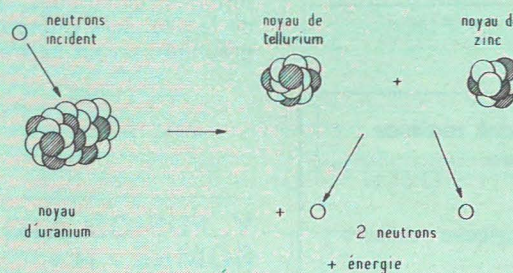


Figure 3

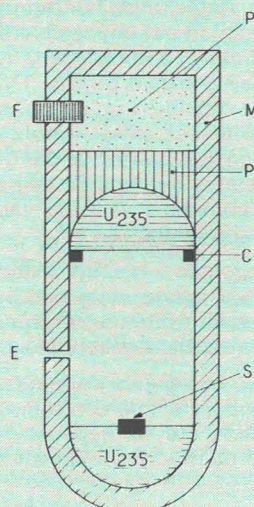


Figure 4

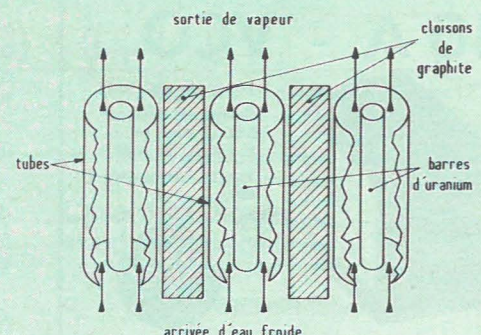


Figure 5

La **figure 3** représente, sous une autre forme, cette même réaction : elle n'est que la traduction de l'équation ci-dessus.

Puisqu'un seul neutron incident a donné naissance à deux nouveaux neutrons, on comprend que ceux-ci puissent à leur tour dissocier deux noyaux d'uranium, donnant ainsi 4 neutrons, et ainsi de suite. Il se produit un effet cumulatif, entraînant une réaction en chaîne, avec une énorme libération d'énergie.

IV. BOMBE « A » ET PILES ATOMIQUES

Cette réaction en chaîne ne peut toutefois se déclencher que si les neutrons libérés, parcourent au sein de la masse d'uranium un chemin suffisant pour que leur probabilité de rencontrer d'autres noyaux soit assez élevée. En dessous de cette masse, dite « masse critique », la réaction en chaîne ne se déclenche pas, trop de neutrons s'échappant de l'uranium sans provoquer la fission d'un noyau. On met à profit cette propriété dans la bombe atomique dite bombe « A », dont la **figure 4** donne le schéma de principe.

Une enveloppe métallique M contient deux blocs d'uranium 235. Chacun d'entre eux a une masse inférieure à la masse critique, mais leur réunion donne une masse qui dépasse cette masse critique. Normalement, le bloc supérieur, fixé à un piston P, est maintenu écarté du bloc inférieur par des cales C. La masse critique n'étant pas atteinte dans ces conditions, la source de neutrons S ne peut déclencher la réaction en chaîne.

Au moment choisi pour l'explosion, la fusée à retardement F enflamme la masse de poudre Po, qui chasse le piston vers le bas (l'air s'échappe par l'évent E) et réunit les deux blocs d'uranium. Il y a amorçage de la fission en chaîne, avec libération de l'énergie qui entraîne les effets destructeurs connus.

Dans les piles atomiques, on veut naturellement recueillir l'énergie de la fission, mais sans provoquer la réaction en chaîne. On y parvient en fractionnant la masse d'uranium, et en séparant les blocs par des cloisons de graphite qui freinent les neutrons ou en absorbent une partie. La **figure 5** représente le schéma simplifié d'une pile atomique. Les barres d'uranium 235 sont enfermées dans des tubes.

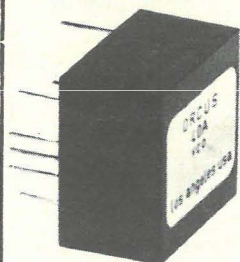
A la partie inférieure de la pile, arrive l'eau froide. La chaleur dégagée par la fission vaporise cette eau, et la vapeur recueillie à la sortie de la pile actionne les turbines électriques. Entre les éléments de la pile, sont interposées les cloisons de graphite servant au freinage des neutrons.

pour ceux qui désirent réaliser des appareils tels que

- Voltmètres digitaux.
- Convertisseurs analogiques numériques.
- Fréquencemètres.
- Instruments de musique électroniques.
- etc.

ORCUS INTERNATIONAL
(Los Angeles - U.S.A.)
a mis au point le

40 A - VCO



- 1 Hz à 100 kHz,
- Gammas rapport 5 000, par ex. : 5 Hz à 25 kHz,
- Haute linéarité, etc.

159 F
T.T.C.

25 x 25 x 15 mm

Documentation/Schémas
et Liste des Revendeurs : 1 F

LAREINE MICROÉLECTRONIQUE
53, rue N.-D.-de-Nazareth
75003 PARIS

V. FUSION ATOMIQUE. BOMBE « H »

Deux noyaux légers, nous l'avons vu, peuvent s'unir pour donner un noyau plus lourd et plus stable, avec libération d'énergie. Cette réaction est impossible à la température ordinaire, à cause de la répulsion électrostatique entre les noyaux. On ne peut vaincre cette répulsion qu'en donnant aux atomes des vitesses extrêmement élevées, c'est-à-dire en les portant à des températures de plusieurs millions de degrés. Seul, l'emploi de bombes « A » est capable de fournir de telles températures.

Dans une bombe « H », il y a donc fusion d'atomes d'hydrogène, amorcée par la fission de l'uranium. L'énergie libérée suffit ensuite à entretenir la réaction.

Dans l'état actuel des connaissances, il est encore impossible de contrôler les réactions de fusion, qui ne peuvent donc être utilisées que sous forme explosive, et non dans des piles.

R. Rateau
Maître-assistant
à la faculté
des sciences

BAPTÊME DE LA PROMOTION 73-75 À L'ÉCOLE CENTRALE D'ÉLECTRONIQUE



Jeudi 9 mai, les amis de l'E.C.E. se pressaient nombreux pour assister au Baptême de la Promotion 73-75 des Elèves Ingénieurs de l'Ecole.

L'Ingénieur Général Assens a uni son nom à celui de la danseuse Liane Daydé pour donner à 50 futurs ingénieurs le parrainage de la Science et de l'Art.

M. E. Poirot, après avoir retracé la Carrière de l'Ingénieur Général Assens, fit part de sa fierté d'avoir à ses côtés la prestigieuse ambassadrice de la danse française.

Parmi les nombreuses personnalités du monde scientifique, industriel, de la Marine, plusieurs parrains des promotions antérieures étaient présents, et notamment M. Marcel Laveran, président du FNIE, qui fut parrain de la promotion précédente.

L'Ingénieur Général Assens s'attacha à montrer à ses filleuls les immenses possibilités de carrière qu'offre le monde de l'Electronique, et déclara que « la notoriété et le respect ne se forgent pas sur les diplômes mais sur l'homme ».

M. Poncet, directeur général et directeur des Etudes invita enfin ses élèves à « dépasser leur technique pour faire œuvre personnelle ».

A voir le succès de cette journée, nul doute que Liane Daydé puisse, selon son souhait, être toujours fière de la promotion 73-75 des Elèves-Ingénieurs E.C.E.

MONTAGES PRATIQUES

Amplificateurs à circuits intégrés

Les schémas théoriques peuvent être d'excellents points de départ pour l'établissement des plans de câblage qui permettent à leur tour, à l'expérimentateur, de monter l'appareil désiré sur une platine isolante.

Plus le schéma théorique est simple, plus le processus menant à la réalisation de l'appareil sera rapide et sûr.

Il en résulte qu'il y a intérêt à adopter des schémas simples comme ceux où l'on préconise l'emploi des circuits intégrés, dont la fabrication est actuellement parfaitement au point, les prix relativement réduits par rapport à ceux des ensembles équivalents à transistors et autres composants, et dont la fiabilité est aussi bonne que celle des transistors individuels.

Lorsque le schéma théorique ne contient que peu de composants, l'établissement du plan de câblage sera très rapide et la réalisation de la platine imprimée, ou l'emploi d'une platine métallisée, seront sans difficultés, même pour un amateur n'ayant pas encore beaucoup de pratique.

Pour ces raisons, nous proposerons, ci-après, quelques montages d'amplificateurs basse fréquence à circuits intégrés complétant ceux décrits précédemment dans cette même revue.

Amplificateur monophonique avec TBA 641-A

Le circuit intégré TBA 641 — A fabriqué par la société SGS — ATES (voir adresse à la fin de cet article) permet de réaliser un amplificateur BF donnant une puissance de 2,2 W, avec une alimentation de 9 V et sur un haut-parleur de 4 Ω, avec faible distorsion, courant de repos réduit, impédance d'entrée élevée. Aucun réglage de polarisation n'est nécessaire donc, si tous les composants utilisés sont corrects et la construction faite selon les règles et sans erreurs, aucune mise au point ne sera nécessaire.

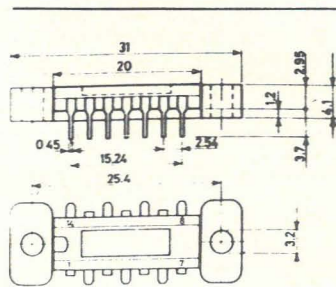


Figure 1

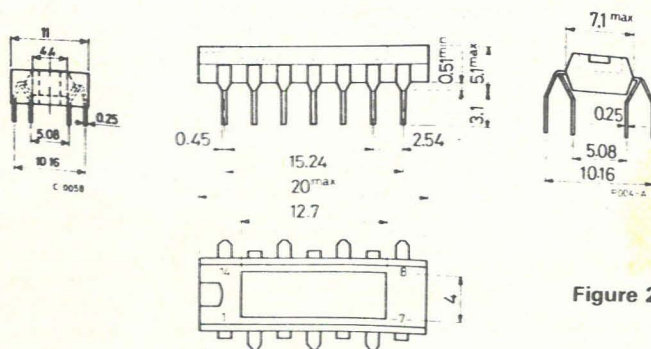


Figure 2

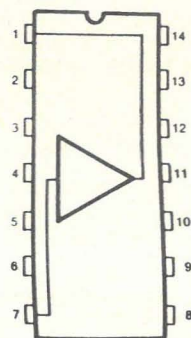


Figure 3

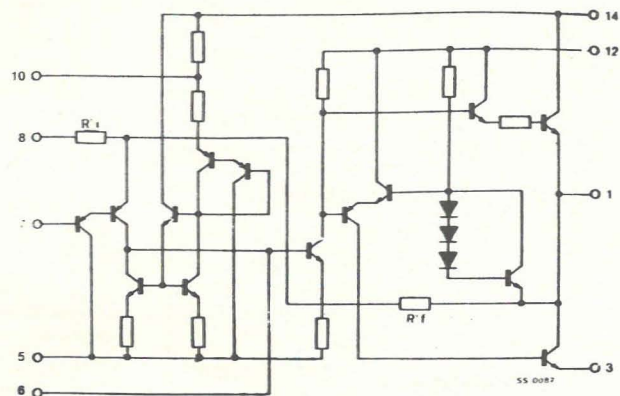


Figure 4

Le TBA 641-A est monté dans un boîtier à 14 broches et peut être soudé directement aux points convenables.

Son montage pratique est aisé, car le fabricant a prévu les dispositifs spéciaux de dissipation de chaleur, ce qui simplifiera toute opération de recherche expérimentale concernant ce problème délicat.

Ce circuit intégré fonctionne avec une alimentation de 6 à 12 V et le nombre de composants extérieurs est très faible. Une alimentation recommandée est celle de 9 V.

Caractéristiques maxima absolues

| | | |
|-------------------------------------|-------|-----------------------|
| V_s = tension d'alimentation | | 12 V |
| V_i = tension d'entrée | | - 0,5 à + V_s volts |
| I_o = Courant de pointe de sortie | | 2 A |
| T_{stg} = Température de stockage | | - 40 à + 150 °C |
| T_j = température de jonction | | 150 °C |

Il existe deux sortes de TBA 641 A, l'une désignée par TBA 641-A72 en boîtier plastique «quad in line» avec pièce de montage et le TBA 641 A 12 sans pièce de montage. Les broches sont à pliage alterné, ce qui facilite le soudage.

La figure 1 donne les dimensions du type A72 et la figure 2 celles du type A12. Toutes dimensions en millimètres.

A la figure 3, on indique le brochage. Sur ce dessin, le CI est vu de dessus ce qui correspond à la broche 1, en haut et à gauche du repère et la broche 14 à droite de celui-ci. Lorsque le CI est vu de dessous, la broche 1 sera, évidemment à droite du repère et la 14 à gauche.

Voici les branchements :

- Broche 1 : sortie du signal,
- Broche 2 : non connectée,
- Broche 3 : masse et - alimentation,
- Broche 4 : non connectée,
- Broche 5 : masse,
- Broche 6 : compensation,
- Broche 7 : entrée du signal,
- Broche 14 : + alimentation,
- Broche 13 : non connectée,
- Broche 12 : «bootstrap»,
- Broche 11 : non connectée,
- Broche 10 : découplage,
- Broche 9 : non connectée,
- Broche 8 : contre-réaction.

Le schéma intérieur de ce CI est donné par la figure 4.

Montage d'application, HP au + alimentation

Deux schémas seront donnés, l'un avec une des bornes du haut-parleur au + alimentation, l'autre avec une des bornes du haut-parleur à la masse.

Analysons d'abord le premier schéma, donné par la figure 5. Le signal d'entrée, provenant de la source de signaux (radio, phono, TV, ou sortie de préamplificateur correcteur) doit être appliqué au point 7. Entre la borne d'entrée et la source, il sera prudent de disposer un condensateur d'isolation de capacité suffisante, de un à plusieurs microfarads, par exemple 5 μ F.

Les points (ou broches) 3 et 5 sont mis à la ligne de masse à laquelle est relié également le négatif de l'alimentation. Le + de celle-ci est relié au point 14 tandis que le haut-parleur, de 4 Ω est connecté entre les points 12 et 14, réalisant ainsi le montage «bootstrap».

Un fort condensateur de 100 μ F/10 V (lorsque la tension d'alimentation est de 9 V) shunte la source d'alimentation. Un condensateur de 100 μ F/12 V service est préférable, pour plus de sécurité.

Entre le haut-parleur et le point 1 de sortie, il y a un condensateur de 1000 μ F/10 V. Les diverses corrections sont assurées par les condensateurs C_b , C_c connectés aux points 1 et 6 et par les condensateurs et résistances connectés aux points 8 (R_f et 100 μ F/6 V). Le découplage au point 10 est assuré par un condensateur de 100 μ F/6 V.

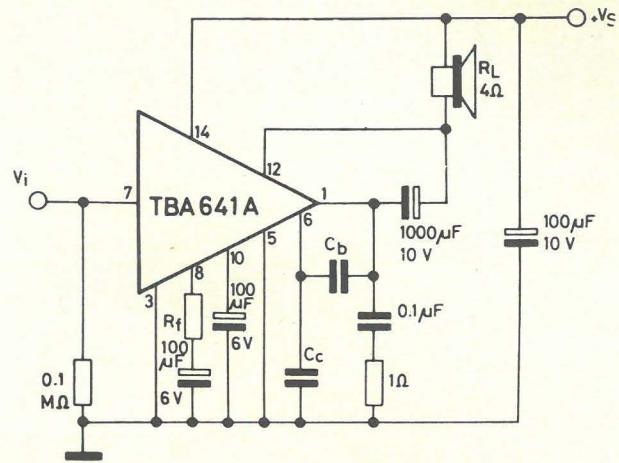


Figure 5

Détermination de R_f , C_b et C_c

Voici à la figure 6, deux courbes correspondant à deux largeurs de bande, $B=10$ kHz et $B=20$ kHz, représentant C_b en ordonnées en fonction de R_f en abscisses, la valeur de C_c étant toujours égale à $5 C_b$. Les condensateurs sont évalués en picofarads et la résistance en ohms.

Soit, par exemple, à obtenir une bande passante de 10 kHz, ce qui peut être suffisant dans la plupart des cas. On utilisera la courbe supérieure. Si l'on prend R_f égale à 40 Ω , on trouve $C_b=6 \cdot 10^2$ pF = 600 pF.

Ces valeurs ne sont pas critiques et des valeurs standard voisines conviendront aussi bien.

Si $C_b = 600$ pF, $C_c = 5 C_b = 3000$ pF (ou 3 nF). Le choix de R_f est déterminé par le gain de tension désiré, ce gain est indiqué par la courbe de la figure 7 qui donne en ordonnées G_v sous forme de rapport :

$$G_v = \frac{e_s}{e_c}$$

où e_s = tension de sortie sur 4 Ω et e_c = tension d'entrée au point 7. Si $R_f=40$ Ω comme dans l'exemple donné plus haut, le gain est de 90.

Remarquons que si l'on connaît la tension de sortie, celle-ci est liée à la puissance de sortie par la relation :

$$P_o = e_s^2 / R_L$$

dans laquelle P_o est mesurée en watts, e_s en volts et R_L en ohms, étant l'impédance du haut-parleur. Comme $R_L = 4$ Ω , si l'on prend $P_o = 2$ W par exemple, on obtient :

$$e_s^2 = 2 \cdot 4 = 8 \\ \text{donc } e_s = 2,82 \text{ V environ}$$

Si le gain de tension est de 90 fois comme dans le cas particulier considéré plus haut, la tension d'entrée e_c nécessaire pour obtenir 2 W à la sortie sera donnée par :

$$e_c = e_s / G_v \\ \text{ou } e_c = 2,82 / 90$$

ce qui donne pour l'entrée :

$$e_c = 0,031 \text{ V} = 31 \text{ mV,}$$

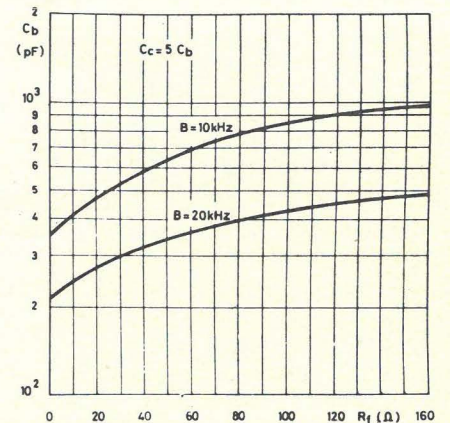


Figure 6

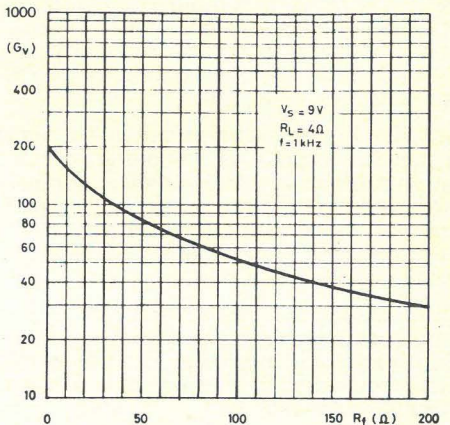


Figure 7

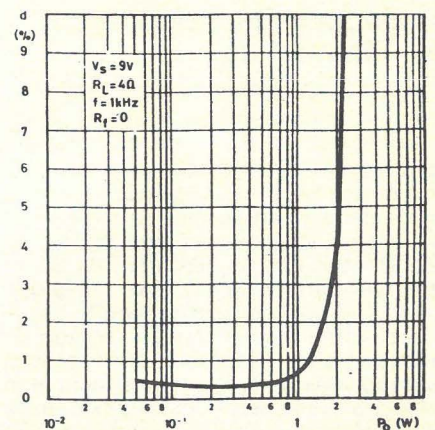


Figure 8

excellente valeur car le plupart des sources, telles que pick-up piézoélectriques ou céramiques ou sorties de détecteurs radio AM ou FM ou son TV, donnent une tension beaucoup plus élevée, de 0,5 V ou plus.

Il sera donc possible de disposer entre ces sources et l'entrée, un dispositif quelconque pouvant servir de réglage de tonalité par exemple (voir nos précédents articles pour ce genre de montages).

Puissance et distorsion

Voici à la **figure 8**, la puissance P_o en abscisses et la distorsion en ordonnées, évaluée en pourcentage.

On voit qu'à la fréquence de 1 kHz à laquelle on a fait les mesures, la distorsion est de l'ordre de 0,5 %, tant que la puissance supérieure à cette valeur qui d'ailleurs ne doit pas être dépassée avec ce circuit intégré. La courbe de la **figure 8** est valable avec une alimentation de 9 V et $R_f=0$, autrement dit (voir **figure 5**) le condensateur de $100\mu\text{F}/6\text{V}$, sera connecté entre masse et le point 8 et R_f supprimée.

La puissance de sortie dépend aussi de la charge de sortie R_L et de la tension d'alimentation V_s .

On peut voir sur la **figure 9**, deux courbes, l'une correspondant à $R_L=4\Omega$ et l'autre à $R_L=8\Omega$.

En ordonnées, on donne la puissance de sortie et en abscisses la tension d'alimentation V_s .

Soit, par exemple $V_s=9\text{V}$, $R_L=4\Omega$. Sur la courbe $R_L=4\Omega$ le point d'abscisse 4, a pour ordonnée 2,2 W. La puissance est moindre avec $R_L=8\Omega$.

Remarquons que les courbes de la **figure 9** ont été relevées dans les conditions suivantes : $R_f=0$, $f=1\text{kHz}$, $D=10\%$.

A la **figure 10** on donne le courant consommé en fonction de la puissance de sortie. Si cette dernière est de 2 W, le courant I_d atteint 320 mA, mais si $P=1\text{W}$, $I_d=240\text{mA}$. Une alimentation de 9 V/0,5 A ou plus est recommandée.

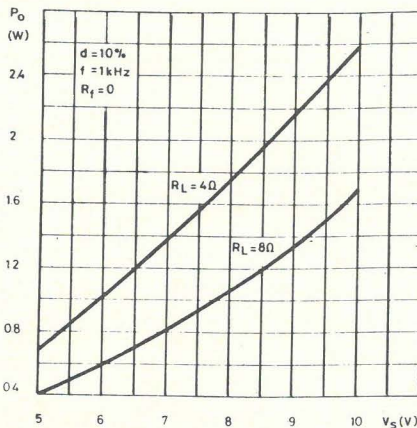


Figure 9

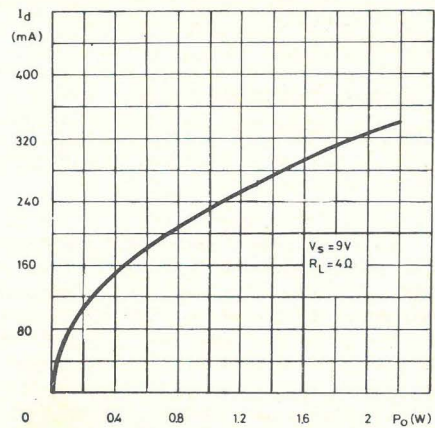


Figure 10

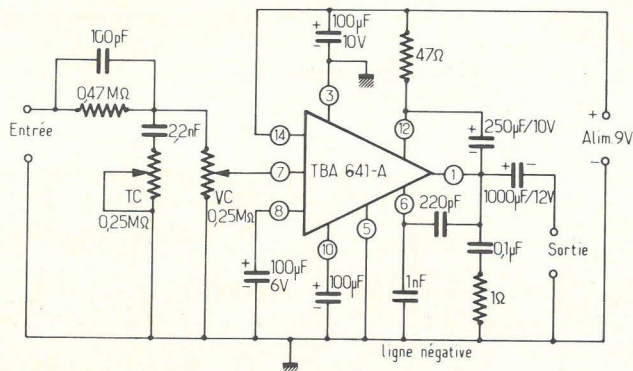


Figure 11

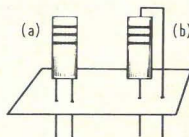


Figure 15

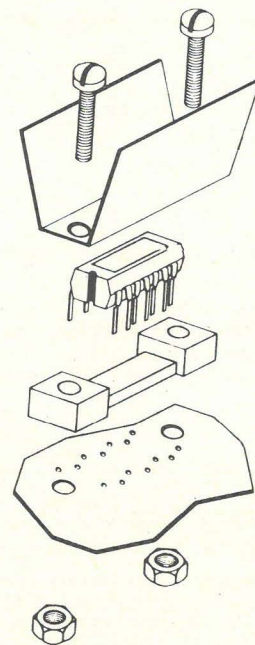


Figure 12

Deuxième schéma avec HP relié à la masse

Egalement avec un TBA 641 A, on pourra réaliser le montage de la **figure 11**, dans lequel une des bornes du haut-parleur de 4Ω est reliée à la masse et l'autre, au point de sortie 1 par l'intermédiaire d'un condensateur isolateur de $1000\mu\text{F}/10\text{V}$ (ou plutôt 12 V).

Avec les valeurs des éléments de ce schéma, cet amplificateur est particulièrement destiné à amplifier les signaux d'un PU piézo électrique ou céramique.

Remarquons le réseau adaptateur d'entrée, le réglage de volume et celui de tonalité (VC et TC).

Montage de l'amplificateur

Adoptons le type TBA 641 A 72 dont le boîtier est présenté à la **figure 1**.

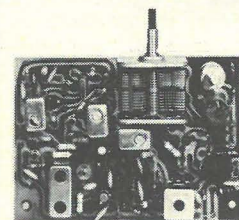
La construction de cet amplificateur est basée sur le mode de montage du CI. Celui-ci étant monté, les autres composants l'entoureront d'une manière rationnelle.

Voici à la **figure 12**, le détail du montage du TBA 641 A 72 sur une platine isolante :
 — en haut, le radiateur dont la résistance thermique doit être de 15°C par watt.
 — au-dessous : le circuit intégré. Sur le boîtier on remarquera une surface métallique qui transmettra au réalisateur la chaleur à dissiper.
 — au-dessous du CI, on voit la pièce sur laquelle reposera la face inférieure du boîtier.

— en bas, la face supérieure de la platine isolante percée des trous de passage des broches du circuit intégré.

Le tout s'assemble de la manière suivante :

MODULES MICS RADIO



*** ENSEMBLES PREVUS POUR REALISER DES RECEPTEURS 144 MHz OU DECA-METRIQUES DE GRANDES PERFORMANCES**

Classique :

Préampli 144 MOSFET - Convertisseur 144/28-30 - Mélangeur 28-30/1600 - Mélangeur 1600/455 - MF 455 kHz - Ampli BF : 2 W-12 V.

Moderne :

Convertisseur 144/9 MHz - MF 9 MHz BFO QZ-VFO - Synthétiseur 135/137, ultra-stable : *notre photo*.

Convenant en émission ou en réception.

* Platinas pré-réglées, prêtes à l'emploi.

Documentation sur demande c/3 timbres

MICS-RADIO S.A. - F 9 AF.

20 bis, avenue des Clairons
89000 AUXERRE - Tél. : 86/52.38.51

(Fermé le lundi - Congés annuels du 4 au 27 août)

1. Le CI est posé sur la pièce de fixation de manière à ce que les broches ne touchent pas cette pièce.

2. Ces deux éléments sont posés sur la face supérieure de la platine sur laquelle on a préparé les deux grands trous de passage des vis représentés en haut de la figure.

3. On enduira de graisse aux silicones la petite surface métallique des boîtiers et on posera sur celle-ci, le radiateur représenté en haut de la figure.

4. On fixera le tout avec les deux vis et les deux écrous sans trop les serrer. En tenant compte des dessins, on peut voir que le radiateur est réalisable avec une plaque de cuivre ou d'aluminium de 1 mm d'épaisseur, pliée deux fois. Chacun des trois plans sera par exemple un rectangle de 42 mm de longueur et de 25 mm de largeur. Les deux grands trous sont distants de 25,4 mm, cela est indiqué sur la figure 1. Plus le radiateur sera grand, meilleure sera la dissipation de chaleur d'où plus grande durée de vie du semi-conducteur si la puissance nécessaire est atteinte souvent.

Le CI étant monté, il est facile de déterminer les emplacements des autres composants. Voici, à titre d'exemple une disposition rationnelle des éléments du montage sur une platine imprimée, à réaliser soi-même (voir figures 13 et 14).

Construction

La platine isolante A B C D des figures 13 et 14 PEUT AVOIR LES DIMENSIONS SUIVANTES : AB=CD=115 mm et BC=AD=60 mm. Pour plus de facilité, on pourra aussi adopter de plus grandes

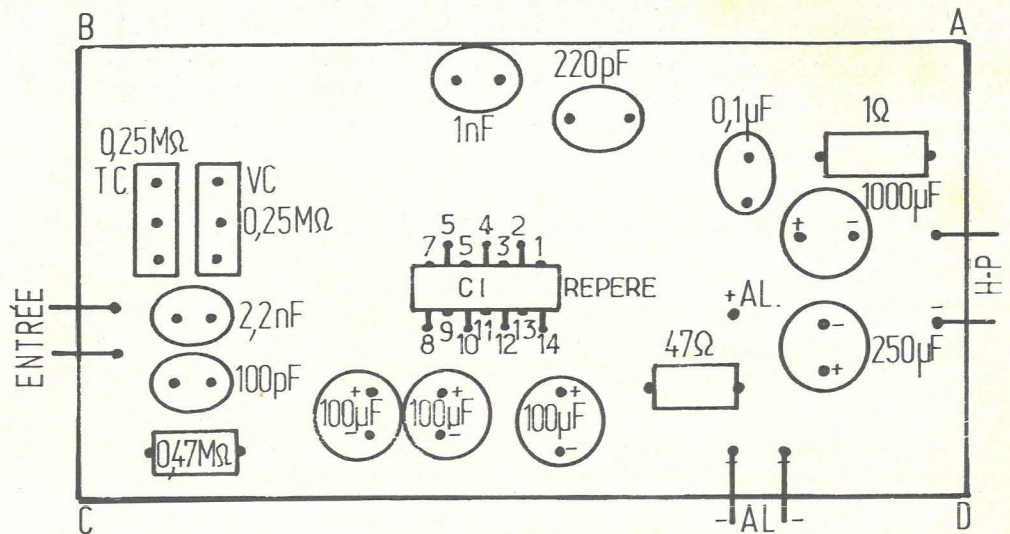


Figure 13

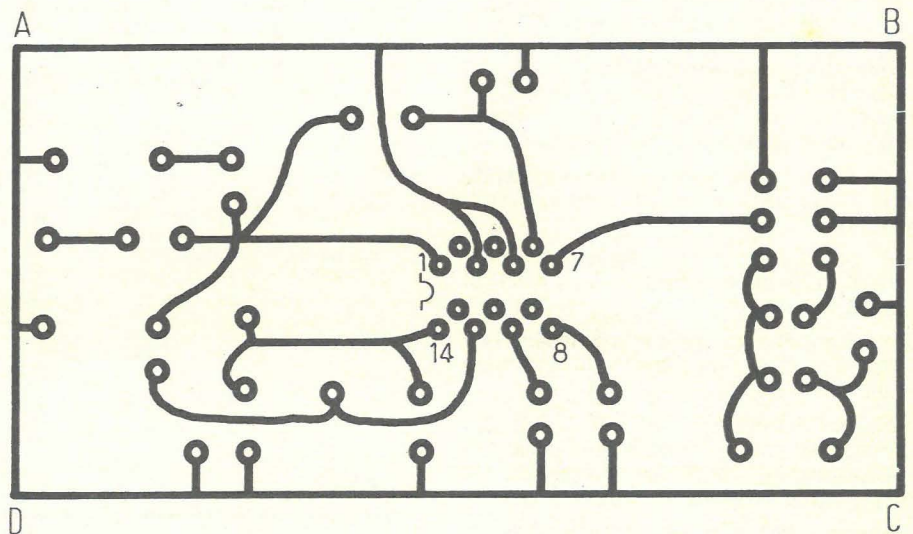


Figure 14

dimensions, par exemple 125 × 75 mm. Les emplacements des composants ne sont pas critiques et leurs dimensions dépendent des marques. Pour cette raison, la disposition des composants, indiquée à la figure 13 (face supérieure de la platine), est valable pour la plupart des composants actuels. On montera les condensateurs tubulaires, « debout » ce qui restreindra leur encombrement sur la platine. Le montage « debout » d'un composant est indiqué à la figure 15 dans les deux cas habituels : en (a) les deux fils sortent chacun à une extrémité.

Seules sont critiques les cotes correspondant au circuit intégré. On dessinera par conséquent, les emplacements exacts de broches et des deux vis de fixation du CI, puis, plus librement, les trous correspondant aux autres composants.

Remarquons aussi :

- deux bornes d'alimentation + et —,
- une borne — supplémentaire,
- deux bornes d'entrée,
- deux bornes HP,
- les points de branchement des potentiomètres qui seront disposés sur le panneau avant du coffret de l'amplificateur. Il

faudra trois fils pour le VC et un seul (celui allant au condensateur de 2,2 nF) pour le TC. Si ce dernier est monté, lui aussi, sur le panneau avant de l'appareil, seuls les trois fils de VC seront nécessaires.

Les bornes alimentation, entrée, HP, masse auxiliaire, pourront aussi être disposées sur le panneau avant et dans ce cas, elles seront connectées aux points correspondants de la platine. Les cotes du CI sont celles de la figure 1.

A la figure 14, on a représenté la face inférieure de la platine, celle sur laquelle apparaissent les connexions imprimées.

Ceux qui ne pourront pas fabriquer eux-mêmes cette platine imprimée, pourront réaliser le même montage sur une platine isolante. Ils perceront les trous indiqués sur les figures 13 et 14 et effectueront les connexions à l'aide de fils et soudures. La plupart des composants R et C ont des fils assez longs et ceux-ci pourront servir souvent comme fils de connexion. Quelques points-relais, seront matérialisés par des douilles ou fiches (pour les « bornes ») ou par des vis et écrous ou par des œillets métalliques.

(suite page 52)

ACHAT

de tous types de
résistances modernes

TOUTES QUANTITES

- RESISTANCES standards à couches
- RESISTANCES bobinées
- RESISTANCES vitrifiées

paiement comptant

RADIO-PRIM

6, allée Verte, 75011 PARIS

Tél. : 700-77-60

(5 lignes groupées)

Le schéma

Il est représenté à la **figure 1**. On peut voir immédiatement que le montage, dans son intégralité, n'est pas isolé du secteur. Un interrupteur I (couplé au potentiomètre de fréquence) met l'appareil sous tension. Un fusible de 0,5 A protège ce dernier. La tension du réseau est redressée par un doubleur de tension du type Latour qui permet d'obtenir environ 450 à 500 volts continus à sa sortie. Il faut alors séparer deux parties bien distinctes qui sont : l'alimentation de puissance du tube et la commande de ce dernier. Pour la partie puissance, il faut charger un condensateur branché aux bornes du tube à éclats de façon à emma-

gasiner une certaine quantité d'énergie pouvant être libérée brusquement lors de l'amorçage du tube.

Nous voyons que cette fonction est réalisée par un condensateur de $1\mu\text{F}$ chargé par une résistance de $200\Omega/1\text{W}$.

Pour que le tube à éclats s'amorce, il faut appliquer sur son électrode d'amorçage une impulsion à très haute tension qui va permettre l'ionisation du gaz se trouvant à l'intérieur du tube. On obtient cette impulsion au secondaire d'un transformateur. Il faut signaler une des particularités de ce montage, due à l'utilisation d'un transformateur de sortie B.F. pour ampli classe A à transistors : le TRS 20 Audax. Bien que prévu pour des tensions d'utilisation assez faibles, cet élément, après contrôle, s'avère très bien isolé pour l'application présente. L'avantage de ce choix est la facilité d'ap-

provisionnement, cet élément étant assez courant.

C'est le primaire de ce transformateur (dont l'impédance est de $1\,250\Omega$) qui alimente l'électrode d'amorçage du tube ; le primaire et le secondaire sont donc inversés pour cette utilisation.

Le secondaire (dont l'impédance est de $2,5\Omega$) va être traversé par une pointe de courant très brève, due à la décharge d'un condensateur de $0,1\mu\text{F}$ provoquée par l'amorçage d'un triac. La gâchette de ce dernier est commandée par un diac, l'association de ces deux éléments étant maintenant familière à nos lecteurs. La tension continue nécessaire à l'amorçage du diac est obtenue par le prélèvement d'une fraction de la tension présente aux bornes d'un des condensateurs du doubleur Latour (correspondant à la moitié de la tension

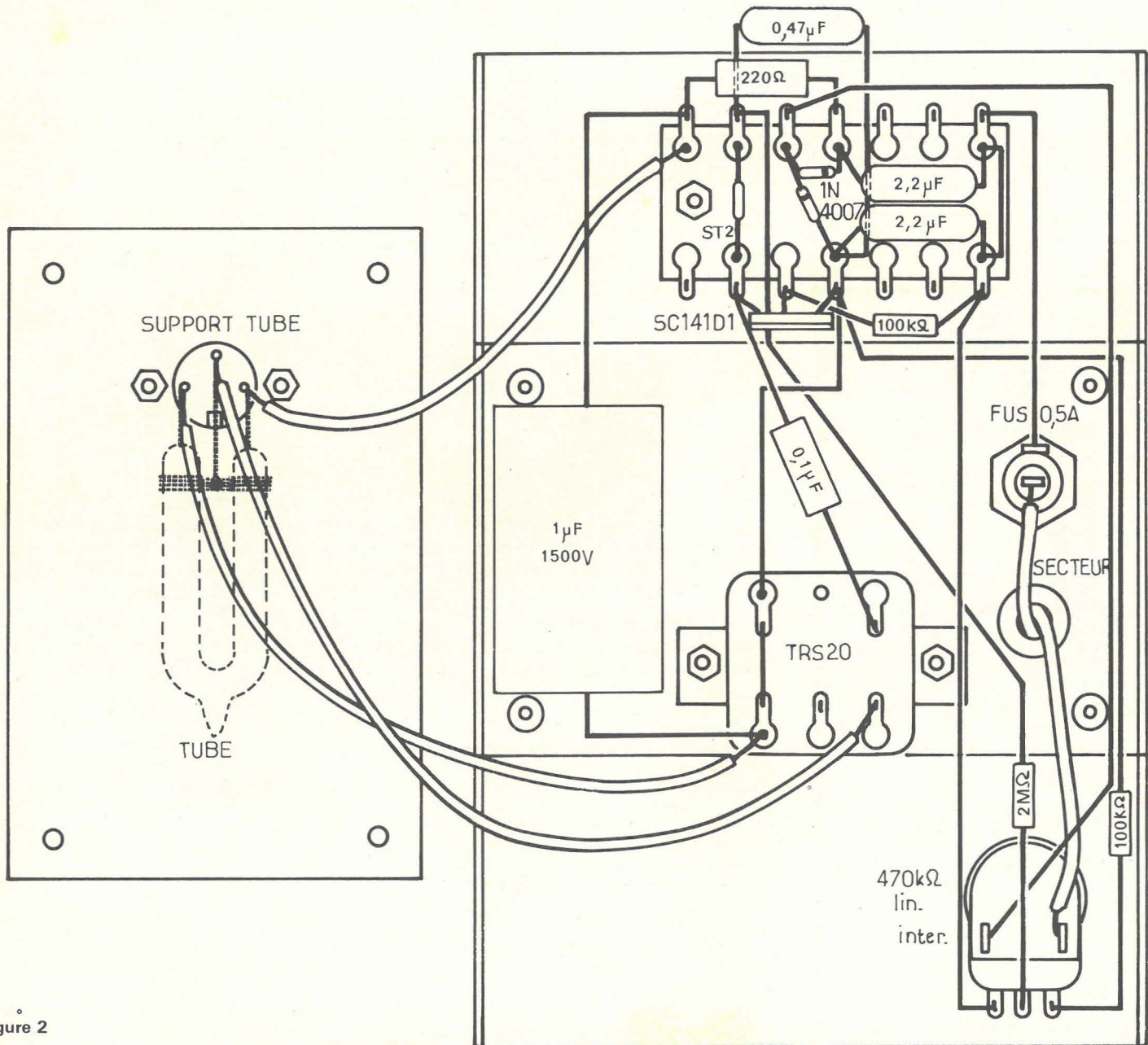


Figure 2

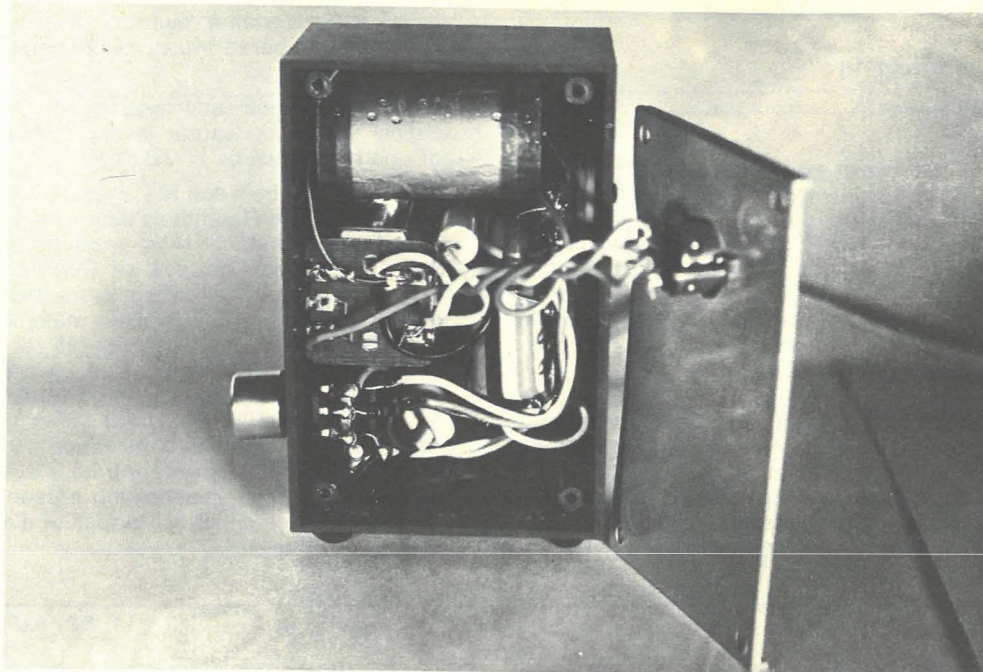
continue totale), ceci au moyen d'un potentiomètre de 470 k Ω . Une cellule de filtrage composée d'une résistance de 2 M Ω et d'un condensateur de 0,47 μ F intègre les variations de tension présentes aux bornes du potentiomètre en créant une constante de temps.

La variation obtenue permet une excursion de fréquence allant d'un hertz à une trentaine de hertz environ.

Réalisation

Ce stroboscope a été implanté dans un coffret en plastique TEKO type P/2. Sur la face avant se trouve la prise DIN 3 broches servant à connecter le tube à éclats, sur la face latérale gauche le potentiomètre de fréquence (couplé avec un interrupteur). L'entrée du secteur par un câble à deux conducteurs ainsi que le fusible ont été implantés sur la face arrière.

Le plan de câblage général de l'appareil est donné à la figure 2 qui est une vue éclatée du boîtier.



Signalons pour terminer que, dès la mise sous tension, l'appareil doit fonctionner sans problème. Aucun réglage n'est nécessaire. Si l'on désire obtenir une fréquence de travail plus faible, on pourra toujours

diminuer la valeur de la résistance talon de 100 k Ω en série dans le potentiomètre, mais ceci dans des proportions raisonnables.

Information : le signal-tracer ELC type ST733

Prix du
STROBOSCOPE
décrit ci-contre



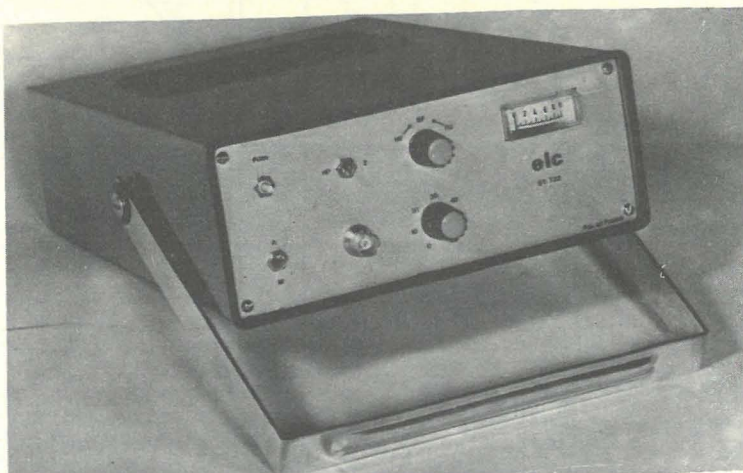
40 joules, 220 volts, vitesse réglable 1 Hz à 30 Hz **255 F**

J'achète tout chez
RADIO M.J.
*c'est un libre-service :
je gagne du temps*

19, rue Claude-Bernard - 75005 PARIS
Métro : Censier-Daubenton ou Gobelins

Téléphone: 587-08-92 - 587-27-52
331-95-14 - 331-47-89
C.C.P. PARIS 1532.67

Voir également notre Publicité page 7



CARACTERISTIQUES GENERALES

POSITION H.F.

Entrée sur FET procurant une impédance élevée : supérieure à 1 mégohm.
Grande sensibilité (supérieure à 10 mV).
Niveau réglable par potentiomètre.
Lecture du niveau sur galvanomètre.

Détection incorporée.
Contrôle de la qualité de son par amplificateur incorporé.

POSITION B.F.

Amplificateur de 2 W sensibilité 100 mV.
Possibilité de remplacer le H.P. par une impédance interne équivalente.

POSITION

Signal rectangulaire à 800 Hz disponible sur la douille B.N.C.
Amplitude réglable de 0 à 4 V c/c à vide.

ALIMENTATION

Par 3 piles plates de 4,5 V.
Entrée pour alimentation extérieure de 9 à 12 V.

DIMENSIONS

Hauteur 70 mm, largeur 180 mm, profondeur 293 mm, masse 1,900 kg sans piles.
Prix 406,50 F HT.
E.L.C. Siège Social : Barbanchon, Menthon-Saint-Bernard, 74290 Veyrier-du-Lac

les antiparasites

● leur classification

● les brouillages

Introduction

Les principaux ennemis des appareils électroniques sont évidemment les parasites de toutes sortes, dont une grande partie est engendrée par d'autres appareils, électroniques ou électriques.

L'analogie avec ce qui se passe dans la nature est partielle. En particulier, il n'est généralement pas possible de détruire l'élément provocateur des parasites ou les parasites eux-mêmes, solution qui, de toute évidence, serait parfaite si elle pouvait être mise en œuvre en électronique.

Dans la majorité des cas, on est obligé de rechercher un moyen empêchant le signal parasite de pénétrer dans les dispositifs électroniques susceptibles d'être troublés par son introduction.

Ce mode de barrage n'est efficace que si les signaux parasites présentent certaines différences avec les signaux utiles, c'est-à-dire les signaux présents dans les appareils électroniques considérés.

Voici un exemple qui illustrera cette remarque. Un radiorécepteur capte une émission qui se caractérise, au point de vue qui nous intéresse ici, par :

1. sa fréquence F_1 ,
2. l'orientation x° de l'émetteur,
3. le mode M_1 de modulation du signal de l'émetteur.

Un parasite de même nature peut troubler la réception. Il se caractérise par un signal provenant d'un autre émetteur de fréquence f_2 , d'orientation y° et à modulation M_2 (M_1 et M_2 désignant une des deux sortes de modulations usuelles AM et FM).

Si les trois caractéristiques sont identiques :

$$\begin{aligned} f_2 &= f_1 \\ x^\circ &= y^\circ \\ M_2 &= M_1 \end{aligned}$$

par exemple $f_2 = f_1 = 825 \text{ kHz}$, $x^\circ = y^\circ$ par rapport à une orientation de référence et $M_2 = M_1 =$ modulation d'amplitude, le cas est « désespéré ».

La solution parfaite étant impossible, il faut que l'utilisateur ait un moyen de pression sur le perturbateur pour qu'il modifie une ou plusieurs de ses caractéristiques.

Si toutefois, une des trois caractéristiques mentionnées plus haut est différente dans les deux émissions, un dispositif antiparasite peut être conçu.

Ainsi, si f_2 et f_1 sont voisines et non identiques, le montage d'un éliminateur accordé sur f_2 empêchera dans une certaine mesure le signal à la fréquence f_2 de pénétrer dans le récepteur accordé sur f_1 (figure 1).

Si l'orientation des émetteurs est différente, par exemple $x^\circ = 30^\circ$ et $y^\circ = 25^\circ$, la solution consiste à adopter un capteur d'ondes (antenne ou cadre) très directif permettant de ne pas recevoir l'émission parasite et de recevoir celle désirée. Ce mode d'élimination sera précisé plus loin.

Enfin, si l'une des émissions est à AM et l'autre à FM, on établira le récepteur avec un très grand soin pour qu'il lui soit impossible (ou très difficile) de recevoir une émission de modulation « adverse ». Ainsi un récepteur à modulation de fréquence peut être muni d'antiparasites pour signaux AM. Si au lieu d'une différence, il y en avait deux ou même trois, l'élimination de l'émission parasite serait encore plus aisée. Très heureusement, dans la plupart des cas, l'influence des parasites peut être supprimée ou diminuée suffisamment pour que l'appareil électronique puisse fonc-

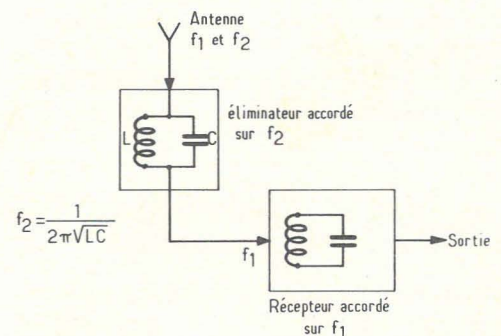


Figure 1

tionner d'une manière acceptable, ce qui permet à l'électronique et aux électroniciens de vivre et prospérer !

Il faut citer aussi deux autres moyens, non techniques, pour éliminer l'influence des parasites ou les parasites eux-mêmes. Lorsque le signal parasite est émis d'une manière opposée à la loi, le recours à l'administration est possible, mais pas toujours suivi de succès. Le deuxième moyen est peu courageux mais parfaitement efficace. C'est le déplacement de l'utilisateur perturbé. Il s'installera ailleurs, où le parasite qui le gênait est inexistant ou très faible ; ce procédé peut être adopté parfois sans être obligé de changer de domicile, en changeant tout simplement l'emplacement de l'antenne.

En réalité, le problème des antiparasites, permet trois sortes de solutions :

1. élimination totale ou largement suffisante,
2. élimination partielle tolérable,
3. impossibilité d'élimination d'où recours aux moyens dits « désespérés » : justice, administration, déplacement.

CLASSIFICATION DES PARASITES

La définition du mot parasite s'impose, avant tout essai de classification.

Dans son sens le plus général, est parasite tout élément pouvant perturber le fonctionnement d'un appareil électronique. En adoptant cette définition, le sujet à traiter prend des dimensions trop importantes. En effet, dans certains pays tropicaux les insectes, la chaleur, l'humidité sont des parasites perturbateurs d'un appareil électronique. Nous limiterons la notion de parasite à celle des signaux électriques gênants.

Dans ce cas, il s'agira de toutes sortes de signaux, pourvu qu'ils soient électriques (donc «électroniques») quelle que soit la manière dont ils influencent ou pénètrent dans l'appareil considéré.

Voici quatre catégories importantes de parasites :

Catégorie 1 : parasites captés par le collecteur d'ondes, provenant principalement des émetteurs.

Catégorie 2 : parasites dits industriels.

Catégorie 3 : parasites dus à des imperfections ou défauts accidentels des récepteurs considérés.

Catégorie 4 : parasites atmosphériques (figure 2).

Catégorie 1 : parasites dus à des émissions indésirables

Dans cette catégorie entrent de nombreuses sortes de parasites. Voici les plus importantes :

a) émetteurs parfaitement en règle mais que l'on ne désire pas recevoir en même temps que l'émetteur, choisi à un certain moment.

b) émetteurs de nature différente par exemple émetteurs d'amateurs, walkie-talkies, émetteurs spéciaux tels que ceux de certaines administrations (police, ambassade, aviation, etc.).

c) signaux parasites provenant des récepteurs voisins dont l'antenne émet les signaux des oscillateurs. Ces parasites peuvent aussi provenir d'un autre appareil du même utilisateur fonctionnant en même temps, notamment un téléviseur (figure 3).

Catégorie 2 : parasites industriels

Le plus souvent, ce sont les seuls pris en considération dans la technique des antiparasites car ce sont, dans de nombreux cas des parasites les plus gênants.

Certains parasites industriels se propagent par les ondes, comme les signaux radio ou TV.

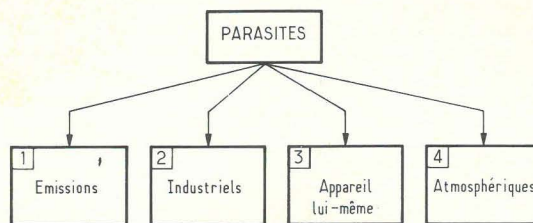


Figure 2

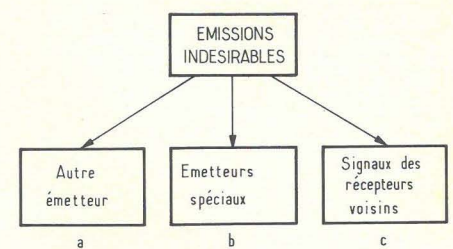


Figure 3

D'autres se propagent par les fils du secteur. Toute une technique des antiparasites a été mise au point par des sociétés spécialisées en la matière. Dans ce domaine, on propose quantité de dispositifs de toutes sortes : bobinages, condensateurs, blindages etc. dont l'efficacité est très grande dans certains cas mais, malheureusement pas dans tous.

Catégorie 3 : parasites intérieurs à l'appareil

Si l'appareil est mal construit, de mauvaises soudures, des faux contacts provoqueront des parasites tels que claquements, crépitements, etc.

Si l'appareil est mal conçu on constatera :

a) du souffle (dit aussi bruit en radio).

b) des perturbations visuelles (téléviseurs, oscilloscopes et tous appareils à affichage visuel).

Catégorie 4 : parasites atmosphériques

Les parasites sont des signaux électriques propagés sous forme d'ondes, captés par l'antenne, le cadre et même directement par les circuits des appareils.

Il est évident que les sources de ces parasites sont hors de notre portée. On peut atténuer ce genre de parasites par une modification du collecteur d'ondes, par exemple, cadre au lieu d'antenne, antenne plus directive, blindage de l'appareil ou de certaines parties pouvant capter directement ces parasites. Remarquons que les parasites atmosphériques sont exceptionnels dans nos régions.

Comme il s'agit de n'importe quel appareil électronique, ceux qui ne sont pas munis d'antenne ou de cadre, comme par exemple certains appareils de mesure, des calculatrices, des amplificateurs, des enregistreurs etc., ces appareils pourront être mis intégralement à l'abri des parasites atmosphériques par blindage approprié, mise à la terre, isolation du secteur, alimentation par batterie etc.

On a pu voir ainsi, quelles sont les principales sources de parasites et il y en a d'autres. Nous avons également donné quelques indications sur les remèdes possibles.

Nous reprendrons maintenant l'étude, d'une manière plus détaillée. Il sera question surtout des **antiparasites**. Leurs choix seront évidemment, dépendants de la nature des parasites et de leur mode de propagation jusqu'à l'appareil à protéger, du genre d'appareil et aussi des moyens dont dispose l'utilisateur car tout ce qui est possible, n'est pas à la portée de toutes les bourses. Beaucoup d'utilisateurs n'auront pas les moyens de modifier leur installation, de faire les frais des dispositifs de blindage, d'entamer des procès ou de déménager.

Dans la plupart des cas, toutefois, l'antiparasitage est peu coûteux et facile à établir, ce qui justifie la présente étude, d'autant plus que ce problème est rarement traité.

ANTIPARASITAGES CONTRE LES EMISSIONS INDESIRABLES

Considérons le cas où il n'y a rien à faire pour supprimer les parasites à la source.

Lorsque les deux émissions sont de la même nature et, comme on l'a précisé plus haut, elles présentent une seule caractéristique différente, on mettra en œuvre le dispositif antiparasite qui s'impose logiquement à l'esprit.

Voici d'abord le cas où les orientations sont différentes. A la figure 4, on montre deux émetteurs E_1 et E_2 , et un capteur d'ondes d'un récepteur R, celui de l'utilisateur considéré. Une antenne A_1 directive est utilisée par le récepteur, par exemple une antenne Yagi.

Si l'antenne utilisée normalement n'était pas directive, par exemple une antenne omnidirectionnelle ou une antenne à faible directivité, on la remplacera par une antenne directive.

Rappelons que si l'antenne est du type Yagi, le maximum de puissance sera capté si le bras de l'antenne est orienté dans la direction E_1R (émetteur-récepteur). Dans ces conditions, la position à adopter pour obtenir ce résultat serait la position A_1 dans laquelle les éléments de l'antenne sont les directeurs, le radiateur et le réflecteur (voir figure 2).

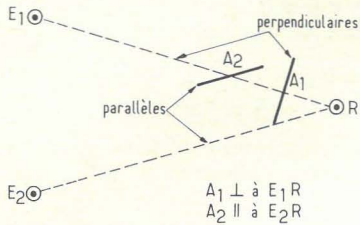


Figure 4

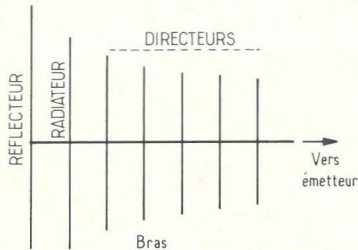


Figure 5

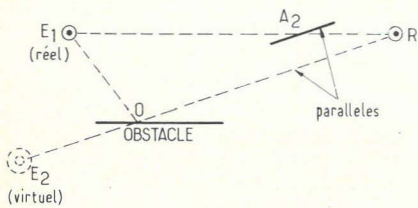


Figure 6

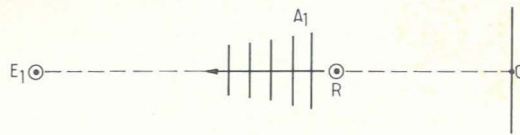


Figure 7

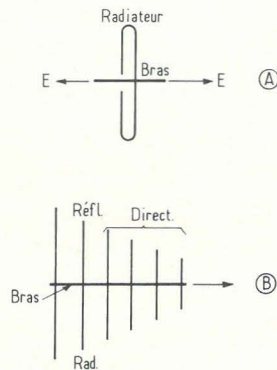


Figure 8

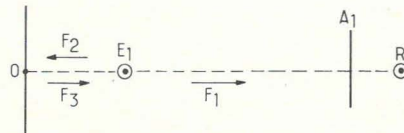


Figure 9

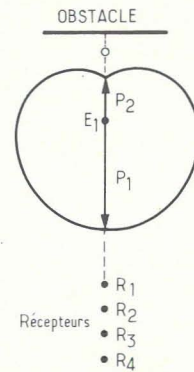


Figure 10

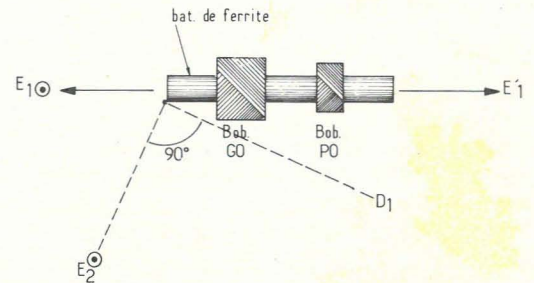


Figure 11

POUR LES MODELISTES PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION

Nouveau modèle



Indispensable pour tous travaux délicats
sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision: percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 volts.

Prix (franco: 85,00) **82,00**

Autre modèle, plus puissant avec un jeu de 30 outils (franco 128,00) **125,00**

Supplément facultatif pour ces 2 modèles:
Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) **35,00**
Flexible avec mandrin **31,00**
Notice contre enveloppe timbrée.

Exceptionnel: Moteur FUJI 0,8 cc (valeur 65 F) **34,90**

● LES CAHIERS de RADIOMODELISME

Construction par l'image de A à Z (36 pages):

D'un avion radiocommandé **10,00**

D'un bateau radiocommandé **10,00**

● INITIATION A LA RADIOCOMMANDE **10,00**

● L'ELECTRICITE AU SERVICE DU MODELISME (à nouveau disponible).

Tome 1 (fco 17,00) **14,00**

Unique en France et à des prix compétitifs

Toutes Pièces Détachées MECCANO et

MECCANO-ELEC en stock

(liste avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT

(Avion - Bateau - Auto - Train - R/C)

— Catalogue: franco 5 F en timbres —

CENTRAL - TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS

Métro: Sentier - C.C.P. LA SOURCE 31.856.95

Ouvert du lundi au samedi

de 9 h à 19 h.

En l'absence de tout émetteur perturbateur E_2 , l'orientation A_1 est la meilleure.

S'il y a un émetteur de direction E_2 R, les éléments de l'antenne devront être en position A_2 , autrement dit, les réflecteurs, radiateurs et directeurs seront parallèles à la direction E_2 R.

Dans ce cas, le minimum de puissance du signal E_2 sera capté par l'antenne tandis que le signal utile provenant de E_1 sera capté, moins bien qu'en position A_1 , mais d'une manière encore satisfaisante. On devra augmenter l'amplification de l'appareil pour compenser la diminution de la puissance captée.

Ce remède s'applique en télévision, notamment si les deux émetteurs ont les mêmes caractéristiques, mais des orientations différentes, par exemple les émetteurs VHF de Paris et Lille.

On pourra aussi diminuer certains échos. En effet, un écho est une émission identique à l'émission normale mais se produisant par réflexion des ondes de l'émetteur due à un obstacle O, par exemple un édifice très haut comme une tour, et disposé de façon à réfléchir les ondes vers R, selon la direction OR.

Ce cas se ramène par conséquent au précédent, car tout se passe comme dans le cas d'un émetteur perturbateur E_2 se trouvant sur la droite OR.

Le remède est alors dans l'orientation A_2 de l'antenne de réception comme dans le

cas de la figure 4. Un autre cas d'écho est dans la disposition de la figure 7. L'émetteur utile E_1 , le récepteur R et l'obstacle O en ligne et, heureusement, le récepteur R est entre l'émetteur et l'obstacle réflecteur.

L'antenne est bidirectionnelle comme celle de la figure 8 A. Elle reçoit aussi bien de droite que de gauche. Elle devra être remplacée par une antenne directionnelle comme celle de la figure 8 B, représentée par A_1 , figure 7.

Avec une antenne de ce genre, tout signal, provenant de O ou de tout autre point situé sur la demi-droite RO sera éliminé ou fortement atténué. Le cas « désespéré » est celui de la figure 9 où l'obstacle O se trouve derrière l'émetteur utile. Les ondes se propagent dans le sens F_1 ce qui est bien, mais aussi en sens opposé F_2 , puis par réflexion selon F_3 . Cette onde réfléchie est captée par l'antenne A_1 et il n'y a rien à faire, c'est le cas d'un grand nombre d'habitants des villes où il y a des tours et des émetteurs. Par contre, le poste d'émission peut diminuer sa puissance dans la direction de l'obstacle comme le montre la figure 10, qui donne un diagramme de la puissance de l'émetteur dans toutes les directions. Ainsi, dans la direction E_1 O, la puissance P_2 est, par exemple trois ou quatre fois plus faible que dans les autres directions. De ce fait, le signal écho sera affaibli et, par conséquent moins gênant.

Les habitants de l'immeuble-tour ne

seront pas privés d'émission, car étant proches de l'émetteur, la puissance réduite reçue sera suffisante. Par contre, ceux situés derrière l'obstacle seront à plaindre, car quelques-uns d'entre eux ne recevront rien si une antenne de réémission n'est pas installée sur la tour.

PARASITES SUR RADIORECEPTEURS

Dans la même catégorie : parasites dus à deux émissions analogues dont l'une est à éliminer, les troubles se produisent le plus souvent lorsque l'émission perturbatrice est de fréquence très voisine de celle utile, par exemple, f_2 est peu différente de 10 kHz de la fréquence de l'émission à recevoir, F_1 .

Les remèdes sont de trois sortes, utilisables ensemble ou séparément.

Premier remède : action du collecteur d'ondes. Dans le cas des récepteurs radio type « grand public » (PO-GO-OC) les antennes sont ni accordées ni directives mais les cadres le sont, du moins en PO et GO.

De ce fait, l'orientation du cadre directif peut éliminer ou atténuer le signal indésirable.

A la **figure 11**, on montre l'aspect d'un cadre réalisé en faibles dimensions, avec un bâtonnet de ferrite sur lequel on a enfilé les bobines d'accord PO et GO, généralement en nid d'abeilles.

La direction privilégiée d'un cadre de ce genre est celle où le bâtonnet est orienté vers l'émetteur. Il y a par conséquent deux orientations de sens opposés. Le cadre recevra les émetteurs tels que E_1 et les émetteurs tels que E'_1 .

Soit E_1 l'émetteur utile c'est-à-dire désiré et E_2 l'émetteur qui trouble la réception. En orientant le cadre selon D_1 , le bâtonnet sera perpendiculaire à la direction E_2 donc la réception de celui-ci, nulle ou très faible. Par contre E_1 sera reçu car le bâtonnet n'est pas perpendiculaire à sa direction.

Les cadres de ce genre sont assez simples au point de vue de leur construction.

Pour des meilleures directivités donc des éliminations plus efficaces, il existe des cadres blindés qui seront étudiés dans un autre article.

M. LEONARD

MODEL'RADIO

83, RUE DE LA LIBERATION
45200 MONTARGIS

Téléphone : (38) 85-36-50
(Fermé dimanche et lundi)

• TELECOMMANDES MODELES REDUITS

Avion - Bateau - Auto - Moto
Dépositaire TENCO - GRAUPNER

• TOUS LES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Tubes - Transistors - Circuits
imprimés, etc.

• KITS - AMTRON -

• CHAINES HI-FI - MERLAUD -

montées et en « Kits ».

• Installation, réparation de RADIOTELEPHONES

Amplificateurs à circuits intégrés

(suite de la page 32)

| Paramètre | Conditions d'essai | Min. | Typ. | Max. | Unité |
|--|--|------|------|------|------------|
| V_0 Tension de repos au point 1 | | 4 | 4,5 | 5 | V |
| I_1 Courant total de repos | $P_0 = 0$ | — | 8 | 18 | mA |
| I_1 Courant de repos transistors finals | $P_0 = 0$ | — | 6 | — | mA |
| I_1 Courant normal | $P_0 = 2,2 W$ | — | 340 | — | mA |
| I_b Courant point 7 | | — | 100 | — | nA |
| P_0 Puissance de sortie | $d = 10\%$ $f = 1 kHz$ $G_v = 46 dB$ | 1,8 | 2,2 | — | W |
| R_f' Résistance interne de contre-réaction | voir Figure 4 | — | 7 | — | k Ω |
| R_i' Résistance interne de contre-réaction | voir Figure 4 | — | 35 | — | Ω |
| Z_i Impédance d'entrée | $f = 1 kHz$ $G_v = 46 dB$ | — | 3 | — | M Ω |
| d Distorsion | $f = 1 kHz$ $G_v = 46 dB$ $P_0 = 5 mW$ $P_0 = 1 W$ | — | 0,6 | — | % |
| G_v Gain de tension (en décibels) | $R_f = 0$ | — | 46 | — | dB |
| N Bruit d'entrée | $R_s = 22 K\Omega$ $B = 10 kHz$ | — | 2,5 | — | μV |

Bien faire attention aux opérations suivantes :

1. montage du CI,

2. montage des électrochimiques qui ont un point + et un point —, indiqués sur les **figures 11, 13 et 14**. Des tensions de service de 10 % ou même 15 % supérieures à celles indiquées sont admissibles mais pas plus.

D'autres amplificateurs seront décrits par la suite.

Voici les caractéristiques électriques d'emploi normal du circuit TBA 641 A.

Caractéristiques électriques.
($T_{amb} = 25^\circ C$, $V_s = 9 V$, $R_L = 4 \Omega$ sauf indication différente).

Référence : document Ates - SGS Adresse à Paris : 17, av. de Choisy Paris 75643 Immeuble Palatino.

PETITE ANNONCE

POUR SEPTEMBRE, RECHERCHONS :

Vendeur-Magasinier connaissant composants radio, électronique. Libéré service militaire. Emploi stable. PERLOR-RADIO, 25, rue Hérold, 75001 Paris. Tél. : 236-65-50.



appliquée aux circuits imprimés

le choix d'un révélateur

E — Assez rigolé ! Tu m'as seriné des tas de choses autour du développement, des appareils, des posemètres, des cuves, des thermomètres... que sais-je encore. Ce n'était pas toujours idiot, remarque, mais tu ne crois pas qu'il est vraiment temps de développer quelque chose ?

M — Je suis parfaitement de ton avis. Mais qu'est-ce que tu crois au juste que tu vas développer ?

E — Admirable question ! Mais, un film, pardi !

M — Erreur, Erreur, jeune homme ! Ce que tu vas développer, c'est une image sur ce film...

E — Je t'ai déjà demandé, je crois, de ne pas exercer ta pédanterie à mes dépens ! Quand je dis un film, c'est l'évidence même que j'entends par là l'image qui se trouve sur ce film !

M — Quand tu dis que tu sous-entends qu'il y a une image sur ce film, c'est que probablement tu ne t'es jamais posé la question de savoir comment il se fait qu'il y a une image en puissance sur ce film que tu vas développer...

E — Eh, ma foi, oui ! Je ne me le suis jamais demandé. Mais c'est parce que c'est tout à fait évident. Je mets le film dans mon appareil, j'appuie sur le déclencheur : j'ai une image en puissance sur mon film... ça s'arrête là !

M — Ça se défend, ce que tu me dis là ! Mais si tu as l'intention de développer tes films toi-même, tu as intérêt à avoir une idée un peu plus précise sur ce qui se passe à l'intérieur de l'émulsion lorsque tu photographies.

E — Oh, tu sais, de ne pas savoir exactement ce qui se passe aux interfaces d'un transistor ne m'empêche pas de les utiliser correctement !

M — Rassure-toi ! Il ne s'agit pas d'aller aussi loin dans le détail. Mais tu avoueras que des notions des lois de l'électricité et de l'électronique te sont tout de même indispensables, sinon pour créer un circuit, du moins pour comprendre un schéma.

E — C'est bon ! Parle-moi de ta photochimie... puisque tel est mon destin...

M — Allons-y.

D'abord, cette image en puissance, que nous allons appeler par son nom, l'image virtuelle, comment se fait-il qu'elle existe ?

E — Oui, comment se fait-il ?

M — Considère un peu l'émulsion photographique. Elle est composée essentiellement de tout petits cristaux de bromure d'argent dispersés dans de la gélatine. Or, les sels d'argent sont photosensibles. C'est-à-dire que, si on les expose assez longtemps à la lumière, ils noircissent en se décomposant et en donnant naissance à de l'argent métallique.

E — Sans avoir à les développer ?

M — Parfaitement. Et, à l'aube de la photo, on utilisait couramment des papiers à noircissement direct qu'on soumettait à l'action du soleil sous un négatif.

E — Mais, dans un appareil photo, à ce qu'il me semble, le film n'est pas soumis à suffisamment de lumière pour avoir un noircissement quelconque.

M — C'est très juste.

E — Alors, qu'est-ce qui se passe ?

M — Il se passe ceci que lorsqu'un photon vient percuter un cristal de bromure d'argent, il crée une décomposition locale du bromure qui résulte en une particule d'argent extrêmement petite, et qui va constituer ce qu'on appelle un germe. Et c'est l'ensemble de ces germes qui va former l'image virtuelle.

E — Si j'ai bien compris, ces germes sont autant de défauts dans les cristaux de bromure. Par conséquent, on ne peut pas encore la voir, cette image... A l'œil nu, bien sûr...

M — C'est cela même. Le problème est donc maintenant de rendre visible cette image. Pour développer donc cette image, on met l'émulsion en présence d'un corps, le développeur, qui a la propriété, dans des conditions bien déterminées, de réduire le bromure en argent métallique.

E — Proportionnellement à la quantité de lumière reçue, j'imagine ?

M — Justement pas ! Si on laisse un film, même non exposé à la lumière, suffisamment longtemps dans un révélateur quel qu'il soit, il noircit complètement.

E — Je ne comprends plus ! Comment se fait-il alors qu'on obtienne cette décomposition modulée qui forme l'image photographique ?

M — C'est là qu'interviennent les germes de l'image virtuelle. La décomposition du bromure d'argent par le révélateur n'est pas instantanée. Elle se déroule à une vitesse plus ou moins grande selon divers critères. Mais, de toutes façons, elle commence toujours par ces défauts du cristal que sont les germes et se propage dans le cristal à partir de là à une vitesse bien déterminée, comme je viens de te le dire.

E — Par conséquent, plus il y a de germes dans un cristal, plus vite il est transformé en argent métallique ?

M — Bravo ! En plein dans le mille ! Tu commences donc à voir quel est le problème du développement : savoir à quel moment la décomposition du bromure est assez avancée pour que l'argent (noir) déposé, représente correctement l'image de ce qu'on a photographié. C'est-à-dire arriver à une densité convenable et à un contraste correct. D'ailleurs, on voit bien aussi quelle devra être la suite des opérations : d'abord, arrêter l'action du révélateur et ensuite, éliminer ce qui reste de bromure d'argent.

E — Bon, laisse-moi essayer de résumer le schéma. A la prise de vue, j'expose le film et les parties claires du sujet envoient beaucoup de lumière sur la pellicule et les parties sombres peu de lumière. En conséquence, pendant le temps que passe la pellicule dans le révélateur, le bromure se transforme en argent au prorata des germes présents. Au bout d'un certain temps, la densité est bonne et il faut arrêter le développement...

M — Non, en réalité, c'est quand le contraste atteint une bonne valeur qu'il faut arrêter. La bonne densité résulte à ce moment d'une pose exacte lors de la prise de vues.

E — Comment ? Si le noircissement se fait au prorata des germes présents, je ne vois pas comment le contraste peut être modifié par le temps que dure le développement.

M — C'est que la vitesse à laquelle se développent les grains très posés n'est pas la même que celle des grains ayant reçu une faible quantité de lumière. Pour simplifier, disons qu'au fur et à mesure que les germes se développent et qu'il se dépose dessus de nouvelles quantités d'argent, ce nouvel argent sert en quelque sorte de nou-

veau germe, d'où foisonnement d'autant plus grand qu'il y a plus d'argent. En d'autres termes, les parties noires du cliché deviennent (avec le temps) d'autant plus noires qu'elles sont plus noires pour commencer. L'écart de densité entre les parties claires et les parties sombres va croissant avec le temps, d'où augmentation du contraste.

E — Vu. C'est donc uniquement une question de temps. Je croyais pourtant que la température... On m'a toujours sussuré qu'avec une température plus élevée, on avait des résultats beaucoup plus contrastés...

M — Le problème est très mal posé, de cette manière. En fait, une augmentation de la température ne fait qu'accélérer toutes les vitesses de réaction, celles des parties denses, comme celles des parties claires. Par conséquent, si on prend les temps conseillés pour un révélateur donné et qui se rapportent en général à une température de 20 °C et qu'on conserve ces temps, tout en opérant, par exemple, à 24 °C, tout se passe comme si on avait développé à 20 °C mais en prolongeant le temps de développement de 25 % environ. Alors là, oui, le contraste est considérablement augmenté.

E — Alors, que faut-il faire ? Diminuer le temps de développement en fonction de la température ?

M — Parfaitement raisonné.

E — Mais alors, comment savoir de combien il faut augmenter ou diminuer ?

M — Ah ! Mauvais élève ! Je te l'avais déjà dit le mois passé. Enfin ! Je te le redis encore une fois, parce que c'est bien pratique : Pour chaque degré centigrade de différence, on augmente (ou on diminue) de trois secondes par minute (soit 5 %, si tu préfères) du temps de référence.

E — Ah oui, j'y suis maintenant : à condition d'opérer entre 15 °C et 25 °C.

Mais j'aimerais ici te poser une petite question, que j'espère tu ne trouveras pas indiscret. Est-ce que tout cela ne nous éloigne pas un peu de mes chers circuits imprimés ?

M — Pas le moins du monde, au contraire. Tu verras que l'exécution photographique de circuits imprimés passe justement par la connaissance de notions telles que le contraste, la netteté, etc. En d'autres mots, par la connaissance du développement et de la prise de vue...

E — Tu me rassures.

M — Revenons à nos moutons.

E — C'est-à-dire au développement ? Là, j'ai une autre question. Tu m'as parlé du contraste qui augmente avec le temps ; qu'est-ce qui se passe alors lorsqu'on pousse un film ?

M — Ah ! je suis bien content que tu m'en parles. Parler de pousser un film, c'est parler d'abord de la sensibilité d'un film. Lorsqu'on a passé en revue les films, si tu te souviens, je t'avais dit que la rapidité effective d'un film dépendait de la nature du révélateur utilisé. Reprenons l'exemple du film Tri X de Kodak. Sur l'emballage on trouve comme indication de la sensibilité 400 ASA. Développons ce film dans les révélateurs suivants : Microdol X, D. 76, Promicrol, Acufine et Diafine. On trouve alors que pour arriver au même résultat, on doit considérer que la sensibilité à afficher sur son posemètre est :

| | |
|--------------------------|-----------|
| pour le Microdol X | 320 ASA |
| D. 76 | 400 ASA |
| Promicrol | 800 ASA |
| Acufine | 1 200 ASA |
| Diafine | 2 400 ASA |

Supposons maintenant que tu décides de faire des photos avec ce même Tri X dans des conditions de lumière assez basse pour que l'ouverture dont tu disposes soit insuffisante si tu n'affiches pas 1 200 ASA à ton posemètre. Supposons également que tu as décidé de développer ton film

COMMENT ON PREPARE UNE SOLUTION DE REVELATEUR

L'élément essentiel si l'on veut préparer soi-même des solutions photographiques est la balance. Celle-ci doit être sensible au 1/100 de gramme. A défaut elle doit être sensible au 1/10 de gramme. Un petit trebuchet fait très bien l'affaire.

La pesée des produits ne se fait jamais dans les plateaux eux-mêmes, mais sur des carrés de papier sulfurisé qu'on pose sur les plateaux de la balance.

On utilise les 3/4 du volume d'eau nécessaire, après l'avoir réchauffé aux alentours de 50 °C quand la dissolution est terminée on complète au volume final avec de l'eau froide.

La dissolution des produits se fait strictement dans l'ordre donné par la formule, et on attend que tout le produit soit dissout avant d'ajouter le suivant.

Le géno présente un cas particulier : il est généralement mentionné en premier, mais il faut toutefois dissoudre une pincée du sulfite d'abord, le géno ensuite. Après quoi, le reste du sulfite.

Lors de la dissolution des produits qui se fait dans un récipient inaltérable (les casseroles de cuisine en inox sont très commodes à utiliser) on agit en douceur pour éviter de faire barboter de l'air dans la solution. Cela provoquerait une oxydation prématurée du révélateur.

On conserve un révélateur dans un récipient plein à ras bord et opaque, ou de couleurs brune. Les bouteilles en plastique souple vendues dans le commerce s'y prêtent admirablement. Avant de boucher on écrase la bouteille entre les doigts jusqu'à ce que le liquide arrive à ras du goulot et on bouche.

L'EAU POUR LA PREPARATION DES REVELATEURS

C'est devenu un lieu commun de dire que l'eau courante n'est pas pure. Quels sont les effets des impuretés qui peuvent être présentes dans l'eau ?

— Calcaire : toutes les eaux courantes sont plus ou moins calcaires. Une teneur « normale » de calcaire ne nuit en rien dans un révélateur. A haute teneur, on peut réduire la proportion de calcaire en portant l'eau à ébullition ou bien on peut ajouter un sequestrant comme le calgon. Pour des révélateurs à usage critique, comme les révélateurs chromogène on utilise l'acide Ethylène Diamine Tetra Acétique ou EDTA.

— L'Oxygène dissous est certainement l'impureté la plus gênante. Il provoque l'oxydation prématurée du révélateur. A faible dose, il est neutralisé par le sulfite. A forte dose il est préférable de faire bouillir l'eau.

— Rouille, hydrogène sulfuré, cuivre provenant d'alambics à eau distillée. Nocivité maximum ne pas utiliser une eau contenant ces impuretés. Conclusion : là où c'est possible, utiliser de l'eau bouillie pour préparer les révélateurs. A défaut de l'eau ordinaire, généralement ne présente pas d'inconvénients graves. Il est inutile d'utiliser de l'eau distillée.

dans du D. 76. A ce moment, tu es sous-exposé de 1,5 diaphragme. Le résultat de cette sous-exposition est que les parties sombres de la photo ne reçoivent plus assez de lumière pour « monter » suffisamment au développement. (Les parties claires, elles, généralement en reçoivent assez pour être correctement enregistrées). La solution, dans ce cas, semble être donc de laisser séjourner plus longtemps le film dans le révélateur, jusqu'à ce que les parties sombres « montent » suffisamment pour pouvoir être rendues au tirage. On a dans ce cas donc « rattrapé » une sous-exposition de 1,5 diaphragme. On dit alors qu'on a « poussé » le film jusqu'à 1 200 ASA.

E — Ça ouvre des horizons illimités.

M — Oh que non ! D'abord, en prolongeant le développement, le contraste augmente, et cela dans des proportions généralement assez catastrophiques. Et puis, il y a une limite inférieure de lamination au-dessous de laquelle on ne peut plus pratiquement faire « monter » les détails, parce que l'augmentation de temps est telle que le

« voile » monte alors aussi vite que les détails et on ne peut plus rien différencier.

E — Le « voile » ? Qu'est-ce que c'est que ça ?

M — Je t'ai déjà dit plus haut qu'un film, même vierge, trempé suffisamment longtemps dans un révélateur finit par noircir complètement. Eh bien, le « voile », c'est le commencement du noircissement général.

E — Vu ! Mais, tu me fais penser à une chose : si les écarts d'éclairage du sujet sont forts, il devient impossible d'avoir et les parties claires et les parties sombres sur un même négatif, non ?

M — Si les écarts sont importants, on utilise ce qu'on appelle un révélateur compensateur, c'est-à-dire un révélateur où les parties sombres « montent » sans que les parties claires ne « bouchent ».

Pour fixer les idées, disons qu'un sujet « moyen » peut présenter des écarts de lamination allant de 1 à 1 000 et qu'un négatif peut enregistrer en moyenne des écarts allant de 1 à 100. Tandis qu'un papier peut rendre des écarts allant de 1 à

10. C'est dire combien une photo est un compromis avec la réalité.

E — En effet ! Il faut donc penser à sacrifier énormément et ne garder que l'essentiel.

M — C'est très exactement ça !

E — Et qu'est-ce que devient le grain dans tout ça ?

M — De quel grain est-ce que tu parles ?

E — Du grain du film, pardi ! Il y a bien des films à grain fin et des films qui ne sont pas à grain fin, que je sache !

M — C'est parfaitement exact. Mais tu veux parler du grain qu'on voit sur les tirages papier faits à partir de ces divers films, ou bien tu veux parler des grains de l'émulsion elle-même ?

E — Je crois bien que c'est la même chose, non ?

M — Sûrement pas. D'abord, pour vraiment voir les grains de bromure d'une émulsion au grain le plus gros qui soit, il faut un microscope électronique. Et puis, il suffit de penser que ce qu'on appelle le grain sur le positif est représenté par du noir : c'est donc des points transparents sur le négatif. Autrement dit, le grain, c'est les trous entre les amas de grains dans l'émulsion négative.

E — C'est logique. Mais alors, toutes ces histoires de révélateurs à grain fin ?

M — Strictement parlant, c'est un fait que certains révélateurs donnent à l'émulsion développée un grain plus fin que d'autres. Mais il faut savoir que ce grain plus fin, c'est principalement une question d'impression plus qu'autre chose : ce qui change, ce n'est pas tellement la grosseur du grain, mais surtout la structure de ce grain. Dans la pratique des films modernes, le grain est donné par le fabricant et le traitement du film n'a qu'une influence mineure.

E — En fait, ce qui est bien plus important dans un film, c'est l'acuité qu'on peut obtenir.

E — L'acuité ?

M — L'acuité, parfois connue sous le terme anglais d'acutance, c'est la capacité du film à donner des bords bien nets, sans éblouissement, dans l'image. L'importance de l'acuité, c'est que le pouvoir séparateur de l'émulsion dépend dans une certaine mesure de l'acuité. Or, il se trouve, pour des raisons trop longues à exposer, que l'acuité va de pair avec une augmentation de la granularité. Tu vois donc aisément que le grain dans un film est finalement une caractéristique, assez peu importante pour qu'on ne courre pas spécialement après. Cela est à mon sens d'autant plus vrai que les vrais révélateurs à grain fin, tels que le Microdol X, par exemple, que j'ai eu l'occasion d'utiliser, ne m'ont jamais donné de grandes satisfactions quant à leur valeur esthétique (contraste, modelé). Mais ça, comme beaucoup d'autres choses, c'est une question de goût.

E — En définitive, si on veut du grain fin, il vaut mieux commencer par prendre un film qui soit au départ un film à grain fin, et vice-versa.

M — Ta logique est irréprochable. En l'état actuel des choses, l'important, c'est d'apprendre à ne pas céder à la tentation de faire faire à un film autre chose que ce qu'il est capable de faire. On ne peut pas, par exemple, utiliser un film ultrarapide et espérer obtenir des tirages sans grain. Ou au contraire, prendre un film lent, à grain fin, et espérer réussir des photos en lumière plus basse qu'il ne peut enregistrer, même en essayant de le pousser au développement.

E — J'ai pigé. Maintenant, es-tu prêt à me dire comment choisir un révélateur ?

M — Pas tout à fait. Je voudrais te dire deux mots d'un aspect de l'opération de développement qui est trop souvent ignoré ou tout au moins négligé par énormément de photographes, même parmi les plus sérieux : c'est l'agitation.

Son rôle est double :

1) En créant des turbulences, elle favorise la pénétration des produits contenus dans la gélatine et approvisionne donc l'émulsion en produits frais ;

2) Au fur et à mesure que se déroule le développement et que les produits réagissent avec le bromure, il se produit des déchets qui, s'ils ne sont

REVELATEURS : LES COMPOSANTS

On trouve dans tous révélateurs des produits qui ont une fonction bien déterminée.

a) Le Développateur : c'est un corps organique dont la fonction est de transformer brome d'argent en argent métallique noir. Les développateurs les plus usuels sont : le Genol, l'Hydroquinone et la Phenidone. Sont également utilisés : Para-aminophenol, Diaminophenol, Calycin, Pyrogallol, Paraphénylenediamine.

b) L'Abali : Son rôle est de favoriser l'action du développateur en maintenant un PH élevé c.a.d. une albalinité élevée. Il est généralement présent en quantités importantes. Principaux alcalis : le carbonate de soude ou de Potasse, la soude ou la potasse caustique, le borax.

c) Préservateur d'oxydation : ce rôle est dévolu au sulfite qui agit également comme régulateur du développement.

d) L'anti-voile : l'anti-voile retarde l'apparition du voile et contribue à garder les négatifs transparents l'anti-voile le plus courant, le bromure de potassium à haute dose augmente le contraste, autres anti-voiles : benzo-triazol, mitrobenzimidazol.

e) Un solvant du bromure d'argent : sa présence favorise la formation d'un grain plus fin. Le plus souvent c'est le sulfite qui remplit ce rôle. Les autres solvants sont le sulfocyanure de sodium, l'hyposulfite de soude ou même parfois l'ammoniaque. Un cas particulier est la paraphénylenediamine qui est à la fois développateur et solvant.

pas éliminés, ralentissent la réaction et peuvent même la stopper. Le rôle de l'agitation est donc aussi d'éloigner ces déchets de l'émulsion, pour que le développement puisse se poursuivre. Le résultat net de l'agitation est donc d'assurer, en premier lieu, un développement régulier de toute la surface du film. Mais aussi, plus cette agitation est intense, plus le développement se fait rapidement. Il a une influence très notable sur le temps de développement, indépendamment de la température.

E — Dans la pratique, ça veut dire quoi ?

M — Dans la pratique, cela veut dire qu'il faut se faire une routine d'agitation (adaptée à son matériel) qui doit devenir un rite inflexible. On doit toujours agiter rigoureusement de la même manière si l'on veut que les temps de développement, qui sont calculés à la demi-minute près, aient un sens quelconque. Cela veut dire aussi que, quelle que soit la précision avec laquelle on donne, pour un révélateur donné, les temps de développement, il faut toujours ajuster ceux-ci d'après ses habitudes d'agitation propres. C'est ce qu'on appelle aussi le coefficient personnel. Et c'est ce qui fait que le même film développé dans les mêmes conditions par deux opérateurs différents ne donne jamais un résultat identique.

E — Alors, qu'est-ce que tu me donnes comme conseils pratiques là-dessus ?

M — D'abord, si possible, utiliser une cuve à agitation par renversement. C'est dans ces cuves que le renouvellement du liquide en contact avec le film se fait avec le maximum d'efficacité. Et c'est aussi les cuves les plus commodes d'utilisation. Normalement, l'agitation se passe comme suit : A l'introduction du révélateur, on renverse la cuve plusieurs fois de suite pour bien mouiller le film et ceci pendant deux à trois secondes.

E — Et si on n'utilise pas une cuve à renversement ?

M — Le topo est très semblable : on agite la spire en la tournant et en lui faisant subir un mouvement de bas en haut, là où c'est faisable, pendant quinze secondes, au début, et on remet ça chaque minute, mais pendant cinq secondes seulement.

E — C'est tout ?

M — C'est tout.

E — A la bonne heure ! maintenant, comment est-ce que je le choisis, ce sacré révélateur ?

M — Ah, nous y voilà, finalement ! Avant d'entrer dans le détail de ce que doit être le

choix d'un révélateur, laisse-moi te raconter une petite scène qui s'est passée il y a quelque temps à une séance du photo-club de V... dont je suis un peu le mentor. Ce jour-là, la discussion avait tourné autour des révélateurs, et chacun donnait son avis quant aux qualités et défauts de tel ou tel autre révélateur. En particulier un des membres, qui depuis voilà bien vingt-cinq ans développe ses films. Plein de bonne volonté, et affligé d'une terrible bougeotte intellectuelle, il change tous les mois depuis vingt-cinq ans de révélateur. Il court derrière le négatif idéal comme un musicien fou derrière l'accord parfait. Au plus fort de la bataille, alors que de toutes parts volaient des noms de révélateurs, quelqu'un lance : « Mais est-ce que ça existe, le révélateur idéal ? » Là, tout le monde s'arrête et me regarde, moi, le Gourou, s'attendant probablement à ce que je me lance dans une exégèse subtile sur les nuances qui font la différence entre le révélateur Duschmoll et le révélateur Duschnock. Je prends mon air le plus grave et je dis : « Oui ! ça existe ! » Grand brouhaha. « Comment ça ? » « Lequel ? » etc. Solennellement, je proclame : « Celui qu'on utilise toujours ! » Et le plus beau, c'est qu'ils ont compris. Depuis ce jour, au photo-club, on ne chinoise plus sur les révélateurs-de-dérrière-les-fagots, les révélateurs-arme-secrète...

E — Alors, tu me fais toute cette parabole pour me dire qu'il n'y a aucun besoin de faire un choix parmi les révélateurs et que n'importe quoi fera l'affaire ? Tu te fous de moi, ma parole !

M — Mais non, tu m'as mal compris. Ce que je veux dire, c'est ceci : Pour un usage de tous les jours, pour toutes les photos courantes, quel que soit le film utilisé, si c'est un film courant, ce n'est vraiment pas la peine d'avoir un révélateur spécial pour chaque situation. Avec un seul révélateur, si on l'a bien en main, si on le connaît bien, à force de l'utiliser toujours, on s'en sort, et avec les honneurs. Si tu veux, j'irais même plus loin : Il est souhaitable, une fois qu'on a fait le choix d'un film et d'un révélateur, de ne plus changer.

E — Mais c'est en contradiction avec ce que tu m'as dit tout à l'heure : il ne faut pas faire faire à un film ou à un révélateur ce qu'il n'est pas fait pour faire...

M — Pas du tout ! Occupons-nous maintenant de faire le choix d'un révélateur et là tu comprendras ce que je veux dire précisément. Pour faire ce choix, nous devons d'abord savoir quel film on va développer. Supposons pour commencer que nous avons un film de sensibilité moyenne, à grain raisonnablement fin, comme par exemple le FP4 de chez Ilford ou la Plus X de Kodak. C'est le genre de film qu'on peut qualifier de « bonne-à-tout-faire ».

Où est-ce que je vais chercher un révélateur pour ce genre de film ? Il y a deux alternatives : ou bien je vais chez un bon marchand photo et je passe en revue toute sa camelote pour arrêter mon choix, ou je vais piocher dans un bon manuel des formules ad hoc et je me prépare un révélateur à partir des divers ingrédients.

Prenons la première des alternatives. Je vais chez un marchand bien approvisionné. J'y trouve une multitude de révélateurs tout prêts, en sels à dissoudre, en liquides concentrés à diluer, en ampoules pré-dosées, etc., et tout cela dans toutes les tailles, volumes et poids. Selon quels critères vais-je choisir ? Le critère le plus immédiat, c'est de voir si, dans le lot, il ne se trouve pas le, ou un des révélateurs recommandés par la notice du film que je vais développer. Un autre très bon critère, et même peut-être le meilleur critère, c'est de choisir celui qui a la notice la plus explicite. Je t'avouerai que c'est comme ça qu'il y a bientôt huit ans, quand il s'est agi pour moi de prendre une décision, que mon choix s'est porté sur le Promicrol. C'est maintenant un vieux copain, et je ne le regrette pas.

Ou bien alors, si tu tiens à ton confort, tu peux choisir le révélateur le plus commode à préparer. Et là, crois-moi, qu'il y en a de très commodes, comme le Rodinal, qui est liquide, qu'on dilue à la demande et qu'on jette après emploi.

E — Mais, ça m'a l'air d'une légèreté abominable, cette façon de fixer son choix.

M — Pas du tout, je te l'assure. Tous ces révélateurs tout préparés qu'on trouve dans le commerce sont parfaitement capables de tenir honorablement leur rôle de bons et loyaux révélateurs et dans ma fréquentation de ces produits, je n'en ai pas encore rencontré qui soient mauvais. Et je te le répète encore une fois, le tout, c'est de rester fidèle à un seul.

E — Soit, je veux bien te croire sur parole. Mais encore, si de temps en temps j'ai, soit un film rapide.

M — Justement, j'y venais. Une fois que tu es marié à un révélateur, tu t'aperçois que ce révélateur que tu destinais uniquement au Plus X ou FP4 original est en plus, parfaitement capable de développer, et bien développer, les autres films : Pan F, Agfapan 25, Tri X, et autres HP4. Le tout est de trouver le temps de développement qui convient à ces divers films.

E — Si j'ai bien compris, n'importe quel révélateur du marché est, comme ça, universel et peut développer tout et n'importe quoi ?

M — Non, quand même pas. Il reste que, pour des utilisations critiques, films trait de type Lith, reproductions, etc., il y a la solution spéciale, le révélateur spécial, dont on parlera au moment des applications.

E — Sursis accordé. Prenons maintenant le cas où je veux préparer moi-même mes révélateurs.

M — Alors là, le problème devient doublement délicat. D'abord parce que c'est relativement délicat à préparer : il faut peser avec précision de toutes petites quantités de produits ; et puis parce qu'il faut aller piocher les formules dans des manuels.

E — Et tu n'aimes pas ça ?

M — Pas très. Et cela parce qu'il n'y a pas beaucoup de manuels dignes de confiance en ce qui concerne les formules qu'ils proposent. Les formules se transmettent inchangées depuis des dizaines et des dizaines d'années et même plus, parfois, alors que les films changent et progressent continuellement. Et ça fait un grand nombre d'années que les grands fabricants de films ont cessé la publication de nouvelles formules. De temps à autre, on trouve des formules qui sont publiées par des chercheurs indépendants, mais c'est généralement dans des publications étrangères, d'où la difficulté de les trouver.

E — Tu en connais, des formules ?

M — Oui, bien sûr. Reporte-toi aux encadrés et tu en trouveras quelques-unes d'intéressantes. Allez, salut ! et à la prochaine.

REVELATEURS PLUS SPECIALEMENT RECOMMANDES POUR LES FILMS RAPIDES

D.K. 50

| | |
|------------------------------------|----------|
| Eau | 1 000 ml |
| Genol | 2,5 g |
| Hydroquinone | 2,5 g |
| Sulfite de soude anhydre | 30 g |
| Métaborate de soude (Kodalk) | 10 g |
| Bromure de Potassium | 1 g |

Bien que spécifiquement recommandé pour le film Royal X Pan, ce révélateur donne d'excellents résultats pour tous les types de films. Ce révélateur est caractérisé par une notable absence de voile.

Durée de développement à 20 °C : 12 à 20 mn.

WIEDERMANN

| | |
|---------------------------------|----------|
| Eau | 1 000 ml |
| Sulfite de Sodium anhydre | 125 g |
| Triéthanolamine | 80 g |
| Hydroquinone | 20 g |
| Phenidone | 1,2 g |
| Bromure de potassium | 7 g |

Ce révélateur s'utilise à une dilution de 1/20 (1 rev. + 19 eau) et est par lui-même très intéressant. Très universel d'emploi, il se prête très bien au surdéveloppement (films sous exposés). Durée de développement à 20 °C : 10 à 17 mn.

REVELATEURS A GRAIN FIN

D. 76

| | |
|---------------------------------|----------|
| Eau | 1 000 ml |
| Genol | 2 g |
| Sulfite de sodium anhydre | 100 g |
| Hydroquinone | 5 g |
| Borax | 2 g |

Ce révélateur connu depuis longtemps est aussi vendu en sels tout prêts à être dissous sous divers noms. Avec le temps, il en est venu à être considéré comme l'étalon de grain fin. Il n'y a pas de perte de sensibilité dans le D. 76.

Durée de développement à 20 °C 10 à 20 mn.

Le révélateur D. 23 cité comme révélateur compensateur est aussi un révélateur à grain fin.

La plupart des autres formules à grain fin publiées résultent en une perte de sensibilité de l'ordre de 50 %. Elles ne présentent donc pas d'intérêt véritable.

REVELATEURS COMPENSATEURS

Ces révélateurs ont la propriété de développer les ombres, sans que les hautes lumières ne soient bouchées. Ils conviennent donc aux sujets très contrastés, comme par exemple les photos prises en haute montagne, ou au bord de la mer. Les révélateurs à recommander pour les retours de vacances.

D.23

| | |
|---------------------------------|----------|
| Eau | 1 000 ml |
| Genol | 7,5 g |
| Sulfite de Sodium anhydre | 100 g |

Ce révélateur est aussi un révélateur à grain fin. Il est plus spécialement adapté aux films lents et de rapidité moyenne.

Durée de développement à 20 °C : 12 à 16 mn.

REV. AU GENOL - HYDROQUINONE

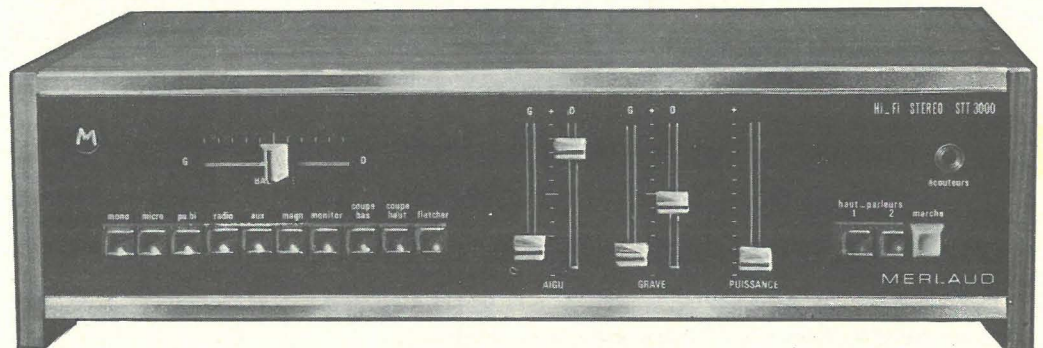
| | |
|---------------------------------|----------|
| Eau | 1 000 ml |
| Genol | 3 g |
| Sulfite de sodium anhydre | 40 g |
| Hydroquinone | 1 g |
| Borax | 10 g |

Durée de développement à 20 °C : 12 à 20 mn.

MONTAGES PRATIQUES

Un amplificateur stéréo 2 x 25 W

le
«stt 3000»
merlaud



La firme Merlaud, bien connue dans les milieux de la basse-fréquence, propose un amplificateur haute-fidélité stéréophonique en kit ou monté, au choix. Outre la qualité de ce matériel, la possibilité de monter soi-même son amplificateur n'est pas à négliger, que ce soit par le plaisir que ce travail procure aux amateurs passionnés de B.F. ou par le prix plus faible à l'achat.

Nous allons donner la description complète de cet amplificateur dont la photographie de face avant montre l'allure générale.

Signalons que, même dans sa version « kit », l'appareil est fourni avec ses circuits imprimés déjà câblés.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- **Puissance efficace** : 25 W par canal ou 40 W en tout si les deux canaux fonctionnent simultanément.
- **Taux de distorsion** : 0,1 % à 1 kHz.
- **Bande passante** : 20 à 20 000 Hz à puissance nominale (20 à 80 000 Hz pour 1 W en sortie)
- **Rapport signal/bruit** :
 - pour l'amplificateur : 85 dB
 - pour l'entrée P.U. : 60 dB
 - pour l'entrée micro : 65 dB
 - pour les entrées radio et magnétophone : 65 dB
 - pour l'entrée auxiliaire : 65 dB
- **Recul de diaphonie** : 45 dB à 1 kHz
- **5 entrées stéréophoniques commutables** :
 - P.U. basse impédance : sensibilité 2,5 mV/47 k Ω
 - Micro-guitare : sensibilité 1 mV/200 Ω
 - Radio : sensibilité 200 mV/470 k Ω
 - Magnétophone : sensibilité 200 mV/470 k Ω
 - Auxiliaire — P.U. cristal — table de mixage : sensibilité 200 mV/470 k Ω
- **Efficacité des correcteurs de tonalité** :
 - graves : ± 15 dB à 40 Hz
 - aigües : ± 15 dB à 10 000 Hz
- **Correcteurs spéciaux** :
 - correction physiologique (Fletcher)
 - filtre coupe-haut : 12 dB par octave
 - filtre coupe-bas : 12 dB par octave
- **Consommation** : 90 VA max.
- **Dimensions** : 435 x 117 x 255 mm (L x H x P)
- **Poids** : 6 kg
- **Coffret bois en noyer d'Amérique**

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est donné à la figure 1. On voit que les deux préamplificateurs (gauche et droite) sont implantés sur un seul circuit imprimé (TBFC1) et reçoivent les signaux en provenance des différentes entrées (prises DIN 5 broches) après sélection par le commutateur à touches situé également sur le circuit.

Les deux préamplificateurs étant identiques, nous nous bornerons à expliquer le fonctionnement que pour l'un d'entre eux situé en haut du schéma et sur lequel ont été portées les valeurs des éléments. Tous les transistors de ce préampli sont du type BC149.

Q1 reçoit sur sa base le signal sélectionné et l'amplifie. La base de Q2 est alimentée par le signal amplifié par Q1 et on récupère sur le collecteur de Q2 une tension qui va être appliquée au potentiomètre de puissance, à travers un contact de la touche « Monitor » destinée à une utilisation mono extérieure de plus grande sensibilité.

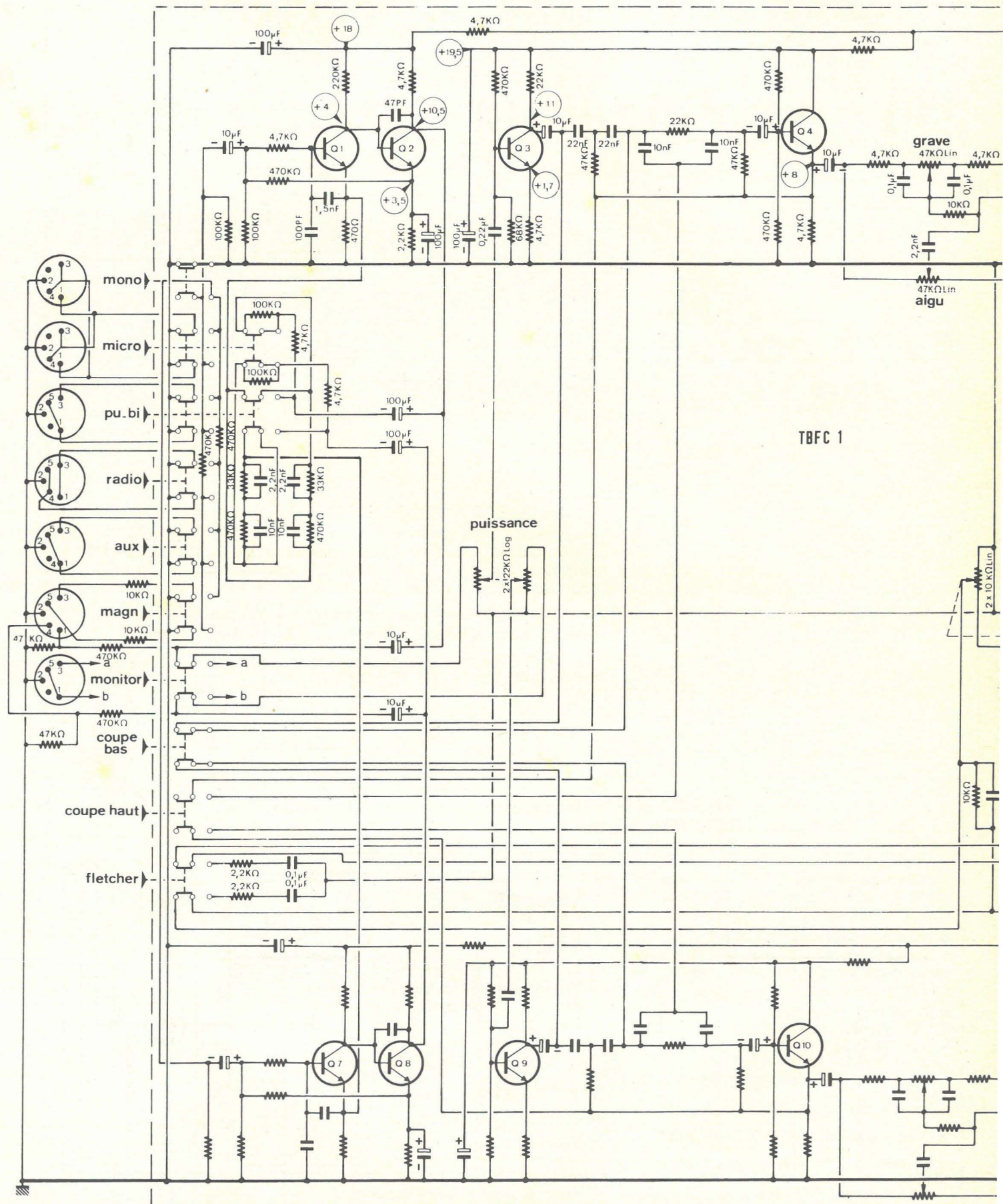
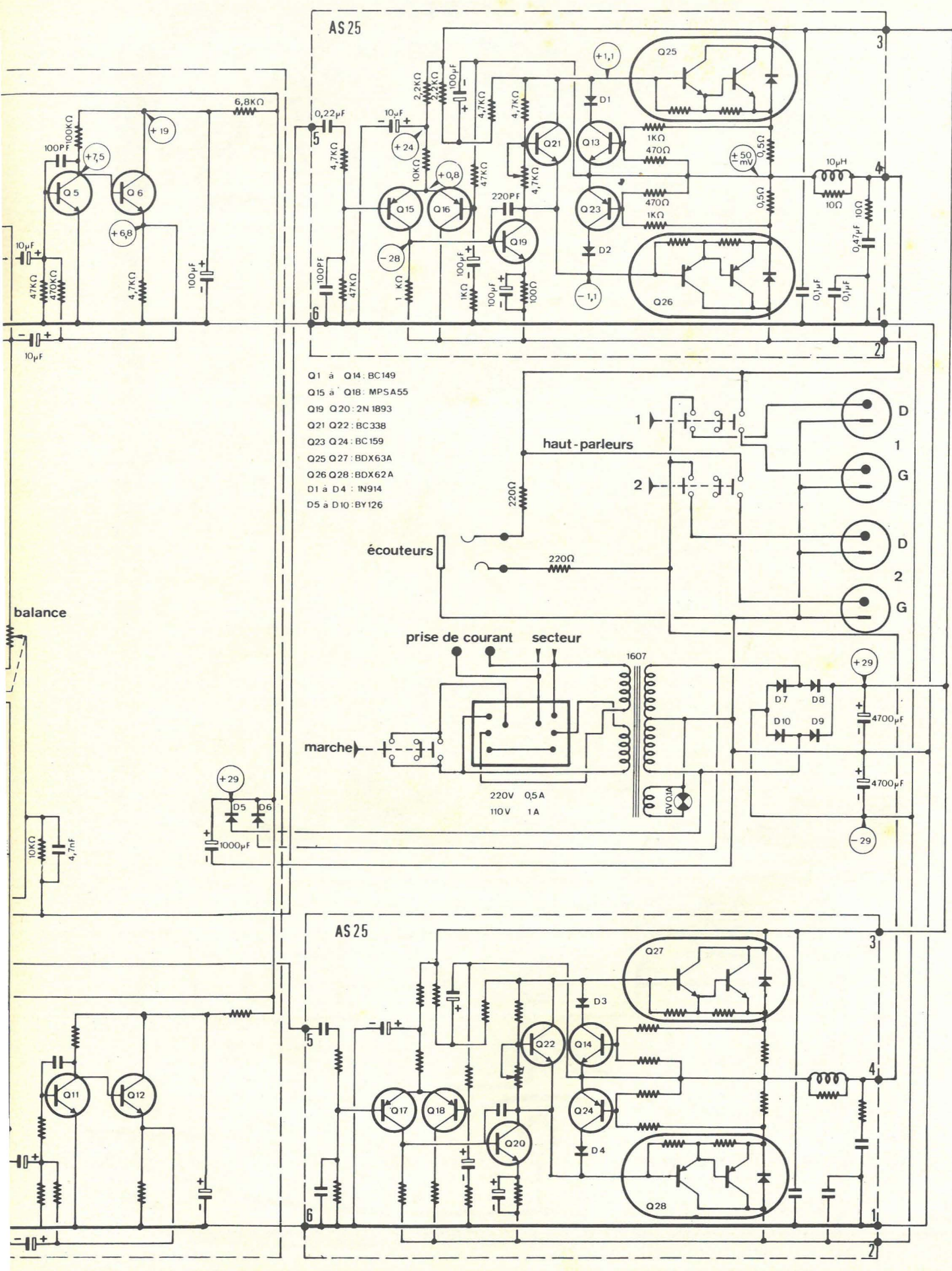


Figure 1



AS 25

- Q1 à Q14: BC149
- Q15 à Q18: MPSA55
- Q19 Q20: 2N 1893
- Q21 Q22: BC338
- Q23 Q24: BC159
- Q25 Q27: BDX63A
- Q26 Q28: BDX62A
- D1 à D4: 1N914
- D5 à D10: BY126

haut-parleurs

écouteurs

prise de courant secteur

marche

balance

AS 25

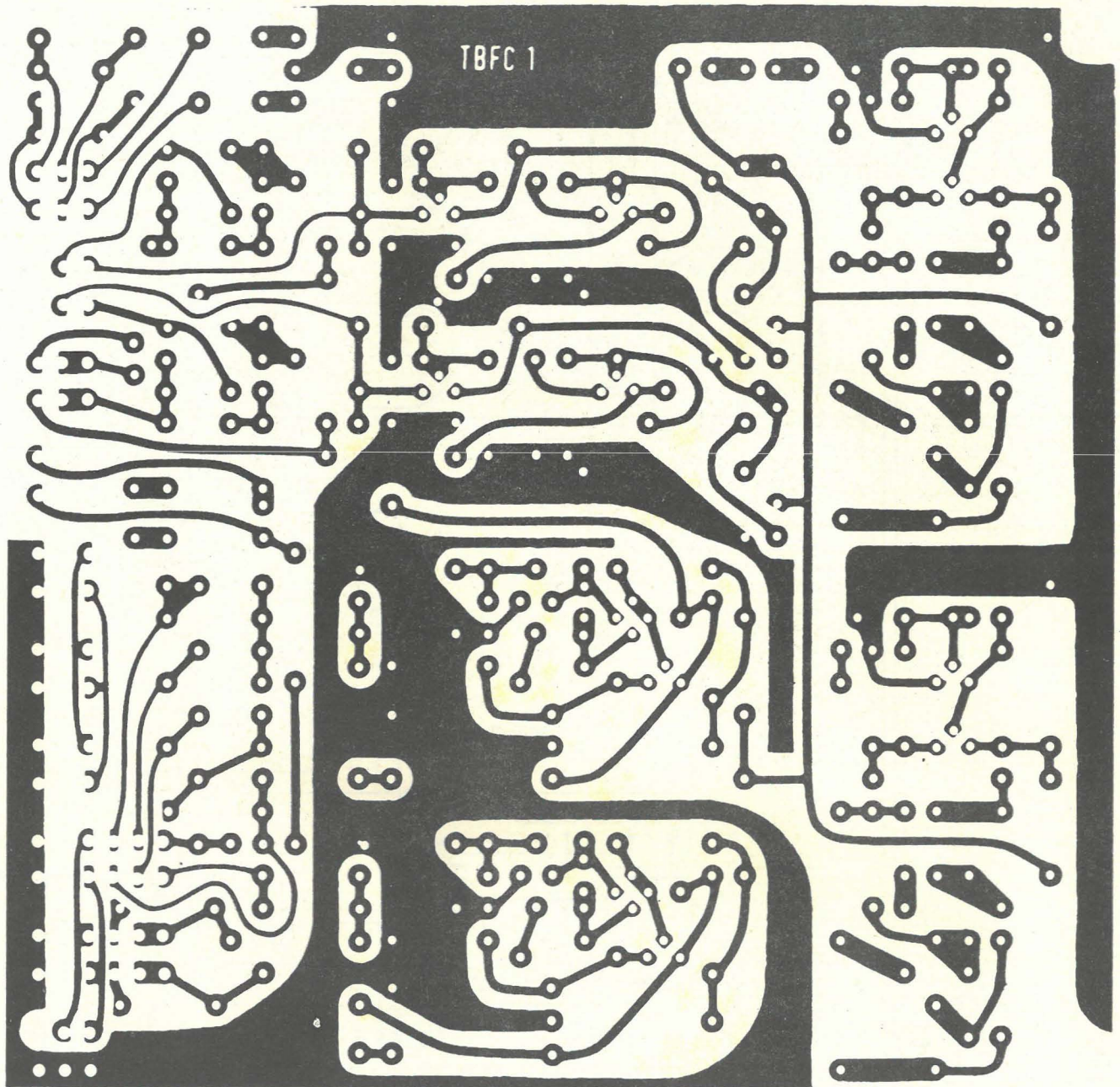


Figure 2

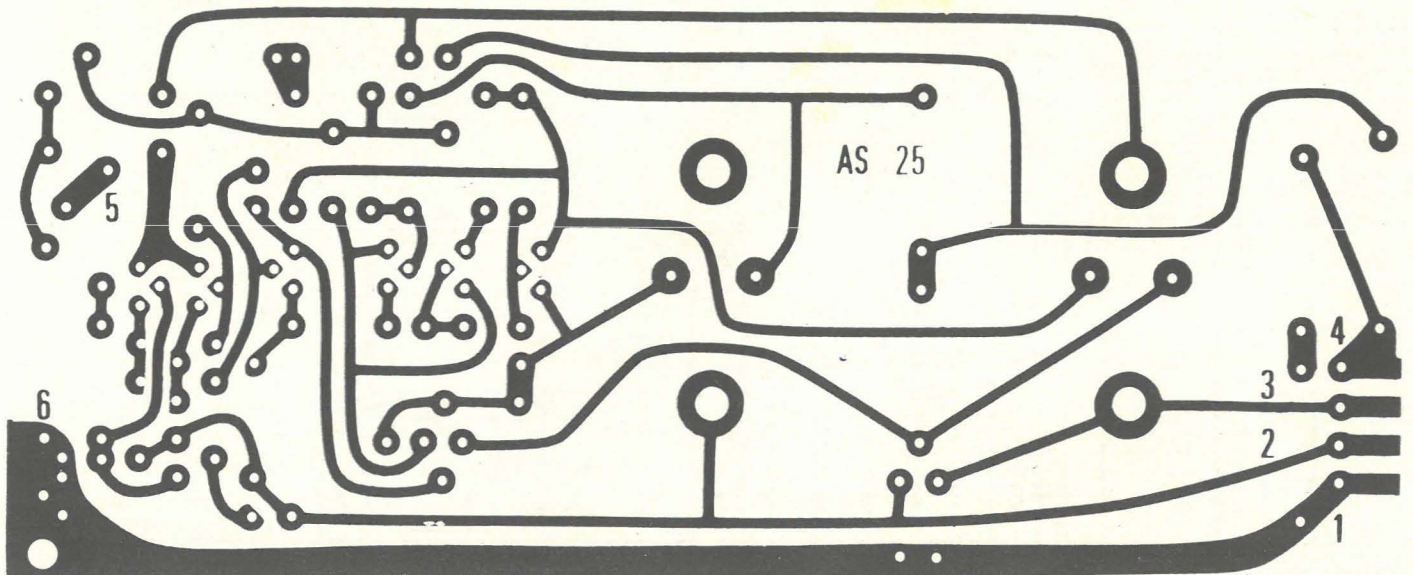


Figure 4

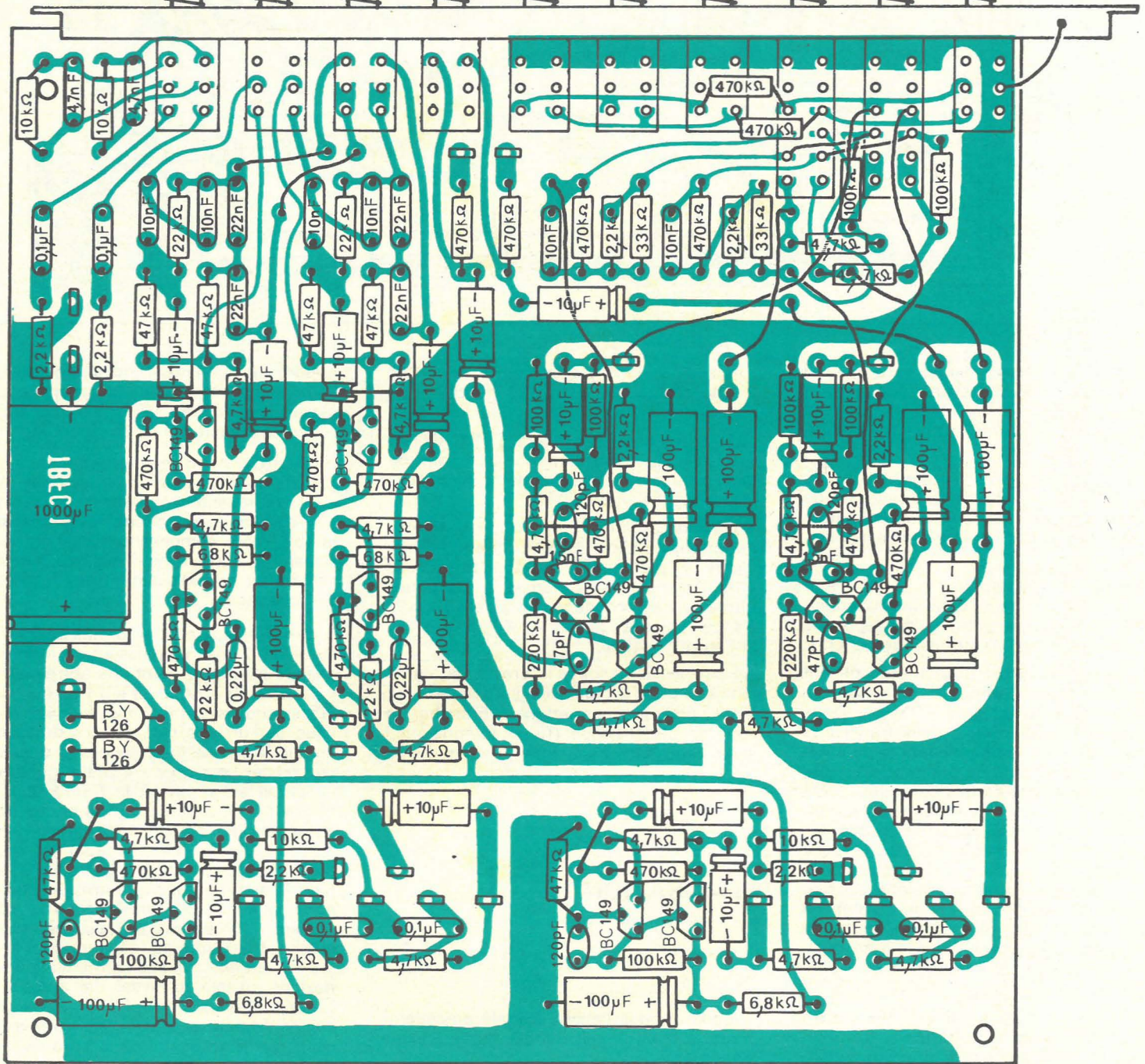
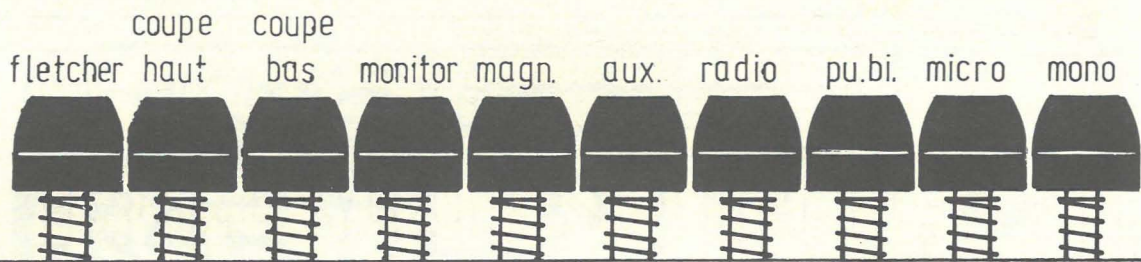


Figure 3

A signaler les réseaux de correction insérés entre le collecteur de Q2 et l'émetteur de Q1 (contre-réaction) destinés à la correction RIAA (touche P.U. B.I. enfoncée).

Le signal récupéré sur le curseur du potentiomètre de puissance (une seule commande pour les deux voies) est appliqué à la base de Q3 qui va l'amplifier à son

tour. Entre le collecteur de Q3 et la base de Q4 sont placées les corrections de tonalité spéciales (coupe-bas et coupe-haut).

Entre Q4 et Q5 se trouvent les correcteurs de tonalité classiques graves et aiguës du type baxandall. Q6 termine la chaîne de préamplification et alimente le potentiomètre de balance (une seule commande

pour les deux voies) sur lequel viennent se brancher les réseaux de correction physiologique (Fletcher) pour l'écoute à bas niveau.

Le signal préamplifié est appliqué à l'entrée de l'amplificateur proprement dit.

Les deux amplificateurs étant identiques, nous ne parlerons que de celui correspondant au préampli qui vient d'être décrit.

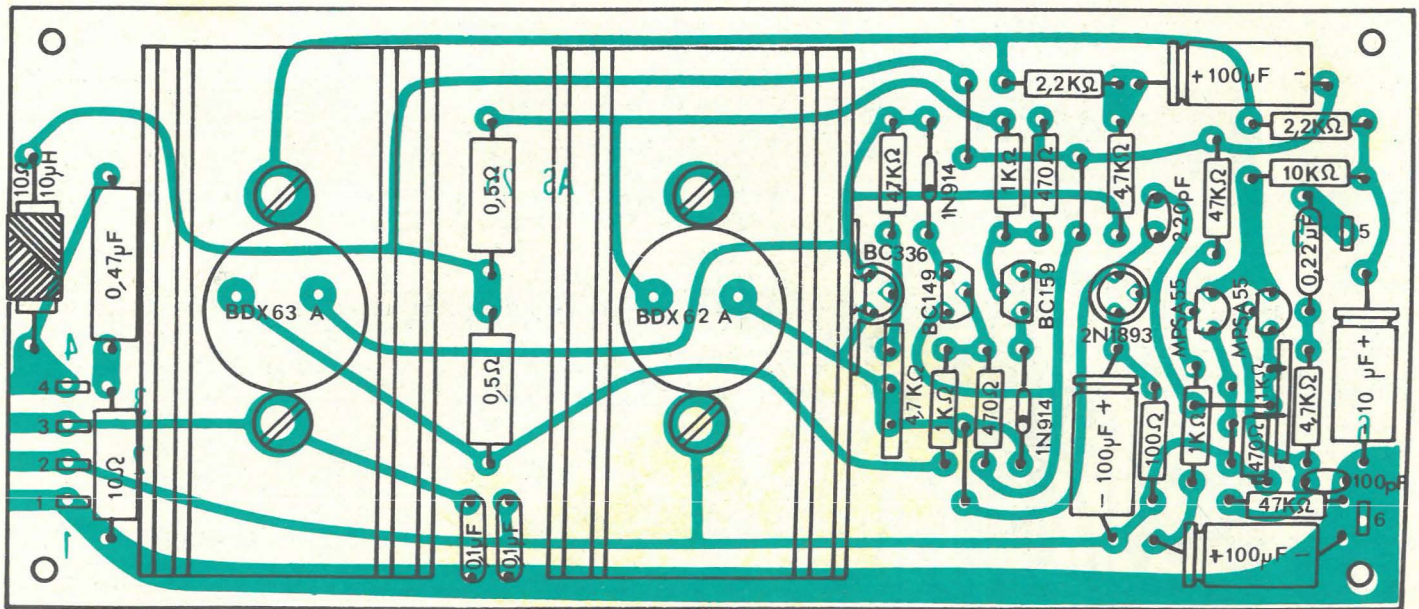


Figure 5

Signalons que chaque ampli est implanté sur un circuit imprimé séparé. Le premier étage de l'ampli est un étage différentiel équipé des transistors Q15 et Q16 (MPSA 55).

Le signal préamplifié est appliqué sur la base de Q15, la base de Q16 recevant de son côté une information après amplification destinée à effectuer une contre réaction sur cet étage.

Q19 est l'étage déphaseur. Le potentiomètre de 4,7 kΩ inséré dans son collecteur servira à régler le courant de repos de l'amplificateur par l'intermédiaire de Q21.

L'étage de sortie est un push-pull utilisant deux transistors Darlington, Q25 du type BDX63A et Q26 du type BDX62A. Dans chaque boîtier, on trouve deux transistors en cascade avec leurs résistances de polarisation et une diode de protection. Q13 et Q23 protègent ces étages de sortie contre les courts circuits en prenant comme référence la tension présente aux bornes des résistances d'équilibrage de 0,5Ω. Lorsque le courant traversant ces résistances devient trop important, on atteint la tension de seuil des transistors Q13 et Q23 et ces derniers court-circuitent plus ou moins la base et l'émetteur des éléments de puissance, diminuant ainsi le courant qui a provoqué leur conduction.

La sortie de la modulation s'effectue sur deux groupes de haut-parleurs (commutables) et sur casque d'écoute stéréophonique à travers des résistances de 220 Ω. L'alimentation est très classique ; le bouchon répartiteur de tension possède un fusible incorporé et alimente selon la tension du réseau, un transformateur dont le primaire possède deux enroulements 115 volts. Ces enroulements sont mis en série dans le cas d'un secondaire 220-230 volts et en parallèle dans le cas d'un secteur 110-115 volts.

Le secondaire du transformateur possède un enroulement à point milieu délivrant

2 fois 22 volts efficaces pour un débit de 2 ampères et qui sert à l'alimentation de puissance de l'ensemble.

Un enroulement auxiliaire de 6,3 V/100 mA est utilisé pour alimenter le voyant de mise sous tension. Ce transformateur a une puissance d'environ 80 VA.

Un redressement en pont sur la totalité de la tension secondaire (44 V eff.) permet d'obtenir, par rapport au point milieu des enroulements, deux tensions continues filtrées par des condensateurs de 4 700 μF/63 V, de valeurs égales à 29 V, l'une positive et l'autre négative.

Parmi les accessoires intéressants, signalons une prise secteur auxiliaire sortant sur la face arrière et permettant de brancher un appareil périphérique (Tuner, platine etc.) sans avoir recours à une prise multiple.

REALISATION

Comme nous l'avons signalé précédemment, l'appareil est équipé de 3 circuits imprimés.

- 1 circuit réunissant les deux préamplificateurs (droite et gauche)
- 1 circuit amplificateur (voie de droite)
- 1 circuit amplificateur (voie de gauche)

Le circuit imprimé sur lequel sont implantés les deux préamplificateurs est représenté à la figure 2 vu du côté cuivre et à la figure 3 vu du côté composants. Sur cette dernière figure, on pourra remarquer que le sélecteur à touches pour les entrées et les correcteurs de tonalité spéciaux a été implanté directement sur le circuit ; on

remarquera également quelques connexions (strappes) à effectuer sur le circuit, celles-ci n'ayant pas pu être effectuées du côté circuit vu la complexité du schéma.

Les deux circuits supportant les amplificateurs sont absolument identiques. Nous avons représenté à la figure 4 la vue « côté cuivre » d'un de ces circuits et à la figure 5 la vue « côté composants » où l'on pourra remarquer surtout les dissipateurs doubles servant au refroidissement des transistors de puissance.

Ces dissipateurs sont formés de 2 « U » en dural de 2 mm d'épaisseur, le boîtier de chaque transistor étant pris entre ces deux « U ». Le transistor driver (Q21 ou Q22 selon la voie choisie) est fixé par une patte métallique sur un des dissipateurs de façon à limiter la dérive thermique des étages de puissance. Le plan de câblage général de l'appareil est donné à la figure 6. En se référant à ce schéma et à la photographie d'intérieur de l'amplificateur, on pourra voir tous les détails d'implantation et notamment les deux condensateurs de filtrage fixés l'un au-dessus de l'autre sur une patte métallique en « L » et les 4 diodes de redressement câblées entre deux barrettes à cosses. Il est utile de recommander le plus grand soin en ce qui concerne les interconnexions, surtout au niveau des entrées. Les câbles blindés devront être dénudés soigneusement et le blindage ne devra être câblé que d'un seul côté, l'autre extrémité de ce blindage étant « en l'air », ce qui évite les courants perturbateurs (ronflement).

Signalons que le sélecteur d'entrées et de filtres a été réalisé par assemblage de touches standard de différents modèles de façon à réaliser les fonctions électriques et mécaniques (blocage ou déblocage des touches) nécessaires aux exigences de l'appareil (fabricant : Isostat). Mis à part le potentiomètre double de puissance câblé en fils blindés, tous les potentiomètres (à déplacement du curseur linéaire) seront câblés en fils souples de faible section.

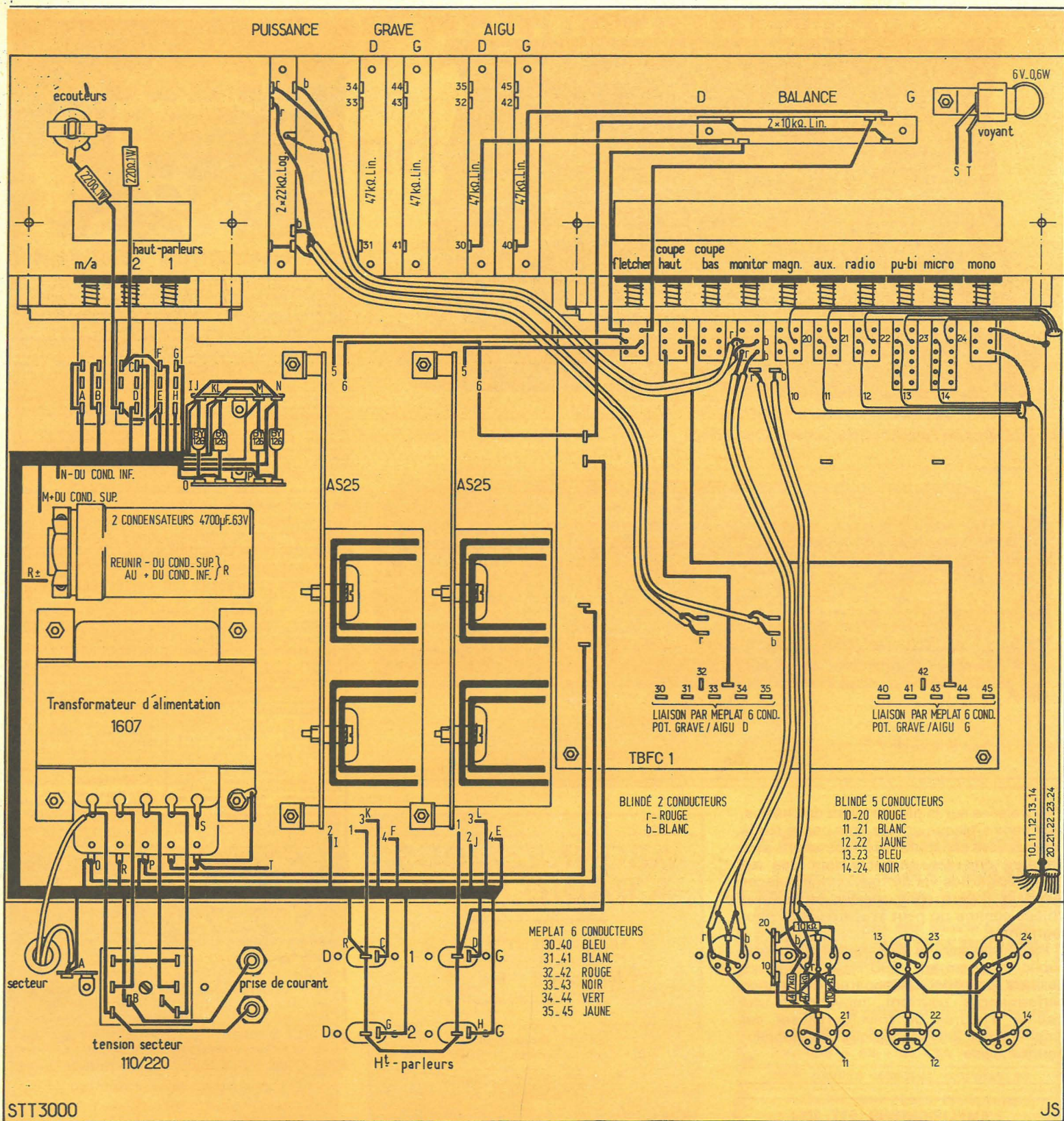


Figure 6

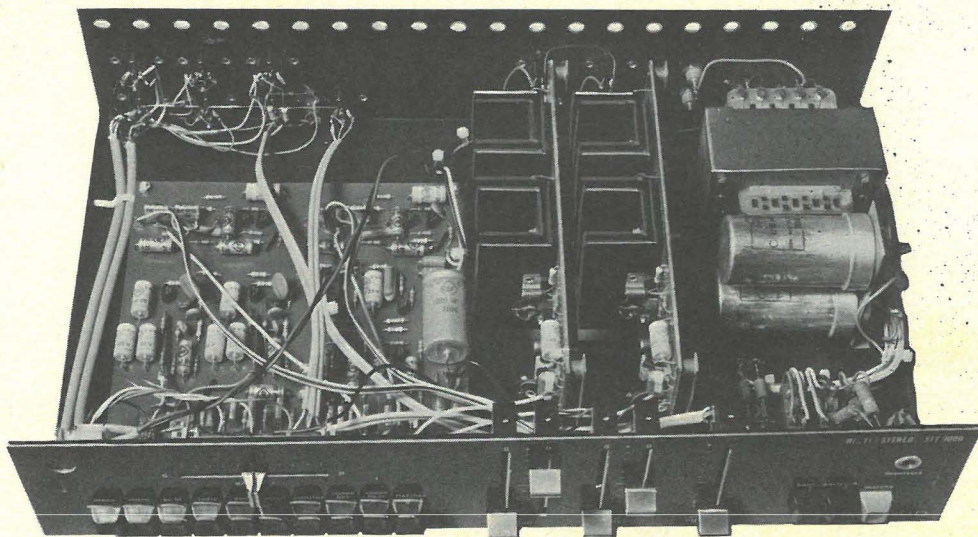
MISE AU POINT — FINITION

La mise au point (à condition d'avoir respecté le câblage et les différentes précautions d'usages) se borne au réglage des cou-

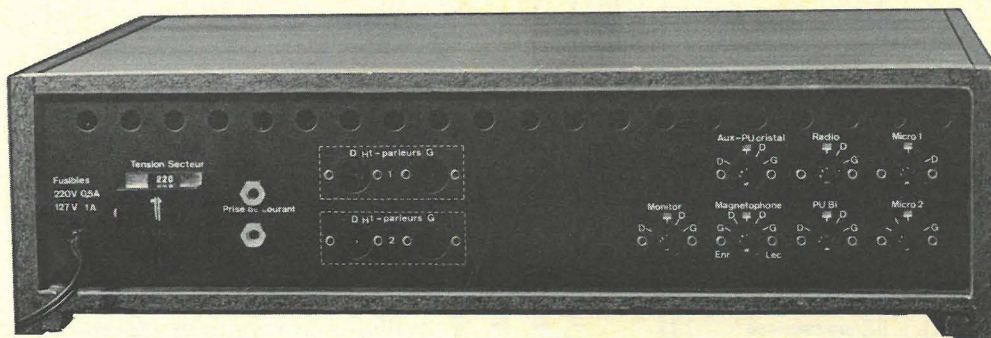
rants de repos dans les étages de puissance à l'aide du potentiomètre de 4,7 kΩ inséré dans le collecteur de Q19 et implanté sur chaque circuit « ampli ».

Ce réglage doit être fait de préférence en utilisant un oscilloscope branché à la sortie, celle-ci étant chargée par un haut-parleur ou une charge équivalente. Un générateur

B.F. sinusoïdal règle sur une fréquence quelconque (par exemple de 1 kHz) sera branché à l'entrée. On devra régler le potentiomètre de façon à éliminer la distorsion de croisement existant au point de passage à zéro de la sinusoïde. Mécaniquement, pas de gros problème. Les éléments implantés sur la face avant sont fixés par des vis à



Vue intérieure de l'amplificateur, montrant le câblage.



Vue de la face arrière de l'amplificateur.

tête fraisées sur la plaque avant du châssis. Une contre-plaque gravée sera posée sur la première et constituera la face avant proprement dite. On ne verra donc pas sur cette façade les vis de fixations. Les faces avant et arrière sont gravées ou sérigraphiées comme on peut le voir sur les photographies.

Pour une somme très raisonnable (prix public T.T.C. en kit : 980 F), les amateurs désirant posséder un appareil de bonnes performances pourront, moyennant une dizaine d'heures de travail, réaliser cet amplificateur stéréophonique de conception française

L'AMPLIFICATEUR STT 3000
EST UNE PRODUCTION
MERLAUD
CONSTRUCTEUR
(VOIR ANNONCE PAGE 17)
PRIX de VENTE CONSEILLE :
* EN « KIT » COMPLET **980 TTC**
* EN ORDRE DE MARCHÉ .. **1400 TTC**
CHEZ VOTRE REVENDEUR HABITUEL
ou à défaut :
Ets MERLAUD CONSTRUCTEUR
76, boulevard Victor-Hugo, 92110 CLICHY
Téléphone : 737-75-14

ABONNEZ-VOUS A RADIO PLANS

L'ABONNEMENT D'UN AN
(12 numéros) : 35 Francs
(Etranger : 41 Francs)

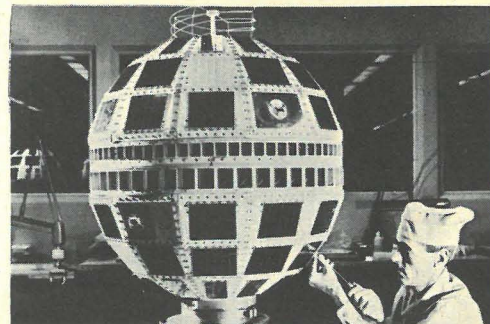
Bon à recopier et à envoyer à Radio Plans,
Service abonnements
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
C.C.P. 31.807.57 La Source

NOM
Prénom
Adresse

Je désire m'abonner pour un an à Radio Plans
à partir de
et joins à cet effet un chèque d'un montant de :

(1) 35 Francs (France)
(1) 41 Francs (Etranger)

(1) Rayer la mention inutile.



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 - Radioreception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Somatisation (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-Électricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatisation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) - Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie - Electronique Médicale - Radio Météorologie - Radio Astronautique - Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace - Dessin Industriel en Electronique - 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 et 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 | PROGRAMMES |
|--|--|
| ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement. | TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P. |
| TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. METHODE PEDAGOGIQUE INEDITE « 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. | 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 • Tél. : 225 74 65
Métro : Saint-Philippe ou Radio et F. D. Rousselle - Clamart-Essays

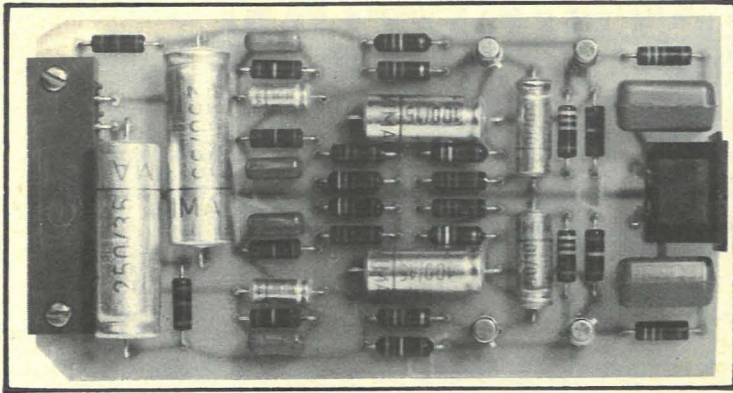
BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi
NOM
ADRESSE

infra
R.P. 161

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

Dans notre prochain numéro, à l'occasion des vacances, une partie de la revue sera consacrée à la détente et aux réalisations originales que vous pourrez effectuer pendant vos loisirs.



Les modules

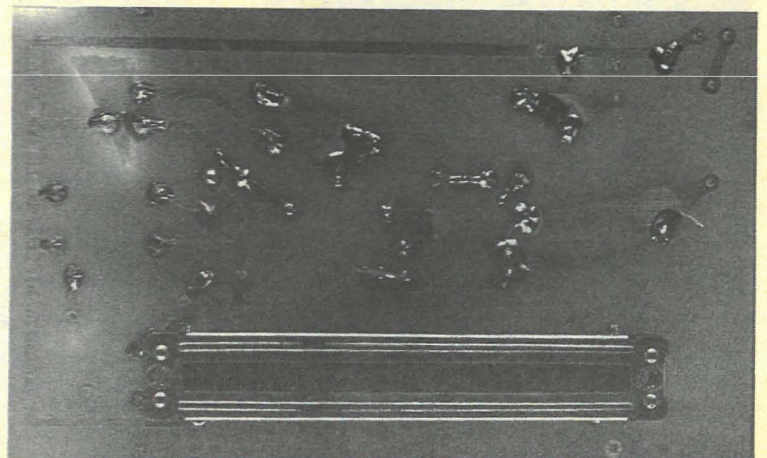
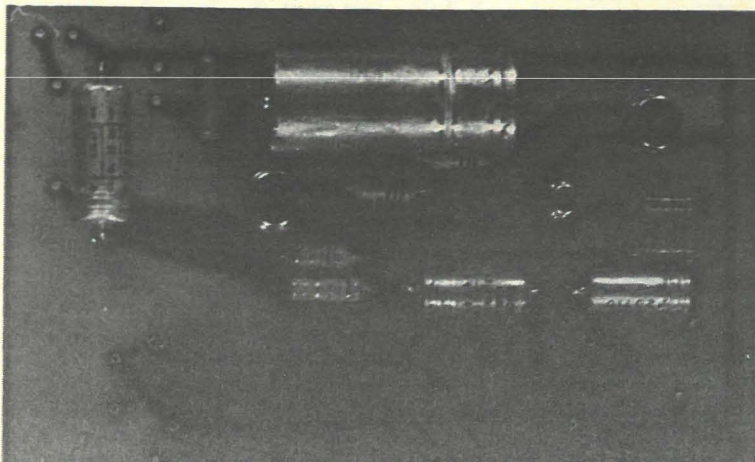
Radio Plans

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN PUPITRE DE MIXAGE (8^e partie)

module "contrôle de modulation" par écoute au casque (dernier module)

Destiné à prendre place derrière le module correcteur de tonalité, celui que nous proposons aujourd'hui permet une écoute sur casque des signaux qui en sortent. Il est donc prévu pour des signaux d'entrée d'environ 100 mV efficaces, et sa sortie peut exciter un casque ayant une impédance voisine de 8 Ω .

Les meilleurs de ces casques ont une sensibilité telle qu'une puissance de 1 à 1,5 mW suffit à une écoute très confortable. Même les moins sensibles n'exigent que 4 à 5 mW, ce qui correspond sur 8 Ω à une tension de sortie de 200 mV. Pour conserver une marge suffisante, nous avons prévu une tension de sortie de 500 mV, soit une puissance de 30 mW environ.



I - LE SCHEMA DU MODULE (figure 1)

L'entrée s'effectue à travers le condensateur C_1 de $4,7\mu\text{F}$, et est immédiatement suivie du potentiomètre P qui commande le volume. Il s'agit d'un modèle à glissière de $22\text{k}\Omega$, à variation logarithmique, du même type que ceux utilisés dans notre correcteur de tonalité.

Les signaux pris sur le curseur du potentiomètre sont transmis par le condensateur C_2 , lui aussi de $4,7\mu\text{F}$, vers la base du transistor d'entrée T_1 , de type BC 109. La polarisation de base est assurée par les résistances R_1 de $68\text{k}\Omega$ et R_2 de $10\text{k}\Omega$. Dans ces conditions, le courant d'émetteur, donc de collecteur, est imposé par la résistance R_3 de 330Ω .

Le gain est imposé par le rapport R_4/R_3 , où R_4 est la résistance de collecteur, de $1,5\text{k}\Omega$. Elle est montée en série avec la diode D , de type 1N645, qui assure le décalage entre les tensions des bases des transistors de sortie, montés en push-pull classe B.

Le transistor T_2 est un NPN de type 2N3053, et T_3 un PNP de type 2N4037. Une stabilisation énergétique de l'étage est obtenue grâce aux résistances d'émetteur R_5 et R_6 de 15Ω . Enfin, la sortie est prise derrière le condensateur C_3 de $640\mu\text{F}$. C_4 , de 1000pF , a pour but de juguler d'éventuelles oscillations parasites en haute fréquence.

L'alimentation se fait sous 24 volts, à travers la résistance R_7 de 470Ω . Le condensateur électrochimique C_5 de $100\mu\text{F}$ sert au filtrage.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

Résistances : 15Ω (2), 330Ω (1), $1,5\text{k}\Omega$ (1), $10\text{k}\Omega$ (1), $68\text{k}\Omega$ (1) toutes à $\pm 5\%$, à couche.

Condensateurs :

— électrochimiques : $4,7\mu\text{F}$, 25 V (2), $100\mu\text{F}$, 25 V (1), $640\mu\text{F}$, 25 V (1).

— mylar : 1nF (1).

Semiconducteurs : BC 109 (1), 2N3053 (1), 2N4037 (1), 1N645 (1).

Potentiomètre : Radiohm type CI PGP 58-22 $\text{k}\Omega$ log.

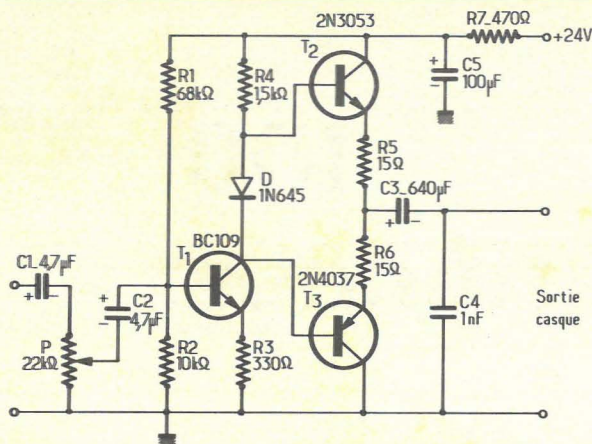


Figure 1

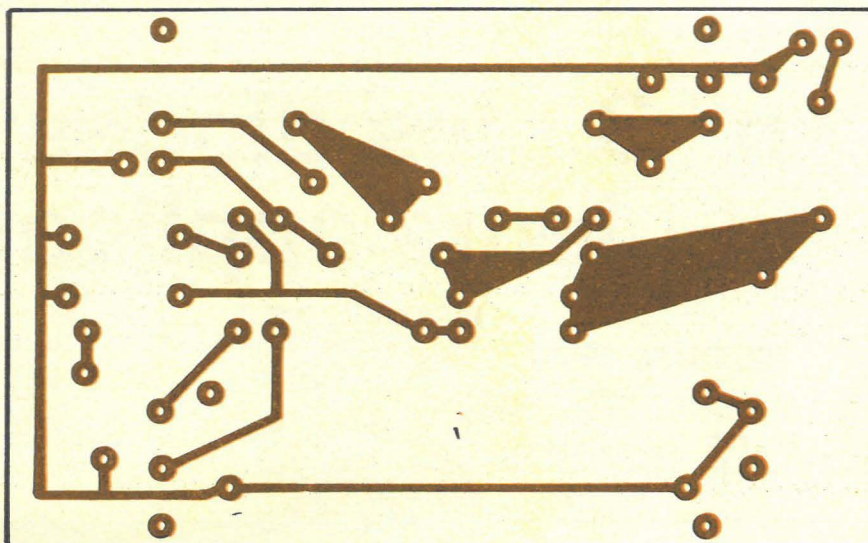


Figure 2

II - LE CIRCUIT IMPRIME

Son dessin, vu côté cuivre, est donné à l'échelle 1 dans la figure 2. Le circuit est réalisé sur une carte de $114 \times 75\text{mm}$, qui s'harmonise avec celle du correcteur de tonalité, et permet notamment d'aligner le potentiomètre de réglage de volume avec ceux du précédent circuit.

III - CABLAGE DU MODULE

Le plan de câblage est donné, toujours à l'échelle 1, dans la figure 3. Là encore, le potentiomètre est soudé du côté du circuit cuivré.

Les photographies, représentant chacune des faces de la plaque, complètent les indications de câblage de la figure 3.

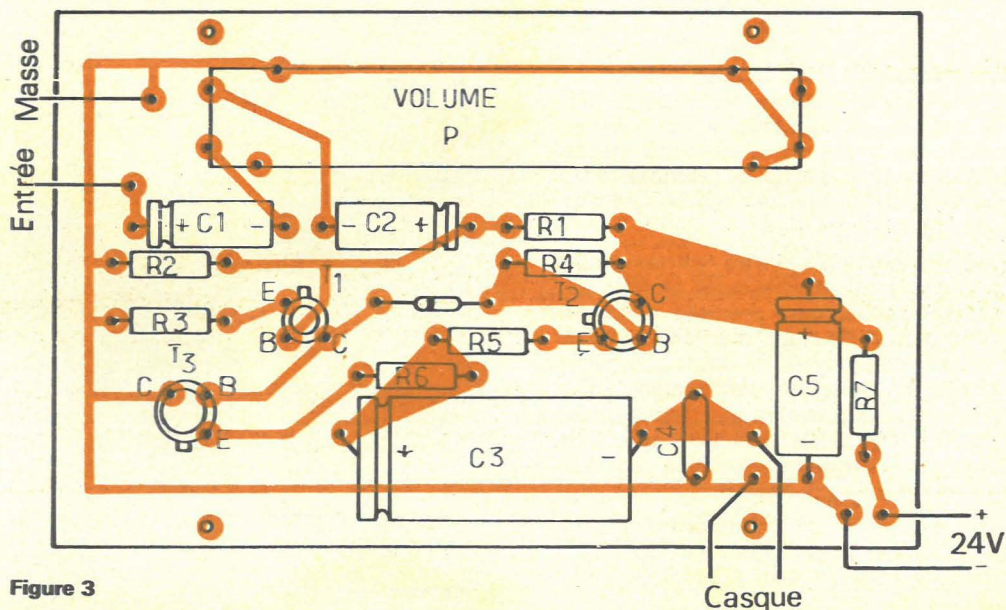
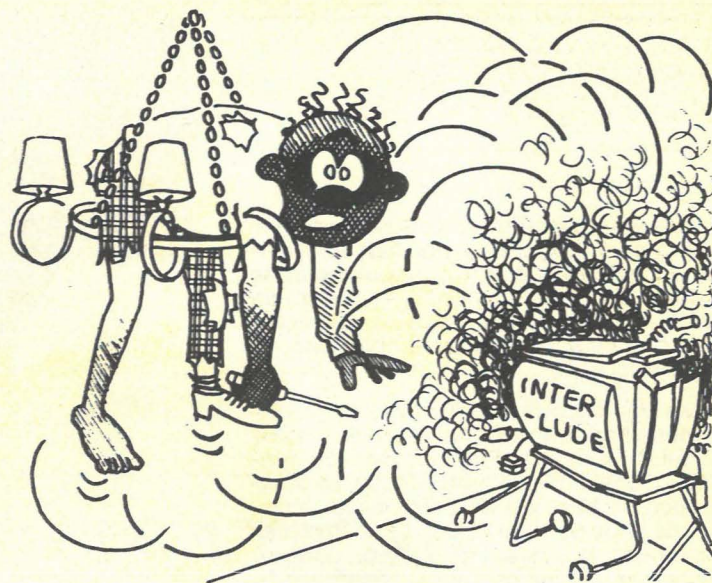


Figure 3

100 expériences



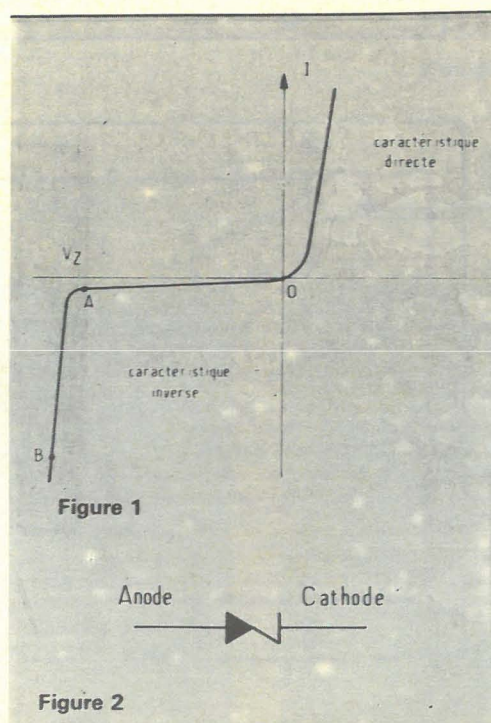
n° 3 : les diodes zéner et leurs applications

I. TENSION DE CLAQUAGE INVERSE D'UNE DIODE.

La caractéristique d'une diode (voir Radio-Plans n° 318) montre que le courant inverse est normalement très faible. Cependant, si on augmente la tension inverse au-delà d'une valeur limite V_z (l'anode est alors négative par rapport à la cathode), on constate qu'un courant d'intensité élevée circule brusquement de la cathode vers l'anode (figure 1). La tension V_z est dite tension d'avalanche.

Dans le cas d'une diode de redressement, on doit éviter d'atteindre cette tension inverse, qui est toujours précisée dans les données du constructeur, et atteint souvent des valeurs de plusieurs centaines de volts. Mais on sait construire des diodes, dites diodes « zéner », prévues pour fonctionner dans cette zone de la caractéristique. Les tensions V_z s'échelonnent, selon les modèles, de 4 à 25 volts environ.

On représente schématiquement une diode zéner par le symbole de la figure 2, qui rappelle à la fois celui d'une diode, et la lettre Z.



II. ETUDE EXPERIMENTALE DE LA TENSION ZENER.

On utilisera une diode zéner de petite puissance (400 mW par exemple), offrant une tension zéner d'environ 6 volts, dans le montage de la figure 3. La tension continue E, de l'ordre de 15 volts, est délivrée par le circuit redresseur étudié dans notre précédent numéro. Aux bornes du condensateur de filtrage C, on a branché en série une résistance R de 470Ω, un potentiomètre de 10 kΩ monté en résistance variable, et la diode zéner DZ. Un milliampèremètre continu mA (échelle 10 ou 15 mA) mesure l'intensité I du courant qui traverse la diode, et un voltmètre V (échelle 10 volts) mesure la tension V à ses bornes. On pourra naturellement utiliser un contrôleur pour mesurer alternativement I et V.

En faisant varier la valeur de P, on relèvera ainsi la portion AB de la caractéristique de la figure 1. On constatera que la tension V varie très peu autour de la valeur nominale V_z , pour des variations importantes de I.

III. APPLICATION AUX STABILISATEURS DE TENSION.

Puisque la tension à ses bornes dépend peu du courant qui la traverse, une diode zéner constitue une excellente source de tension de référence. Ainsi, dans le montage de la **figure 3**, la tension indiquée par le voltmètre ne varie pratiquement pas si on remplace le transformateur de 12 volts par un transformateur de 18 ou 24 volts : dans une alimentation stabilisée, la tension resterait donc constante en dépit des variations du secteur.

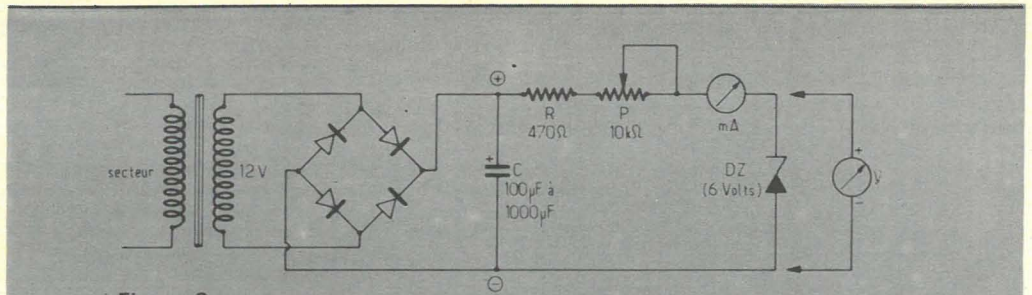


Figure 3

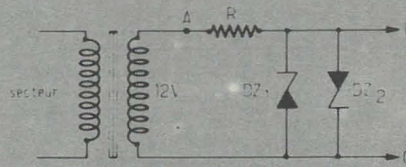


Figure 4

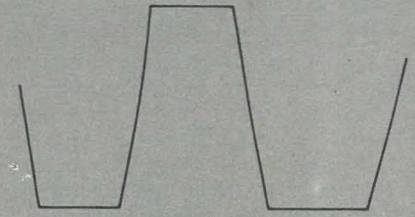


Figure 5

IV. ECRETAGE PAR DES DIODES ZENER.

Si on dispose d'un oscilloscope, on pourra expérimenter le circuit de la **figure 4**. Le transformateur est le modèle déjà utilisé dans nos précédentes expériences. Il ali-

mente, à travers la résistance R de 1 k Ω , deux diodes zéner de 6 volts montées tête-bêche.

Si on branche un oscilloscope entre les points A et C, on observe la tension de sortie du transformateur, c'est-à-dire une

sinusoïde d'environ 34 volts de tension crête à crête. Entre les points B et C, la tension a l'allure indiquée dans l'oscillogramme de la **figure 5**. Il s'agit d'un signal quasi rectangulaire, de 12 volts crête à crête.



Un ouvrage sensationnel sur la MUSICO-ELECTRONIQUE PETITS INSTRUMENTS ÉLECTRONIQUES DE MUSIQUE par F. JUSTER.

Ce premier livre faisant partie d'une collection traitant de la musico-électronique, traite de tous les petits instruments électroniques de musique, tels que : violons, violoncelles, altos, contrebasses, guitares, mandolines, etc.; flûtes, clarinettes, saxophones, trombones à coulisse, etc.; accordéons; et

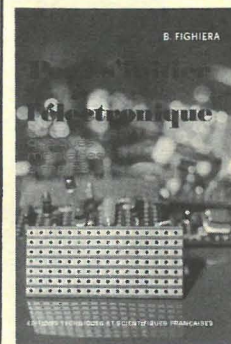
des instruments aériens, tel que le célèbre Thérémine. Tous ces appareils sont très faciles à monter, même par des amateurs débutants, mais ayant déjà réalisé quelques montages électroniques simples. D'autre part, il ne sera pas difficile d'exécuter des morceaux de musique avec ces instruments, en raison de leur simplicité. Malgré celle-ci, il sera possible aux amateurs de constituer de petites formations musicales d'une valeur artistique certaine, pouvant jouer aussi bien de la musique légère que de la musique classique.

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIERES

Tableau des notes musicales et des fréquences. - Générateur universel avec vibrato pour orgues monodiques - Oscillateur de vibrato - Mélangeur-amplificateur-formant. - Générateur de signaux rectangulaires avec vibrato. - Générateur d'orgue monodique simple. - Ensembles multi-monodiques. - Les instruments à vent. - Flûte normale. - Petite flûte. - Flageolet ou Pifferari. - Hautbois. - Cor anglais. - Hautbois d'amour. - Basson. - Contrebasson et sarrusophone. - Clarinette. - Clarinette-alto. - Clarinette-basse. - Saxophone. - Exemples d'instruments à vent : saxophones, cor anglais, clarinette. - Trombone à coulisse électronique. - Variante avec 2 octaves et 3 gammes. - Accordéon électronique. - Instruments à cordes. - Instruments à cordes avec générateurs électromagnétiques. - Instruments électroniques à cordes. - Contrebasse. - Violoncelle. - Alto. - Violon. - Instruments spéciaux. - Thérémine à transistors. - Thérémine dansant. - Percussion, tambour, bango, blocs, etc. - Filtrés à timbres à 262 000 combinaisons.

Un volume broché de 136 pages. - Format 15 x 21. - Couverture 4 couleurs, vernie - Prix : 20 F.

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande.)



POUR S'INITIER A L'ÉLECTRONIQUE : QUELQUES MONTAGES SIMPLES

par B. FIGHIERA

L'auteur a décrit dans cet ouvrage toute une série de montages simples. Ces montages présentent cependant la particularité d'être équipés de composants très courants, montés sur des plaquettes spéciales à bandes conductrices toutes perforées appelées plaquettes « M. BOARD ».

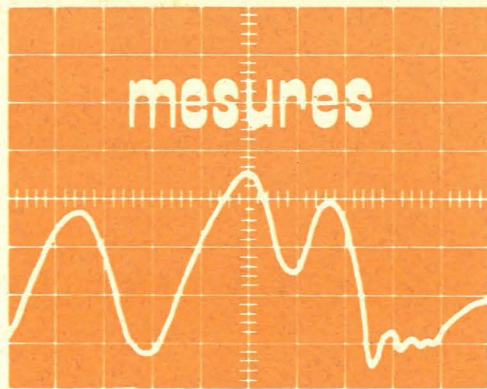
Grâce à ces supports de montage, les réalisations peuvent s'effectuer comme de véritables jeux de construction ; telle est l'intention de l'auteur car, dans cet ouvrage, il s'agit d'applications et non d'étude rébarbative. A l'appui de nombreuses photographies, de schémas de principe, de croquis de montage sont détaillés le fonctionnement et le procédé de réalisation de chaque montage point par point en se mettant à la portée de tous.

L'auteur a même voulu aller plus loin encore et faciliter la tâche des amateurs en leur offrant avec l'ouvrage un échantillon type de ce support de base afin qu'il aisse sur eux un peu comme un « catalyseur » et qu'il les incite à entreprendre la réalisation de tous ces montages sans plus attendre.

Extrait du sommaire : Jeux de réflexes, dispositif de lumière psychédélique pour autoradio, gadget automobile, orgue monodique, récepteur d'électricité statique, flash à cellule « LRD », indicateur de niveau BF, métronome audiovisuel, oreille électronique, détecteur de pluie, dispositif attire-poissons...

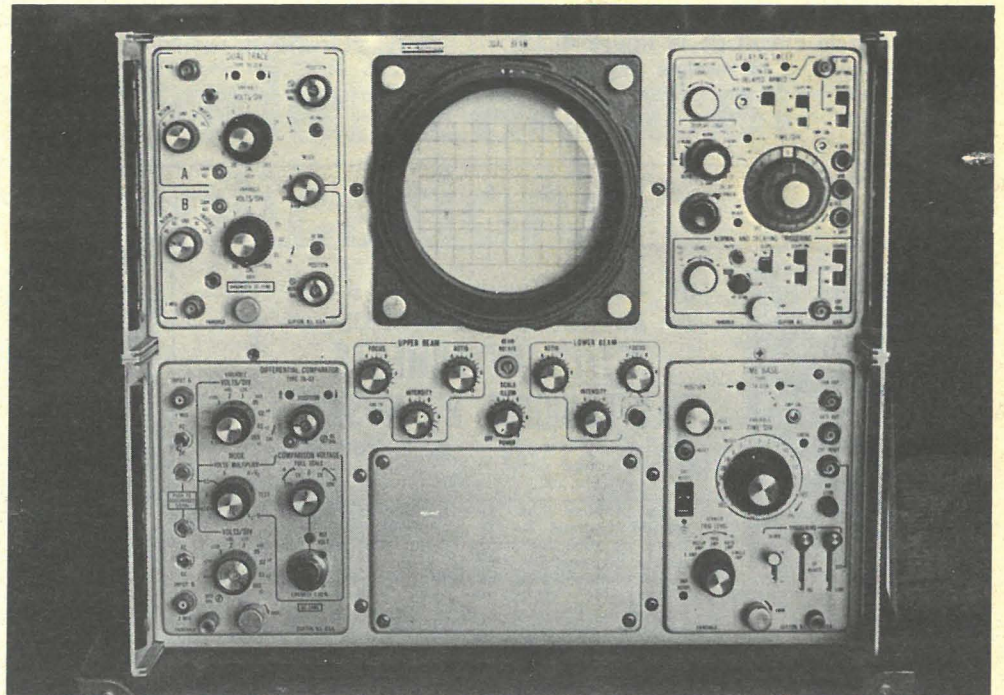
Un ouvrage broché, couverture 4 couleurs, pelliculée, 112 pages .. 17 F
En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS
(Aucun envoi contre remboursement -
Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande.)



STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT D'UN OSCILLOSCOPE

Les articles publiés dans nos précédents numéros (voir Radio-Plans n° 314 à 318), nous ont permis d'analyser successivement le fonctionnement du tube cathodique, des alimentations, et des différents types de bases du temps. Pour compléter ce panorama des sous-ensembles d'un oscilloscope, il nous reste à étudier le problème des amplificateurs, auquel nous consacrons les pages qui suivent.



les amplificateurs

I - Caractéristiques générales des amplificateurs

1) Le gain :

La sensibilité des plaques de déviations, horizontale ou verticale, d'un tube cathodique de mesure, varie pour les modèles courants entre quelques volts et quelques dizaines de volts par centimètre. Actuellement, on estime qu'un petit oscilloscope d'atelier doit offrir, sur la première gamme, une sensibilité au moins égale à 50 millivolts par centimètre. Pour un appareil de laboratoire, il est courant de descendre à quelques millivolts par centimètre. En fonction du tube choisi, et des caractéristiques de l'oscilloscope étudié, on voit donc que le gain, c'est-à-dire le rapport entre les tensions de sortie et d'entrée de l'amplificateur vertical, est de l'ordre de 1 000.

Pour l'amplificateur horizontal, les dents de scie délivrées par la base de temps ayant le plus souvent une amplitude de quelques volts, on se contente en général de gains nettement plus faibles. Seuls y font exception les appareils destinés à servir fréquemment avec une déviation horizontale fournie par un signal extérieur.

2) L'amplitude de sortie

Outre un gain suffisant pour les applications envisagées, les amplificateurs doivent être capables de fournir, sans distorsion visible, une tension de sortie assez élevée pour que l'oscillogramme couvre la totalité de l'écran. Cette condition est d'autant plus facile à satisfaire que le tube cathodique est plus sensible.

Par exemple, l'attaque des plaques de déviation d'un tube circulaire de 10 cm de diamètre, offrant une sensibilité de 5 volts par centimètre, requiert des tensions de 50 volts crête à crête. En revanche, pour un tube plus petit, de 7 cm de diamètre mais n'ayant qu'une sensibilité de 30 volts/cm, il faut une tension de sortie de plus de 200 volts sur l'amplificateur.

3) La bande passante

On sait que le gain d'un amplificateur, même dit aperiodique, décroît inévitablement vers les fréquences élevées, à cause des capacités parasites. Considérons en effet l'étage amplificateur très simple de la **figure 1**, où R est la résistance de charge, placée dans le collecteur du transistor T. En première approximation, le gain est sensiblement proportionnel à la valeur de R, toutes autres choses restant égales par ailleurs.

Malheureusement, dans la réalité, ce circuit présente un certain nombre de capacités parasites : capacités entre les électrodes du transistor, capacité de câblage, capacité d'entrée de l'étage suivant. La théorie montre qu'on peut toutes les réduire à une seule capacité parasite C_p qui serait branchée en

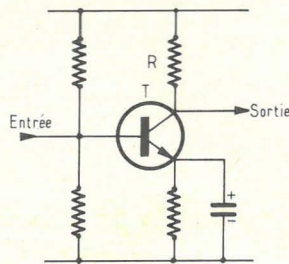


Figure 1

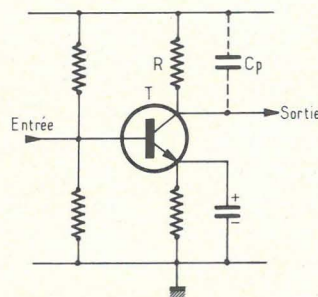


Figure 2

parallèle sur la résistance de charge R, comme le montre la **figure 2**.

Dans ces conditions, l'impédance de charge n'est plus constituée par R seule, mais par l'ensemble de cette résistance et de la capacité C_p branchées en parallèle. Pour un signal sinusoïdal de pulsation ω , cette impédance a pour valeur :

$$Z = \frac{R}{1 + RCp\omega}$$

et on voit qu'elle décroît quand ω , donc la fréquence, augmente. Tant que le terme $RCp\omega$ reste petit devant l'unité, cette diminution n'est pas sensible. Elle devient au contraire rapide quand ce terme est du même ordre de grandeur que l'unité. Le gain, qui est proportionnel maintenant à Z, décroît lui aussi vers les fréquences élevées.

Le même phénomène se produit aux fréquences basses, si l'amplificateur comporte des liaisons par condensateurs, ou des

condensateurs de découplage comme celui représenté sur les figures 1 et 2 dans l'émetteur du transistor T. En effet, l'impédance de ces condensateurs augmente quand la fréquence diminue. On assiste alors soit à l'apparition d'une contre-réaction (cas des figures 1 et 2), soit à une atténuation du signal s'il s'agit d'un condensateur de liaison.

Finalement, si on trace la courbe de réponse d'un amplificateur en fonction de la fréquence du signal sinusoïdal appliqué à l'entrée, elle prend l'allure indiquée dans la **figure 3**, où le gain est porté en ordonnée, et la fréquence en abscisse. Pratiquement constant et égal à A_0 dans une large plage de fréquences, le gain décroît de part et d'autre de celle-ci. Par définition, on appelle fréquences de coupure à 3dB, les fréquences f_1 et f_2 pour lesquelles le gain prend la valeur $A_0\sqrt{2}$. La bande passante est l'intervalle compris entre f_1 et f_2 .

Si la limite supérieure f_2 peut être reculée grâce à différents procédés que nous analyserons plus loin, elle existe cependant toujours. Il n'en est pas de même de la limite inférieure f_1 . En effet, la technique des amplificateurs à liaisons continues, qui supprime les condensateurs de liaison ou de découplage, permet de prolonger le palier de la courbe représentée en figure 3 jusqu'à la fréquence zéro, c'est-à-dire jusqu'aux tensions continues.

Le choix de la bande passante d'un oscilloscope dépend évidemment des applications envisagées, et conditionne à la fois sa complexité... et son prix. Pour un appareil d'atelier, il est bien souvent suffisant de disposer d'une bande passante allant d'environ 10 Hz à 1 ou 2 MHz. Les appareils de laboratoire actuels transmettent du continu jusqu'à des fréquences de 10 à 20 MHz. Enfin, certains oscilloscopes très perfectionnés montent jusqu'à 50 ou 100 MHz. Au-delà, il faut employer des techniques complètement différentes (échantillonnage), qui débordent le cadre de notre étude.

4) Elargissement de la bande passante

Différents procédés peuvent être appliqués à l'extension, vers les fréquences élevées, de la bande passante d'un amplificateur. Les plus évidents consistent à lutter

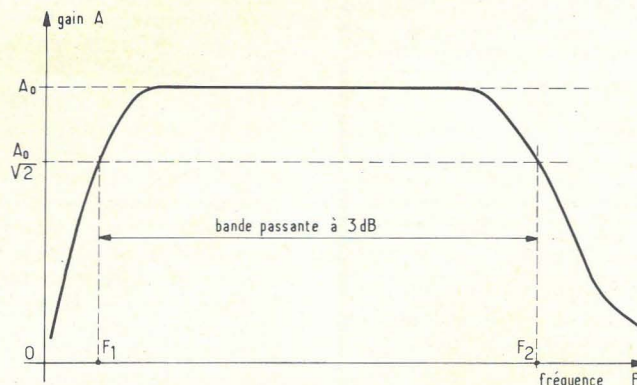


Figure 3

contre les causes de la diminution du gain. Puisque celle-ci résulte de la présence de capacités parasites, on cherchera à minimiser toutes les composantes de cette capacité, en choisissant convenablement les transistors, en soignant le câblage, et en s'arrangeant pour que l'entrée de chaque étage offre une capacité aussi réduite que possible, puisque celle-ci se branche sur l'impédance de charge de l'étage précédent.

L'expression de Z que nous avons donnée précédemment, montre aussi que le terme $RCp\omega$ s'approche de l'unité pour une fréquence d'autant plus élevée que la résistance R est plus faible. Les amplificateurs à large bande auront donc des résistances de charge de faible valeur. Naturellement, cette diminution de R entraîne une diminution proportionnelle du gain, comme le montrent les courbes de la **figure 4** appliquées à un même amplificateur dans lequel on a fait varier la résistance de collecteur. Pour un même gain final, il faudra par conséquent augmenter le nombre d'étages.

Un procédé d'élargissement de la bande passante très exploité dans la technique des tubes, mais beaucoup moins avec les amplificateurs à transistors à cause de leurs faibles impédances de sortie, réside dans l'utilisation de selfs de correction. Complétons en effet le schéma de la **figure 2** comme indiqué dans la **figure 5**. Si la valeur de la self est convenablement choisie, le circuit oscillant RLC ainsi constitué présente une résonance à la fréquence de coupure de l'amplificateur non corrigé. La courbe de réponse tend alors à remonter pour cette valeur, ce qui déplace vers les valeurs élevées la limite supérieure de la bande passante. La **figure 6** montre l'allure des courbes de réponse qu'on peut ainsi obtenir pour différentes valeurs de L. Par un choix convenable, il est possible avec cette méthode, de doubler la largeur de bande sans que le déplacement observé dépasse

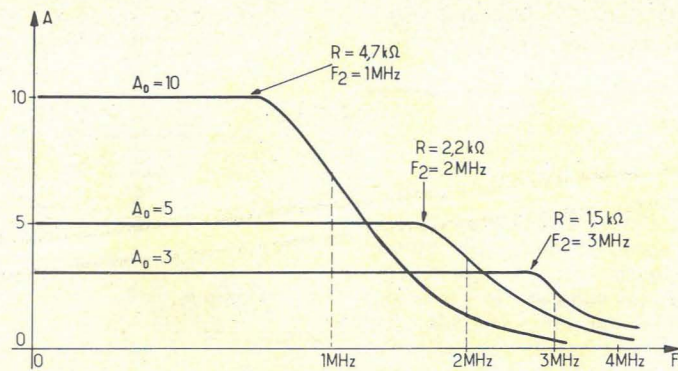


Figure 4

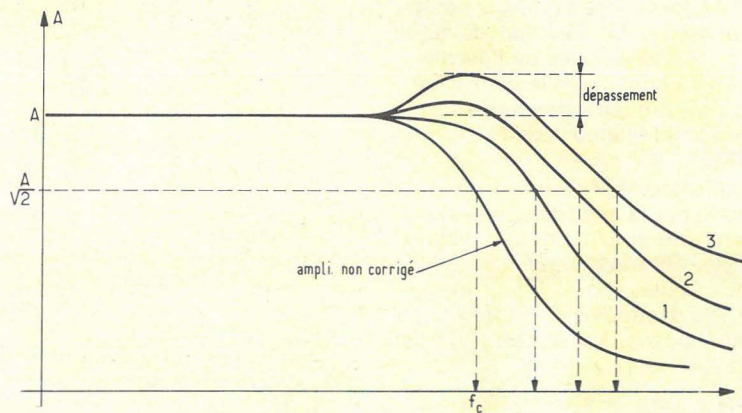


Figure 6

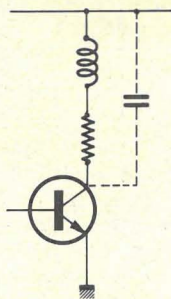


Figure 5

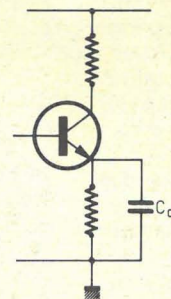


Figure 7

de plus de 5 % le gain moyen. Sur la **figure 6**, les courbes 1 à 3 correspondent à des valeurs croissantes de L. La courbe 2 montre une correction efficace sans dépassement prohibitif.

Enfin, on peut réaliser une correction de fréquence par contre réaction. Cette technique est très utilisée dans les amplificateurs différentiels, et nous en verrons des exemples dans notre prochain numéro, lors de la description de schémas d'amplificateurs. Dès maintenant, indiquons le principe sur lequel repose cette méthode de correction : l'amplificateur de la **figure 7** comporte une résistance d'émetteur non découplée, ce qui introduit une contre-réaction apériodique, égale à toutes les fréquences, et diminue le gain. Si on ajoute en parallèle sur la résistance d'émetteur, une faible capacité de

correction C_c , la contre-réaction diminue à partir des fréquences pour lesquelles l'impédance de C_c n'est plus très grande par rapport à la résistance d'émetteur, et le gain augmente. En choisissant convenablement la valeur de C_c , on peut situer cet accroissement du gain à une fréquence égale à la fréquence de coupure de l'amplificateur non corrigé, ce qui tend à combattre la perte de gain.

Prochain article : Schémas pratiques d'amplificateurs.



VHF COMMUNICATIONS

A PUBLICATION FOR THE RADIO AMATEUR
ESPECIALLY COVERING VHF, UHF AND MICROWAVES

SI VOUS CHERCHEZ...

un convertisseur 144 MHz, FET ou MOSFET, un transverter FET 28/144 MHz, un transverter 432 MHz et son filtre passe-bande stripline, un filtre passe-bande 144, un convertisseur d'émission 432/28 MHz FET, un émetteur 144 MHz AM ou SSB, un VXO BLU, un VFO 72 MHz ou synthétiseur 135/137 MHz, une alimentation universelle, un générateur de spectre, un compresseur de modulation, un réflectomètre 144 ou 432 MHz, un compteur de fréquence avec préampli metteur en forme, etc.

VOUS TROUVEREZ...

dans l'édition spéciale F1, en français de VHF COMMUNICATIONS la description de ces montages avec schémas synoptiques et électriques, dessin du circuit imprimé, grandeur réelle, implantation des composants, photos des modules terminés, nomenclature des composants, conseils de mise au point, etc.

Tous ces montages sont vendus en kit.
Pour en juger,
commandez votre F1 : 20 F (port compris).

F5SM, VHF-ELECTRONIC
Les Pillés - 89117 PARLY

les circuits imprimés

une méthode TRÈS précise

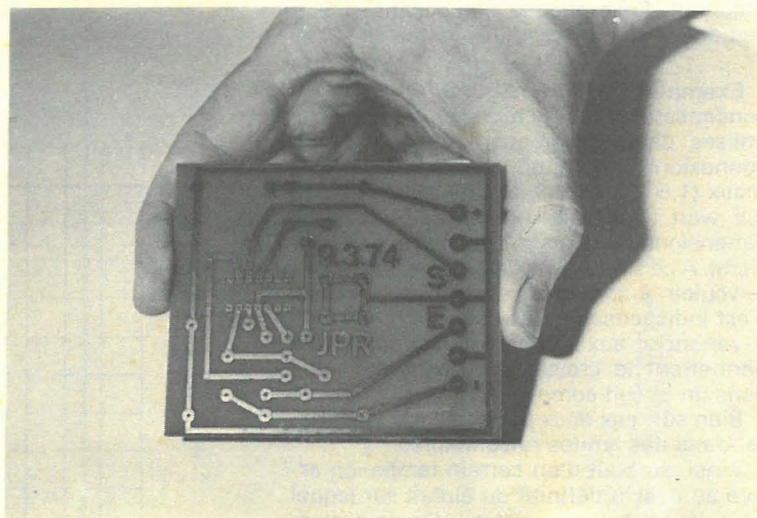


Figure 1

L'amateur éprouve souvent des difficultés lorsqu'il veut réaliser lui-même ses circuits imprimés. Il admire les circuits professionnels, clairs, nets et précis et il songe avec amertume qu'il ne pourra jamais en faire autant.

Pourquoi pas ? Il suffit d'une méthode, simple à utiliser, pour faire des circuits imprimés aussi précis que les « vrais », même lorsque le montage comporte des circuits intégrés. Cet article est le second que nous publions cette année concernant la fabrication des circuits imprimés. Le premier fait partie du numéro 318 de mai et utilise la méthode du stylo marqueur.

PRESENTATION

La méthode proposée aujourd'hui ne demande pas plus de patience que les divers systèmes utilisant les pinceaux, plumes et encres spéciales. Le résultat cependant, comme on peut le voir à la figure 1 vaut la peine qu'on s'y intéresse. Les produits nécessaires sont les mêmes qu'à l'habitude, c'est-à-dire :

- Perchlorure de fer pour graver.
- Benzine pour nettoyer le circuit fini.

Les supports peuvent être quelconques (bakélite, époxy) en simple ou double face.

Le matériel se compose de quelques feuilles de symboles transférables par pression (en vente au détail dans les magasins spécialisés), une spatule et un stylet : c'est tout.

MONTAGE A REALISER

Puisqu'il faut bien choisir un exemple de circuit, voici un montage de préamplificateur utilisant un circuit intégré μA 741. Cela aura ainsi le double avantage de familiariser les amateurs avec les circuits imprimés et intégrés !

● Le schéma

La figure 2 nous le montre dans toute sa simplicité. Il ne faut pas oublier qu'avec les circuits intégrés, toute la complexité du montage se retrouve dans le boîtier, d'où la notion de « boîte noire » avec une entrée,

une sortie et une alimentation. Ce schéma présente malgré tout une particularité qui va réconcilier beaucoup de lecteurs avec les circuits intégrés : l'alimentation.

En effet, il faut souvent alimenter les circuits intégrés linéaires à l'aide d'une alimentation double. Ici, le problème est résolu en créant un point milieu artificiel si bien que, pour fonctionner, le montage se contente d'une simple pile de 9 volts (soit l'équivalent de $\pm 4,5$ volts).

Bien sûr, si on dispose d'une alimentation double ou de deux piles de 4,5 volts branchées en série (le point milieu étant la masse), on pourra se passer de la partie droite du schéma. Il faut noter que le circuit intégré μA 741, par ailleurs très courant, se contente de peu et fonctionne de quelques volts à ± 15 volts.

Le brochage du μA 741 en version DIL 14 broches est donné à la figure 3.

● Etude du circuit imprimé

L'étude (si on doit la faire) se fera sur du papier quadrillé 5 x 5, au crayon (pour pouvoir effacer une éventuelle erreur de circuit).

En tenant compte de l'encombrement des composants et des connexions à effectuer, on cherchera à obtenir quelque chose de rationnel. Pour chaque composant, il y a lieu de considérer ces deux facteurs.

Exemples : (voir figure 4) pour un condensateur électrochimique, tel que ceux utilisés dans ce montage, les points de connexions auront un entr'axe de 8 carreaux (1,5 x 3 cm). Pour une résistance de 0,5 watt : entr'axe = 4 carreaux (2 cm) ; dimensions du corps = 1 x 2 carreaux (0,5 x 1 cm). A ce stade, il y a deux erreurs à éviter : — vouloir à tout prix miniaturiser (sauf si c'est indispensable, bien sûr !) — renoncer aux « ponts » ou strappes qui permettent le croisement des connexions dans un circuit compliqué.

Bien sûr, ces deux points sont à considérer dans des limites raisonnables.

Ainsi, au bout d'un certain temps, on arrive au dessin définitif du circuit sur lequel on a réussi à « tout mettre ». On peut alors songer à réaliser ce circuit sur le support de son choix : bakélite, verre époxy, selon les moyens et les nécessités.

REALISATION

Avant tout, il faut reporter le dessin définitif au propre (mais à main levée) sur une autre feuille quadrillée 5 x 5 mm. Il est impératif évidemment que cela soit à l'échelle 1. Signalons au passage qu'il est préférable, si l'on en dispose, d'utiliser des feuilles quadrillées au pas de 5,08 mm (ou 2,54) qui correspond à 1/5e de « pouce ». En effet, les composants électroniques sont fabriqués en fonction des sous-multiples de cette unité anglo-saxonne et, si pour les résistances et condensateurs, cette légère différence de pas n'est pas gênante, elle pourrait l'être par contre pour un boîtier du type utilisé ici et dont l'écartement entre broches est de 2,54 mm.

Nous verrons qu'avec la méthode utilisée présentement, ce risque d'écart est tout à fait évité lorsque l'« épure » du circuit a été faite sur du papier quadrillé classique au pas de 5 mm.

Le dessin obtenu est tel que le montre la figure 5. On fera dans le même temps le dessin donnant l'implantation des éléments sur l'autre face comme le montre la figure 6.

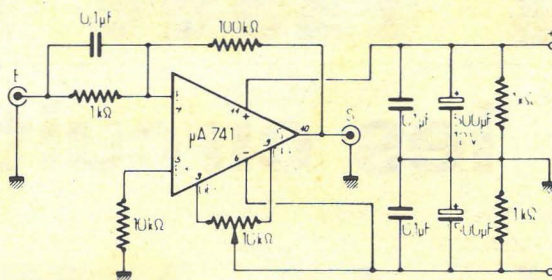


Figure 2

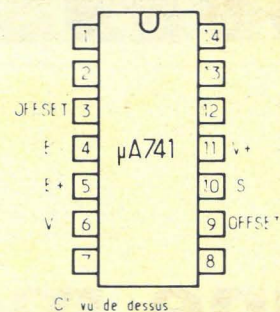


Figure 3

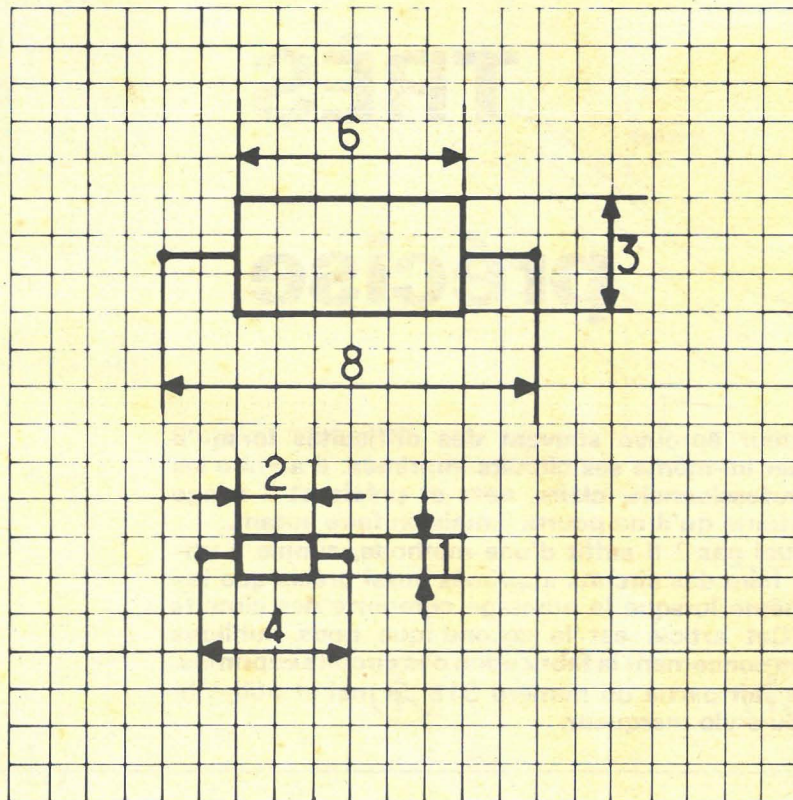


Figure 4

Ensuite, on découpe un morceau de plaque cuivrée aux dimensions du circuit à faire et on nettoie ce morceau de façon à éliminer les traces de graisse. On fixe alors le papier quadrillé à la plaque par un morceau de ruban adhésif et on insère entre ces deux parties une feuille de papier carbone comme le montre la figure 7.

A l'aide d'une règle et d'un stylo à bille fine, on reporte alors sur la plaque les différents axes des connexions ainsi que ces dernières d'une manière très précise. (Voir figure 8).

Il reste alors à déposer les symboles sur la plaque de cuivre. Le transfert de ces symboles se fait à l'aide d'une spatule ou d'un crayon, en frottant simplement la feuille de transfert à l'endroit du symbole à déposer. Cela ne pose aucun problème lorsqu'il s'agit de symboles tels que pastilles, sup-

ports de transistor ou de circuit intégré (voir figure 9).

Par contre, les lignes de connexion méritent une explication. Il importe en effet de déposer la longueur exacte.

Sur les feuilles de transfert supportant les lignes droites servant à effectuer les connexions, ces lignes ont une longueur d'environ 10 cm.

On pratiquera donc de la manière suivante : en retournant la feuille (adhésif au-dessus), on amène la ligne à l'endroit exact où l'on veut réaliser la connexion. On repère la longueur exacte désirée et on coupe la ligne à l'endroit trouvé avec un stylet (ou à la rigueur une lame de rasoir). Appuyer très faiblement ; cela suffit.

Ensuite, on replace la feuille normalement (face adhésive en dessous) et on transfère la ligne prédécoupée à l'endroit

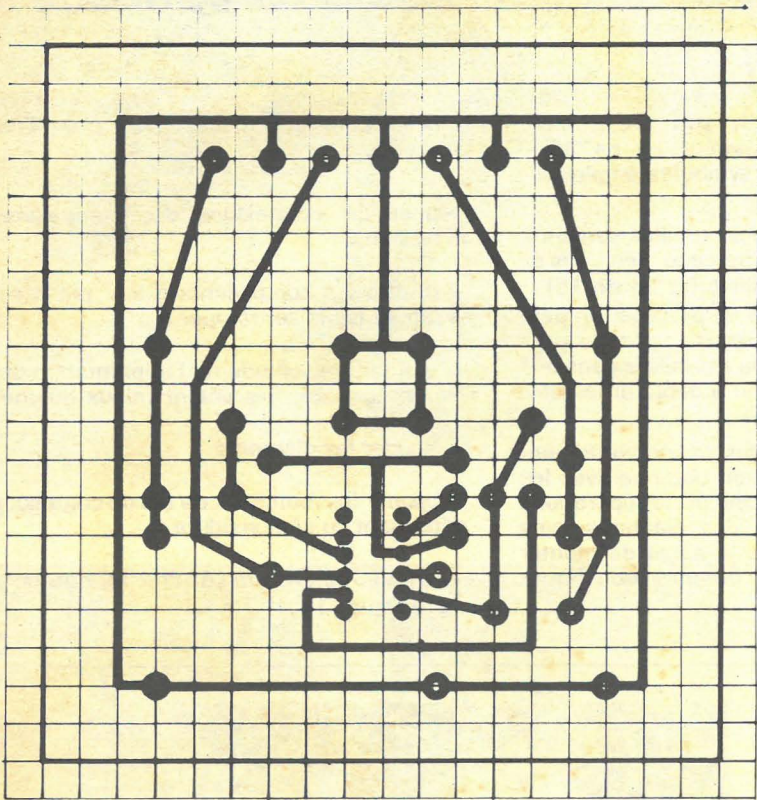


Figure 5

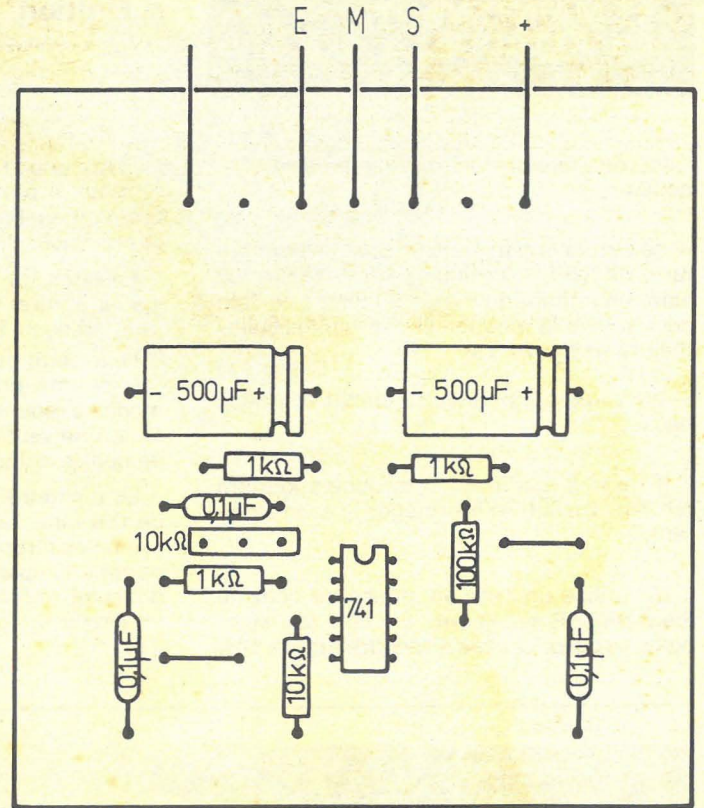


Figure 6

désiré (voir figure 10). Cela semble long à expliquer, mais se fait en très peu de temps.

Lorsque tous les symboles et connexions sont déposés, il reste éventuellement à placer quelques indications du genre : +, -, E, S, etc.

On utilise pour cela des feuilles de chiffres et de lettres à report classiques.

Une dernière opération est cependant nécessaire et même très importante.

● Le lissage

C'est l'opération qui permet d'obtenir une bonne adhérence des symboles. Pour cela, on recouvre le circuit terminé d'une feuille de papier et on frotte partout très fort avec une spatule ou un crayon comme on peut le voir à la figure 11. Le circuit est alors prêt pour la gravure (voir figure 12).

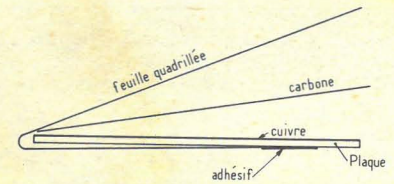


Figure 7

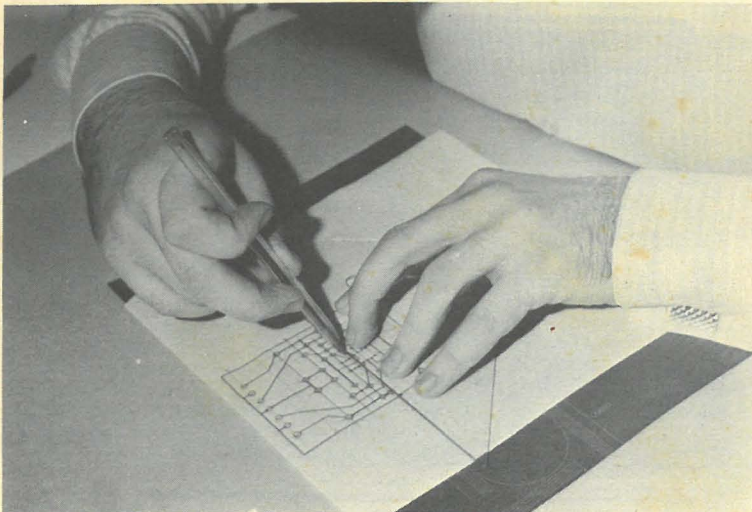


Figure 8

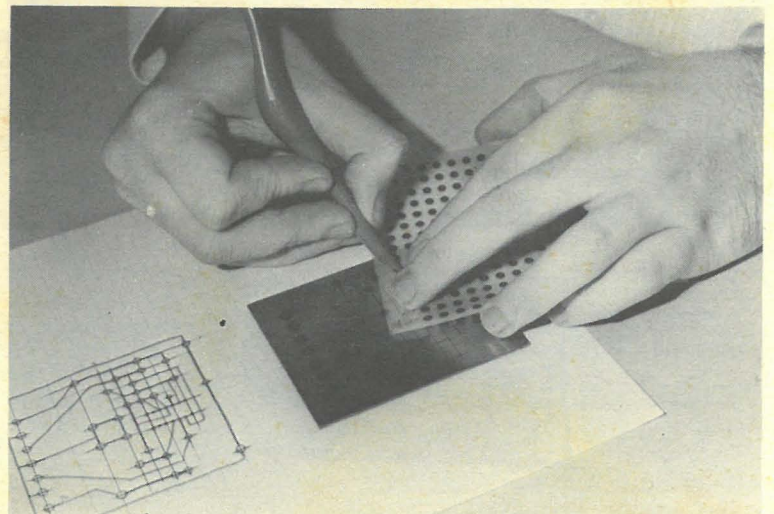


Figure 9

ET MAINTENANT, A L'ATTAQUE

Ici on rejoint les méthodes traditionnelles :

— séjour du circuit dans un bain de perchlore, de 10 à 20 minutes selon l'usure du bain, en agitant de temps en temps ce bain pour activer la réaction et chasser les bulles d'air (voir figure 13).

— après cela, on rince le circuit à grande eau.

Il reste à éliminer les symboles (qui ont fait leur travail) et à protéger le cuivre restant.

On utilise un tampon imbibé de benzine (benzène). Rapidement, on voit les symboles se décoller et se dissoudre (figure 14).

● Finition

Pour que le circuit soit entièrement terminé, il reste à le percer. Là, on utilise une des qualités des symboles employés : la précision.

En effet, les trous des pastilles servent à guider le foret lors du perçage : les trous se font (presque) tous seuls (voir figure 15).

Pour cette opération de perçage, on peut utiliser une petite perceuse spéciale pour modèles réduits, et cela est même conseillé si l'on ne veut pas avoir à déplorer la perte de quelques forets.

Le diamètre des trous est généralement de 0,8 mm. La précision obtenue avec les symboles à report au long de ces opérations permet l'implantation des éléments sans difficulté, même lorsqu'il s'agit de monter un circuit intégré à 14 broches (voir figure 16).

MONTAGE-CABLAGE

Ces opérations nécessitent peu d'explications :

— plier les connexions des composants avec soin,

— mettre les composants à leur place sur le circuit (sans se tromper !),

— vérifier l'exactitude de l'implantation des éléments (deux fois valent mieux qu'une),

— souder les éléments,

— couper les morceaux de fils de connexion dépassant du côté soudure.

On doit obtenir un résultat tel que celui de la figure 17.

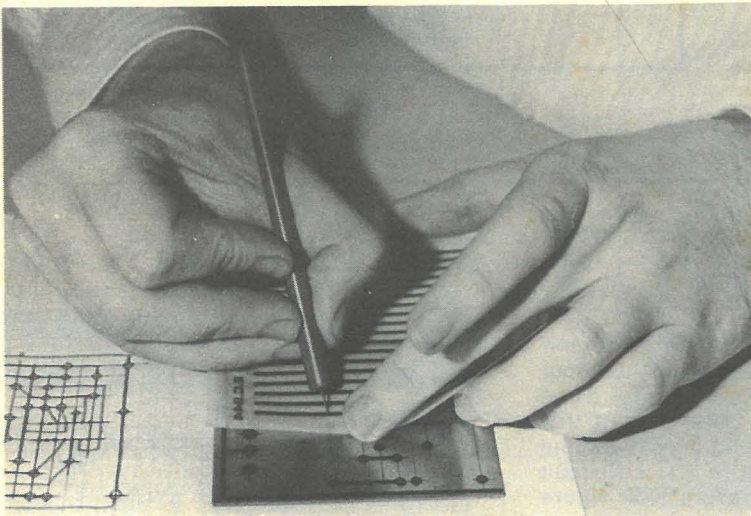


Figure 10

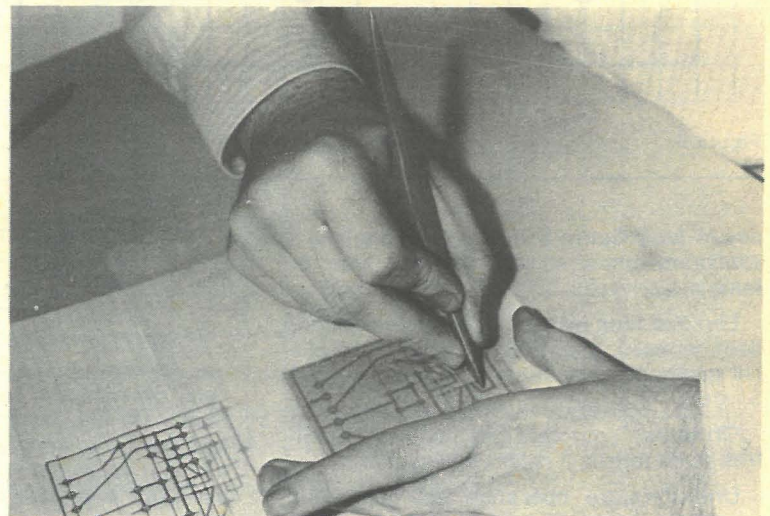


Figure 11

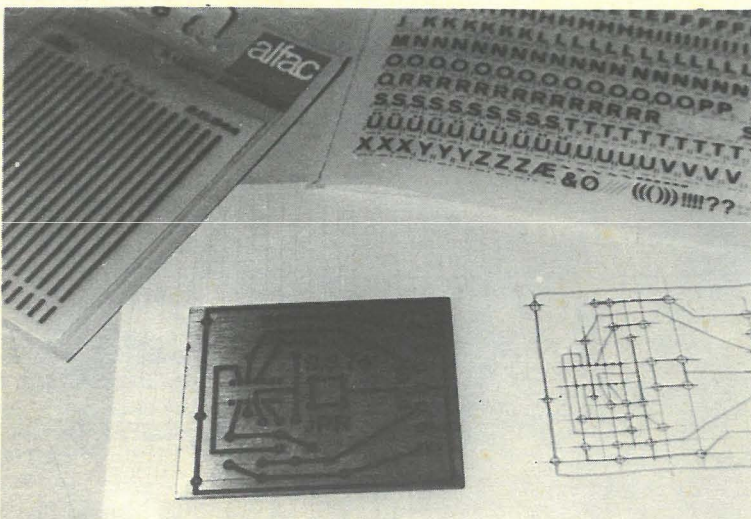


Figure 12

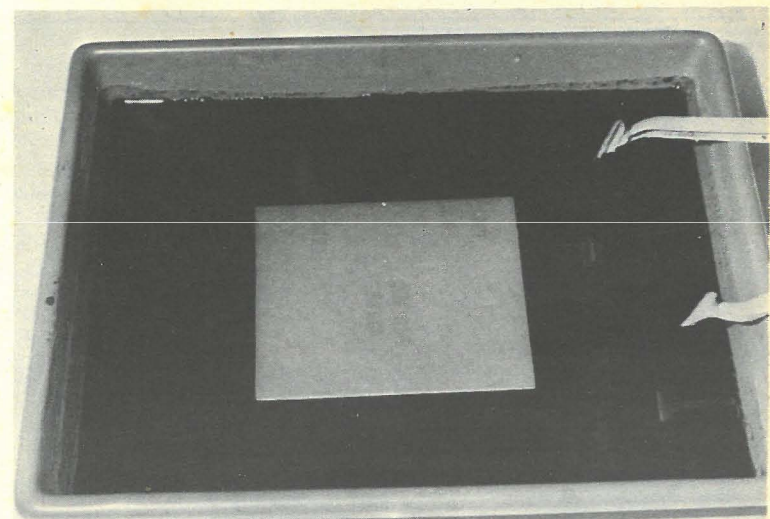


Figure 13

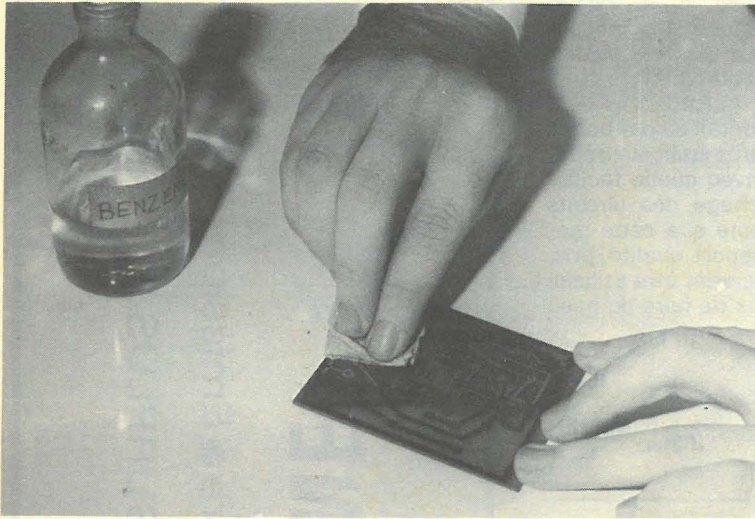


Figure 14

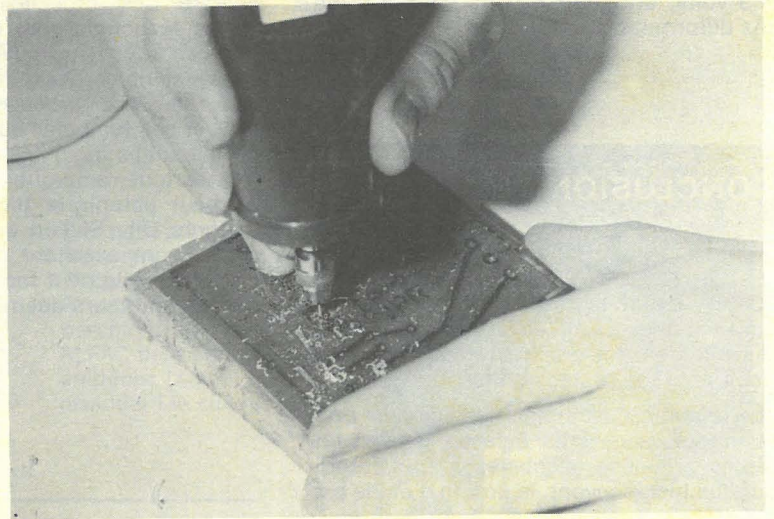


Figure 15

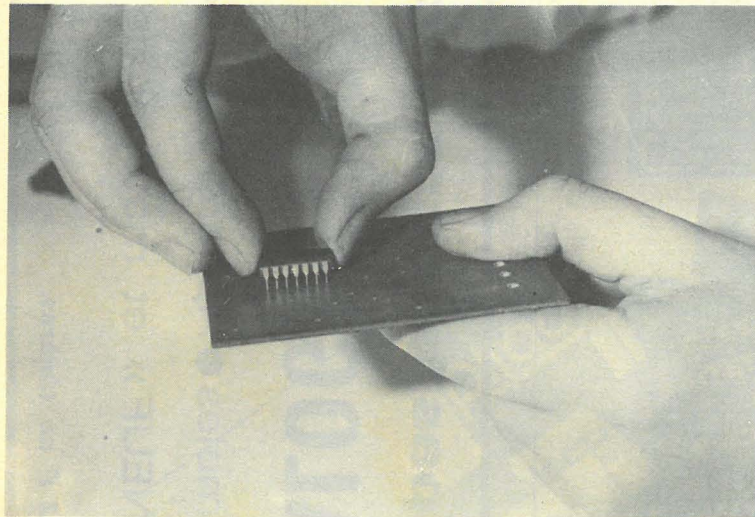


Figure 16

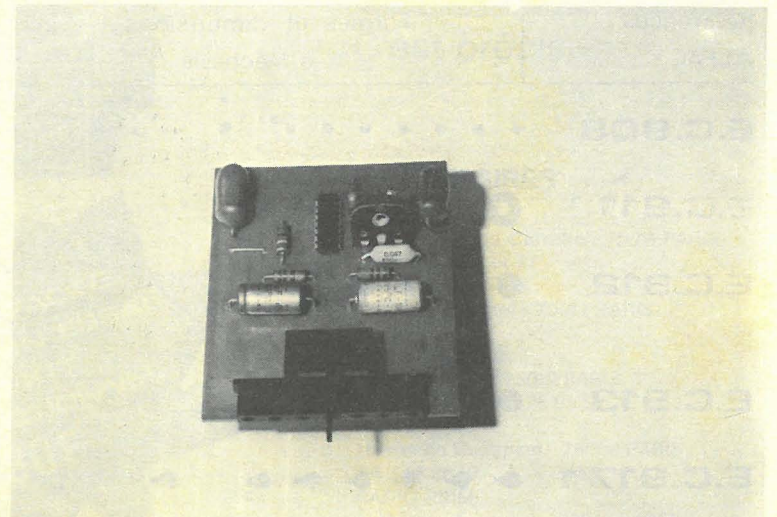


Figure 17

ESSAIS

Ils seront concluants si on a suivi toutes les étapes correctement et si le montage a été expérimenté avant les opérations que nous venons de décrire. L'étude aura pu être faite sur une boîte de connexion Dec comme le montre la **figure 18**. L'utilisation de telles boîtes pour les manipulations de mise au point du montage facilite la recherche d'implantation du circuit imprimé à réaliser.

Résultats

Le préamplificateur qui vient d'être réalisé donne un gain de 100 avec une bande passante excellente (0 à plus de 10 kHz).

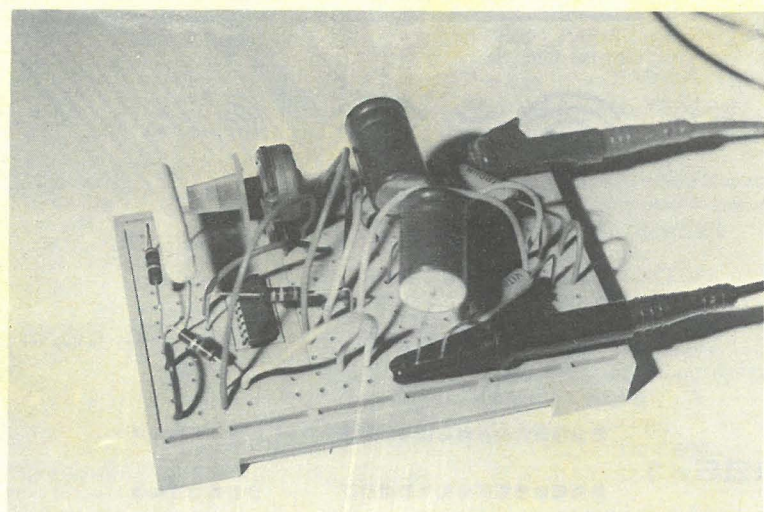


Figure 18

Le signal de sortie peut, avec une pile de 9 volts, atteindre 8 volts crête à crête sans déformation .

CONCLUSION

Cette méthode est très intéressante pour l'amateur puisqu'elle lui permet d'obtenir facilement les qualités graphiques d'un circuit imprimé professionnel.

La raison en est simple : les circuits professionnels sont faits à la base avec les mêmes principes (symboles à transférer), sauf que bien souvent, le dessin d'étude est

fait à l'échelle 2 ou 3 et que l'on utilise ensuite des procédés de photogravure (après réduction) pour obtenir des productions en série. On trouvera en annexe quelques exemples des symboles utilisés avec leur référence (produits ALFAC). On peut trouver ces symboles au détail ou par boîtes de 5 feuilles (pour les gros utilisateurs). Il faut surtout remarquer avec quelle facilité on peut obtenir le brochage des circuits intégrés DIL. Si l'on ajoute que cette méthode a un excellent rapport qualité/prix, on voit qu'elle peut facilement être utilisée par les amateurs désireux de faire du beau travail.

J.-P. REISER

| Références ALFAC | Formes et dimensions des symboles à l'échelle 1 |
|------------------|---|
| E.C. 908 | mm 1.60 0.40 |
| E.C. 911 | mm 4.80 1.50 |
| E.C. 912 | mm 3.60 0.80 |
| E.C. 913 | mm A 3.10 B 1.00 Z 5.10 |
| E.C. 917/1 | mm 2.40 0.40 0.80 |
| E.C. 917/2 | mm 4.80 0.80 1.55 |
| E.C. 941 | mm 0.80 5.08 |
| E.C. 944 | mm 1.55 5.08 |
| E.C. 950/1 | mm 0.80 |
| E.C. 991/1 | mm 1.58 0.40 7.62 0.96 2.54 |
| E.C. 996/1 | mm 2.03 0.45 7.62 0.51 2.54 2.03 |

Si vous n'avez pas encore reçu

NOTRE CATALOGUE "JAUNE"

Pièces détachées • Ensembles • Appareils de mesure • Émission - Réception

Matériel « NEUF » et matériel de « SURPLUS »

réclamez-le sans tarder en joignant 2 F en timbres.

BERIC

43, rue Victor-Hugo
92240 MALAKOFF

Tél. : (ALE) 253-23-51

Métro : Porte de Vanves

Magasin fermé dimanche et lundi

NOUVEAUX MONTAGES A DIVISEURS DE FRÉQUENCE (Suite)



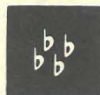
Introduction du vibrato



Les diviseurs binaires.



Alimentation
régulée 12 + 15 V



Distribution
des signaux de notes



Synthèse des sons



Montage des mélangeurs

Dans le premier article traitant de ce sujet, paru dans Radio-Plans de mai 1974, on a donné des indications précises sur le montage des circuits intégrés diviseurs de fréquence, permettant d'obtenir *directement* les douze notes nécessaires à la commande des douze diviseurs binaires habituels, destinés à donner les octaves inférieures des notes fournies par le maître diviseur.

Celui-ci est commandé par un maître oscillateur accordé sur deux MHz ou sur une fréquence voisine de celle-ci. Dans ces conditions, les douze signaux correspondant à une gamme de notes aiguës, situées entre 4 000 et 8 000 Hz environ, sont obtenus à partir d'un seul oscillateur.

Les figures 1 et 2 du premier article, indiquent les fréquences des signaux lorsque le maître oscillateur est accordé sur 2 MHz environ (1,887 MHz).

L'oscillateur peut être du type sinusoïdal, blocking, rectangulaire etc. Le plus pratique est, dans cette application, l'emploi d'un oscillateur sinusoïdal, très facile à réaliser pour une fréquence aussi élevée que 2 MHz (2 000 kHz). Dans un autre article publié dans le même numéro de Radio-Plans (mai 1974) on a donné des indications sur les oscillateurs sinusoïdaux à 2 MHz. Ce sont ceux nécessaires dans les récepteurs radio pour la gamme des petites ondes ou des oscillateurs analogues à ceux-ci.



Soit un oscillateur sinusoïdal fonctionnant sur $f = 2$ MHz environ. Pour un montage de ce genre, le circuit accordé comporte une bobine associée à un condensateur fixe ou variable ou ajustable, de faible capacité, de l'ordre de 25 à 200 pF, par exemple.

Une variation périodique de la fréquence de cet oscillateur aura comme effet de réaliser le vibrato (modulation de fréquence) pour tout l'ensemble des notes musicales produites par le système décrit.

En effet, si la fréquence du maître oscillateur varie d'un certain pourcentage, il en sera de même de tous les signaux fournis par les diviseurs de fréquence. De ce fait, le vibrato ne nécessitera qu'un seul oscillateur accordé sur la TBF (très basse fréquence) habituelle de 5 à 10 Hz, soit fixée à 7 Hz par exemple, soit ajustable à l'aide d'un réglage accessible à l'utilisateur.

La forme du *signal de modulation*, par exemple sinusoïdale, triangulaire, rectangulaire, en dents de scie ou à impulsions, sera conservée au cours des diverses divisions de fréquence, même si les signaux sortant des diverses divisions de fréquence subissent des modifications de forme en passant par les diviseurs, les formants ou les dispositifs de synthèse.

Supposons que le vibrato produise une variation d'un demi-ton au maximum.

Cette variation correspond à une variation de la fréquence de repos de la note considérée, de $x =$

1,0595 fois (1,0595 = racine d'ordre douze de deux). Il suffira, par conséquent de produire sur le maître oscillateur une variation de fréquence de x fois.

Ainsi, si $f = 2$ MHz, l'excursion de fréquence fera varier f entre 2 MHz et $2x$ MHz, ce qui donne, en écrivant $x = 1,06$ pour arrondir :

$$f = 2,12 \text{ MHz}$$

soit une variation de 6% (ou $\pm 3\%$ de part et d'autre de 2,06 MHz).

La valeur de x peut être approximative, car dans un vibrato, on prévoit un réglage de l'excursion de modulation de fréquence et par conséquent on devra, pratiquement, faire varier la fréquence un peu plus que de 6%, par exemple de 10%.

Le moyen le plus simple de faire varier, d'une manière périodique, la fréquence d'un oscillateur, c'est-à-dire de le « vobuler » comme on le dit dans la technique des mesures, est actuellement, d'utiliser une *diode à capacité variable* fonctionnant comme capacité dont la valeur dépend de la tension de polarisation inverse qui lui est appliquée.

Le montage théorique de ce dispositif est indiqué à la **figure 1**. On a représenté le maître oscillateur avec sa bobine L accordée au repos par C_{acc} de 10 pF par exemple, y compris la capacité résiduelle de la diode à capacité variable.

Pour une variation de fréquence de 10%, la capacité d'accord doit varier de 20% environ, donc, passer de 100 pF à 120 pF. Cette variation sera obtenue par une variation de la polarisation inverse appliquée à la diode.

Dans le montage de la figure 1, l'anode étant à la masse, la cathode est rendue positive par l'intermédiaire de R , reliée au curseur du potentiomètre P branché sur une source de tension de valeur convenable.

Cette tension dépend des caractéristiques de la diode à capacité variable choisie et de la variation de fréquence requise.

Avec le montage théorique indiqué, la batterie et le potentiomètre remplacent l'oscillateur de vibrato. En modifiant la position du curseur de P , on fera varier la fréquence du maître oscillateur et par conséquent celles de toutes les notes de l'orgue.

La résistance R sépare, en alternatif, la cathode de la diode du circuit de polarisation dont le potentiel est proche de celui de la masse, en alternatif également.

Le condensateur C_s , sépare en continu la cathode de la diode, de la capacité d'accord qui, en continu également, est au potentiel de la masse par l'intermédiaire de la bobine L d'accord.

On a ainsi résolu le problème du vibrato d'une manière très simple. Tout oscillateur de vibrato

conviendra pourvu qu'il puisse fournir la vobulation (c'est-à-dire la polarisation variable de la diode) nécessaire.

A des fréquences très basses, de l'ordre de 7 Hz, l'oscillateur de vibrato sera généralement un multivibrateur astable, c'est-à-dire oscillant librement. Il sera associé ou non à un amplificateur très simple, en général à un seul transistor qui servira aussi de séparateur entre les deux oscillateurs.

En faisant varier le gain de cet amplificateur, on fera varier l'amplitude du signal de vobulation, donc la valeur de l'excursion des fréquences des notes.

Pour un gain nul de l'amplificateur, la diode D sera à polarisation fixe et par conséquent, le maître oscillateur restera à une fréquence fixe, donc pas de vibrato.

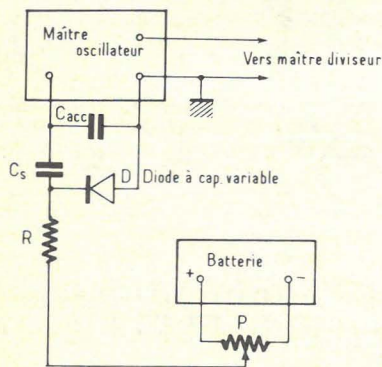


Figure 1

divisant 2 000 000 Hz par 451, on obtient $f_n = 4 434,5$ qui correspond bien à DO₇ dièse.

Notre choix s'est porté sur DO naturel, puisque les claviers commencent généralement, à gauche par un DO du côté basses et non par un DO dièse. Comme diviseurs binaires, on pourra adopter ceux de *Général Instruments* qui produit, seul à notre connaissance, le diviseur AY-1-0212 donnant les 12 signaux de notes les plus aigües. Ce fabricant propose aussi les diviseurs binaires (c'est-à-dire divisant par deux à chaque étage) à 4, 5, 6, 7 ou 8 étages.

Pour un orgue assez complet au point de vue étendue des gammes, le diviseur à 7 étages conviendra très bien.

Il s'agit du type AY-1-5050. Son boîtier est du type rectangulaire à 14 broches et se branche comme indiqué ci-après.

| Broche | Fonction |
|--------|-----------------|
| 1 | V _{SS} |
| 2 | entrée A |
| 3 | sortie A |
| 4 | sortie A |
| 5 | sortie A |
| 6 | entrée D |
| 7 | sortie D |
| 8 | V _{DD} |
| 9 | sortie C |
| 10 | entrée C |
| 11 | sortie B |
| 12 | sortie B |
| 13 | entrée B |
| 14 | V _{GG} |

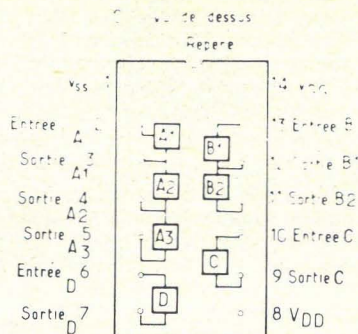


Figure 2

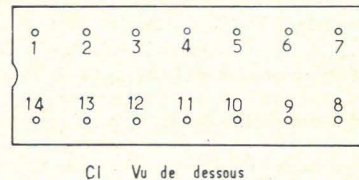


Figure 3

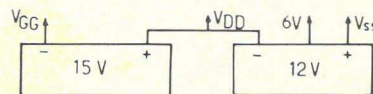


Figure 5

Disposant des douze signaux de notes de forme rectangulaire, fournis par le maître diviseur de fréquence, il ne restera plus qu'à les appliquer aux douze diviseurs binaires, et à un destiné à une des douze notes choisies.

Dans notre précédent article (voir *Radio-Plans* de mai 1974) portant le même titre que le présent article, on a choisi les douze notes suivantes :
 DO₇ à 4 185,5 Hz (d = 451)
 DO₇ dièse à 4 434,6 Hz (d = 426)
 RE₇ à 4 694,8 Hz (d = 402)
 RE₇ dièse à 4 976,1 Hz (d = 379)
 MI₇ à 5 277,0 Hz (d = 358)
 FA₇ à 5 588,8 Hz (d = 338)
 FA₇ dièse à 5 917,2 Hz (d = 319)
 SOL₇ à 6 269,6 Hz (d = 301)
 SOL₇ dièse à 6 644,5 Hz (d = 284)
 LA₇ à 7 042,3 Hz (d = 268)
 LA₇ dièse à 7 482,7 Hz (d = 253)
 SI₇ à 7 905,1 Hz (d = 239)
 d = rapport diviseur du maître diviseur.

Connaissant la fréquence de l'une de ces notes et le rapport diviseur correspondant, on calculera la fréquence exacte du maître oscillateur, par la formule :

$$f_{m0} = d \cdot f_n$$

dans laquelle f_{m0} = fréquence du maître oscillateur

f_n = fréquence de note du signal de sortie

d = rapport diviseur correspondant à cette sortie.

Choisissons par exemple le DO₇. On a, à la sortie, point 3 du CI :

d = 451 et $f_n = 4 185,5$ Hz. Il vient :

$f_{m0} = 451 \cdot 4 185,5 = 1 887 660,5$ Hz = 1,887 MHz environ.

Si l'on avait choisi 2 MHz, la première note du côté 4 000 Hz aurait été DO₇ dièse. En effet, en

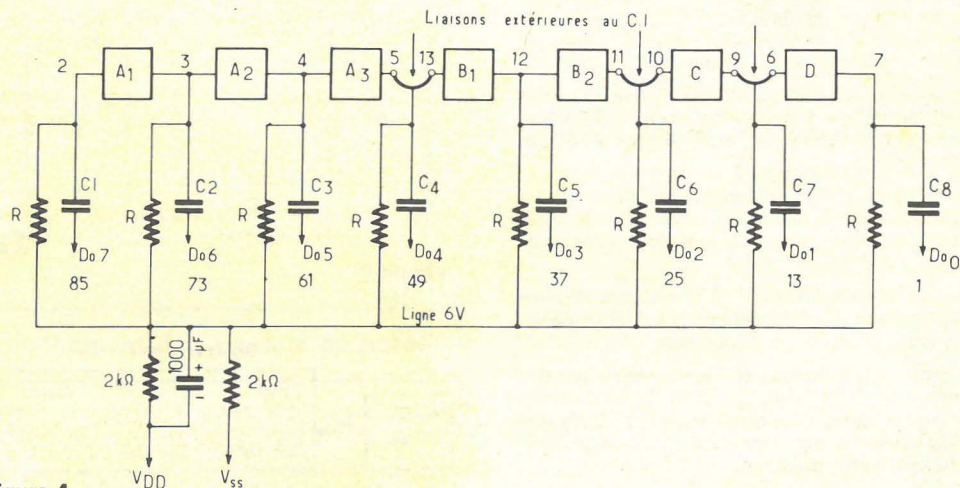


Figure 4

La figure 2 donne la description des broches et des étages diviseurs à l'intérieur du boîtier.

Celui-ci est vu de dessus, avec le repère vers le haut.

Dans ces conditions, la broche 1 est à gauche du repère et la broche 14 à droite.

Remarquons que si le CI (circuit intégré) est vu avec les broches vers l'observateur et le repère en haut, le brochage est celui indiqué par la figure 3. La broche 1 est alors à droite et la broche 14 à gauche.

C'est ainsi que l'on voit le CI lorsqu'on procède au soudage des broches sur un circuit imprimé.

Nous recommandons vivement à nos lecteurs *non professionnels* d'utiliser des supports de CI à 14 broches, ce qui évitera d'avoir à souder les broches des CI eux-mêmes.

Ne placer les CI dans les supports, que lorsque les soudures auront été effectuées et *avant* d'appliquer les deux tensions d'alimentation.

Montage pratique des diviseurs binaires

Les douze diviseurs binaires se branchent de la même manière. On indique ce branchement à la figure 4. La note la plus basse est obtenue au point 12, donc à la sortie 7. Son octave supérieure sera aux points 11, 9 et 6 réunis. Supposons qu'il s'agisse du bloc de la note DO.

On aura DO₇ au point d'entrée 2 relié à la sortie de note DO, point 3 du maître diviseur. Sa fréquence est $f = 4 185,5$ Hz.

Le DO₆ sera obtenu au point 3, fréquence f/2
 Le DO₅ sera au point 4, fréquence f/4
 Le DO₄ sera au point 5, fréquence f/8
 Le DO₃ sera au point 12, fréquence f/16
 Le DO₂ sera au point 11, fréquence f/32
 Le DO₁ sera au point 9, fréquence f/64
 Le DO₀ sera au point 7, fréquence f/128.

Cette dernière est $4\,154,5/128 = 32,7$ Hz environ donc une fréquence extrêmement basse.

Il en résulte que les condensateurs C₁ à C₈ devront être de valeur croissante de deux fois à chaque étage. Prenons C₁ = 50 nF. On aura C₂ = 0,1 μF, C₃ = 0,2 μF, C₄ = 0,4 μF, C₅ = 0,8 μF, C₆ = 1,6 μF, C₇ = 3,2 μF et C₈ = 6,4 μF.

Pratiquement, ces valeurs ne sont pas du tout critiques et on pourra prendre des valeurs standard immédiatement voisines, de préférence supérieures, par exemple C₄ = 0,5 μF, C₅ = 1 μF, toutes non électrochimiques. Les résistances auront toutes la même valeur R = 20 kΩ, valeur non critique.

Elles aboutissent à un BUS (ligne commune) de 6 V par rapport à V_{SS} et V_{DD}, donc V_{CS} = 6 V ou V_{DD} + 6 V (voir figure 5). Remarquons aussi que la sortie du maître oscillateur correspondant à la note choisie, à brancher au point 2 (entrée A) du diviseur binaire, comporte le même dispositif RC et dans ces conditions on simplifiera le montage comme le montre la figure 6. Dans ce cas, le point de sortie du maître diviseur sera connecté directement au point 2 d'entrée du diviseur binaire et un seul condensateur C₁ subsistera pour transmettre le signal de note (le DO₇ dans cet exemple) à la fréquence la plus élevée.

De même la ligne 6 V peut être commune à tous les diviseurs de fréquence: les 12 diviseurs binaires et le maître oscillateur. Le schéma du branchement de ce dernier, après nos essais expérimentaux, se simplifie, le potentiomètre est supprimé et une seule ligne 6 V (celle de la présente figure 4) étant valable pour le retour de toutes les résistances de sorties de 13 diviseurs.

Rappelons que V_{SS} est la tension positive la plus élevée de l'alimentation, V_{DD} est à -12 V par rapport à V_{SS} et V_{GG} à -12 - 15 = -27 V, par rapport à V_{DD}.

Dans de nombreuses applications de ce genre, on prend comme masse et point zéro de référence, le point V_{DD} commun aux alimentations de 15 V et 12 V.

Si l'on pose alors V_{DD} = 0 V, on aura V_{GG} = -15 V, la tension du BUS sera +6 V et V_{SS} = +12 V. Nous adopterons cette disposition.

Il est possible d'alimenter l'ensemble des treize diviseurs de fréquence, sur piles, mais dans un montage d'utilisation courante, il est préférable de faire appel à une alimentation sur alternatif, régulée de préférence.



Son schéma est donné à la figure 7. On branche cette alimentation de la manière suivante: 0 V au point de masse, donc au point V_{DD}; +12 V au point V_{SS}; -15 V au point V_{GG}. Le BUS de 6 V sera branché au point +6 V. La tension en ce point est obtenue grâce aux résistances R₅ et R₆, constituant un diviseur de tension, le découplage étant assuré par C₄. Pour un meilleur filtrage, on pourra aussi prévoir un condensateur électrochimique de 100 μF ou plus, tension de service 15 V environ, entre le point 6 V et la masse. Le + de cet électrochimique sera, évidemment au point 6 V. Cette alimentation double fonctionne à partir de la tension du secteur, de 110 V ou 220 V ou tout autre, appliquée au primaire du transformateur d'alimentation. Un cavalier I₁ permettra l'adaptation à la tension convenable. Le secondaire S sera à prise médiane PM et attaquera deux diodes redresseuses D₁ et D₂.

La sortie positive de la tension redressée sera au point PM et la sortie négative, aux deux anodes réunies. Ce point sera aussi le point de masse relié au point V_{DD} de l'orgue.

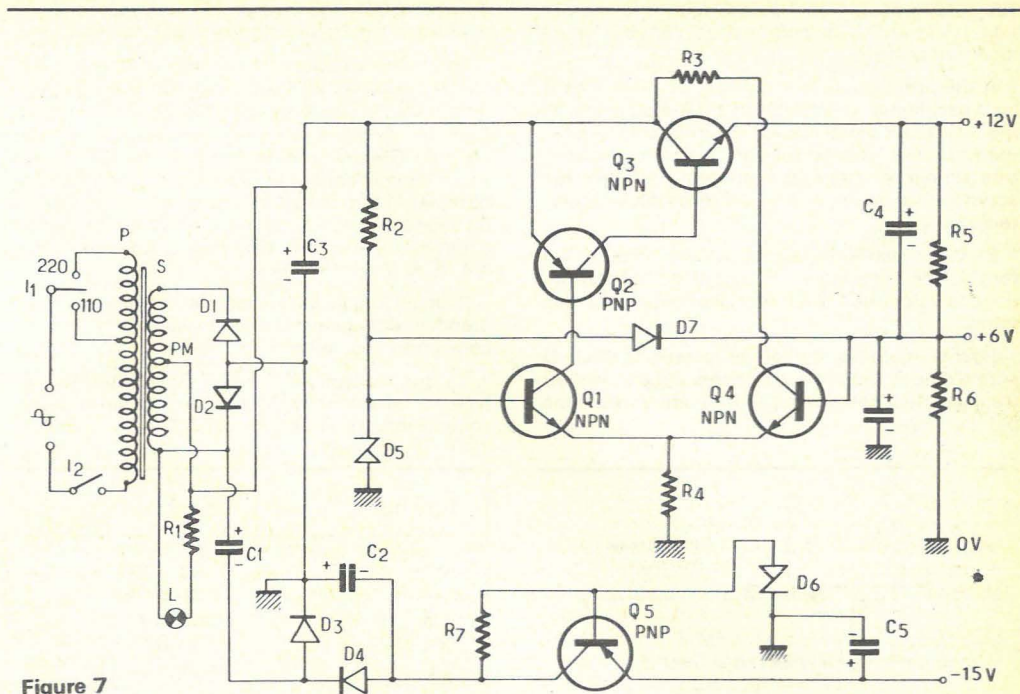


Figure 7

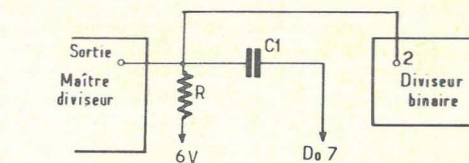


Figure 6

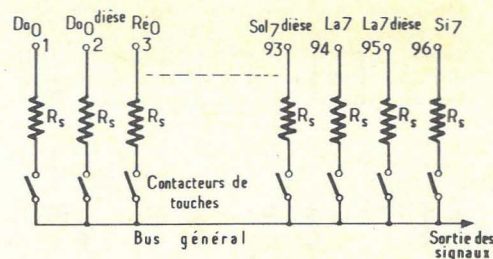


Figure 8

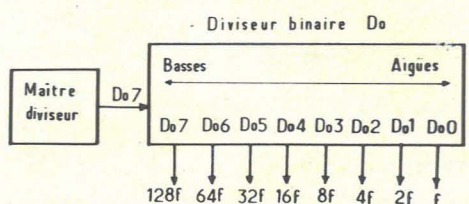


Figure 9

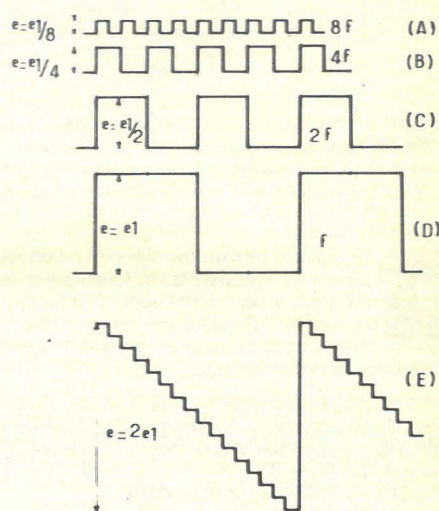


Figure 10

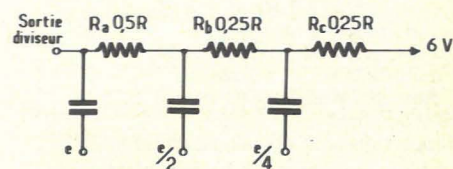


Figure 11

La sortie positive de la tension redressée sera au point PM et la sortie négative, aux deux anodes réunies. Ce point sera aussi le point de masse relié au point V_{DD} de l'orgue.

Cette tension redressée par D₁ et D₂ sera filtrée par C₃ et régulée par le montage à transistor Q₁ à Q₄, la diode zener D₅ et la diode normale D₇.

On disposera alors d'une tension régulée de +12 V et d'une tension régulée de +6 V.

D'autre part, en partant de la tension alternative du secondaire inférieur (sur le schéma), on réalisera l'alimentation de -15 V, avec les

diodes redresseuses D₃ et D₄ montées en doubleur de tension. Le filtrage est assuré par C₂ et C₅ et la régulation par Q₅, PNP, et la diode zener D₆.

Le point -15 V sera relié au point V_{GG} de l'orgue. Voici les valeurs et la nomenclature des éléments:

Transistors: Q₁ = BC 208 B, Q₂ = BC 205 B, Q₃ = 180 T2, Q₄ = BC 208 B, Q₅ = BCW 92. La lampe L = 12 V 40 mA.

Diodes redresseuses: D₁ = D₂ = D₃ = D₄ toutes de 1 N 4002

Diode normale : $D_7 = 34 P 4$.

Diodes zener : $D_5 = BZ X 46 - C6 V8$, $D_6 = BZ X 83 - C 15$. Tous les semi-conducteurs sont des SESCOSEM.

Résistances : $R_1 = 1\ 200\ \Omega / 2\ W$; $R_2 = 120\ k\Omega$; $R_3 = 68\ k\Omega$; $R_4 = 100\ k\Omega$; $R_5 = 5,1\ k\Omega$; $R_6 = 6,8\ k\Omega$; $R_7 = 2,2\ k\Omega$; toutes de 0,5 W ou plus. Condensateurs électrochimiques : $C_1 = 22\ \mu F\ 35\ V$, $C_2 = 1\ 000\ \mu F\ 35\ V$, $C_3 = 2\ 200\ \mu F\ 25\ V$, $C_4 = 10\ \mu F\ 12\ V$, $C_5 = 2\ 200\ \mu F\ 25\ V$.

Secondaire S du transformateur : 21 + 21 V 0,5 A.



Revenons au schéma de la figure 4. Ce schéma représente le « générateur » de tous les DO, depuis le DO_7 jusqu'au DO_0 , soit huit DO.

De la même manière, on obtiendra onze autres notes : les DO dièse, RE... SI, toujours par huit. Cela donnera, par conséquent $12 \cdot 8 = 96$ notes à signaux rectangulaires que l'utilisateur aura à sa disposition pour l'emploi qu'il lui plaira de choisir.

Dans les orgues électroniques, tout comme dans les autres montages électroniques, on a une infinité de variantes possibles, les unes simples, d'autres plus compliquées.

Ceux qui n'ont pas encore l'expérience suffisante pour se lancer dans des opérations compliquées, devront, dans leur intérêt, commencer par les dispositifs les plus simples. De cette façon, la durée du montage sera la plus courte, les frais de matériel, à leur portée, les risques d'erreurs diminués.

Le projet le plus simple, tout en conduisant à la réalisation d'un instrument fonctionnant parfaitement et de fiabilité excellente, est l'emploi des signaux de notes tels qu'ils sont fournis par les douze ensembles comme celui de la figure 4. On a indiqué les sorties des huit DO naturels par DO_7 DO_6 ... DO_0 , ce dernier à la fréquence voisine de 32 Hz. Ces signaux de DO et les autres, de DO dièse, RE, etc., étant rectangulaires, pourront convenir dans une première version, comme signaux de notes, à amplifier et à transformer en sons à l'aide de haut-parleurs.

A noter toutefois que cette variante, la plus simple possible ne peut être acceptée comme définitive, car le son d'orgue est à multiples timbres et la technique actuelle est généralement basée sur des signaux de notes en forme de dents de scie ou de rampes. Le montage avec signaux de forme rectangulaire, sera donc adopté pour s'assurer que l'instrument réalisé fonctionne et on pourra l'utiliser immédiatement pour exécuter tout ce que l'on voudra ou plutôt, ce que l'on sera capable de jouer. A remarquer que les sons à signaux rectangulaires sont agréables à l'oreille.

Leur défaut principal est qu'ils ne sont composés que de la fondamentale et des harmoniques impairs, ceux pairs manquants, d'où une certaine « pauvreté » de timbre. De plus, la plupart des dispositifs de timbre actuels utilisant des filtres nommés *formants*, sont basés sur l'emploi de signaux en dents de scie, contenant tous les harmoniques, pairs et impairs, en plus du signal fondamental, correspondant à la note nominale considérée.

Soit par exemple, une note à la fréquence de 100 Hz. La fondamentale est, évidemment 100 Hz. Si le signal est rectangulaire, on trouvera, en faisant l'analyse spectrale de ce signal, des signaux harmoniques impairs tels que :

$3 f = 300\ Hz$, $5 f = 500\ Hz$, $7 f = 700\ Hz$ etc. Ces signaux auront des amplitudes plus faibles que la fondamentale.

Si le signal de fréquence nominale $f = 100\ Hz$ a la forme en dents de scie, il se compose de la fon-

damentale à 100 Hz et de tous ces harmoniques : 200, 300, 400, 500, 600, 700 Hz et la suite jusqu'à l'infini.

Pratiquement, on se contentera de quelques harmoniques, par exemple 3, 4, 5, 6, 7.

En réalité, beaucoup d'harmoniques supérieurs à ceux-ci existeront quand même car les signaux rectangulaires utilisés ne sont jamais de forme théorique parfaite et tout écart de cette forme crée des signaux harmoniques, pas toujours agréables d'ailleurs, bien qu'actuellement, certains prétendus musiciens, sont d'autant plus ravis qu'il y a plus de déformations dans les sons qu'ils produisent ou qu'ils écoutent.

La distribution des 96 notes se fera à l'aide d'un ou plusieurs claviers.

D'une manière courante, les claviers proposés dans le commerce, sont à 5 intervalles d'octave au maximum, donc à $5 \cdot 12 = 60$ touches noires et blanches.

Un clavier à 4 intervalles d'octaves aura $4 \cdot 12 = 48$ touches. En utilisant deux claviers, de quatre octaves, on aura en tout $48 + 48 = 96$ notes différentes.

Une autre formule est d'utiliser deux claviers de 5 octaves, donc à $12 \cdot 10 = 120$ touches. Dans ce cas, un clavier sera destiné au registre bas, avec les cinq premières octaves à partir de la note la plus basse et le deuxième clavier donnera les cinq octaves les plus élevées.

Il en résultera que deux octaves seront situées en même temps sur les deux claviers, sur le côté droit du clavier des basses et sur le côté gauche du clavier des aiguës. En numérotant les notes de 1 à 96, la note 1 sera la plus basse et la note 96 la plus aiguë. La note 1 sera donc, avec le choix fait, le DO_0 à 32,7 Hz environ. La note 96 sera alors le SI_7 à 7 905,1 Hz environ.

Pour faciliter l'identification des notes, on a indiqué sur le schéma de la figure 4, les numéros des notes DO : 1, 13, 25, 37, 49, 61, 73, 85. La différence entre les deux numéros est 12.

De même les notes DO dièse seront 2, 14, 26, 38, 50, 62, 74, 86 etc.

Finalement, les notes SI seront : 12, 24, 36, 48, 60, 72, 84 et 96.

Bien sûr, la numérotation se fera dans l'ordre croissant de gauche à droite sur le ou les claviers.

Branchement des signaux de notes

Dans la version la plus simple possible, on effectuera le branchement indiqué par la figure 8.

Les points 1 à 96 entourés d'un petit cercle, sont ceux de la figure 4 et ceux des sorties des 11 autres notes : DO dièse, RE... SI. Les résistances R_s sont absolument indispensables car elles permettent le mélange des notes jouées en même temps sans que les sorties des notes se mettent en court-circuit.

La valeur de R_s est de $47\ k\Omega$, valeur non critique.

Les extrémités des résistances R_s sont connectées à un point du contacteur, les points restants des contacteurs étant reliés ensemble à un seul BUS, dans la version simplifiée.

Ce BUS sera alors, connecté à un amplificateur quelconque de bonne qualité et donnant bien les basses si l'on veut entendre convenablement des notes à 32 Hz.

Dans de précédents articles, on a décrit des dispositifs à diodes, transformant les signaux rectangulaires en signaux proche de la forme en dents. Il est nécessaire, dans le cas de l'adoption

de ce procédé, d'employer pour chaque note, une diode, un condensateur et deux résistances ce qui, multiplié par 96, revient à quelques centaines de francs.

Un autre procédé est la synthèse en mélangeant pour chaque note nominale, le signal fondamental avec des signaux octaves supérieures. Voici un bref exposé de cette méthode.



Soit par exemple la note DO_1 et la fréquence f correspondante. Si le signal de note obtenu à la sortie correspondante du diviseur binaire de fréquence, est de forme rectangulaire, le signal considéré sera composé des signaux purs aux fréquences suivantes :

$f, 3 f, 5 f, 7 f$, etc.

Le DO_2 , note octave du DO_1 aura la fréquence nominale $2 f$. Dans ces conditions, si le signal est également rectangulaire, le signal pur (c'est-à-dire parfaitement sinusoïdal) sera accompagné des harmoniques impairs de $2 f$, donc on aura un mélange de signaux :

$2 f, 6 f, 10 f, 14 f$, etc.

Si l'on fait appel, également au signal du DO_3 à la fréquence $4 f$, on aura à sa disposition les signaux aux fréquences :

$4 f, 12 f, 20 f, 28 f$.

Finalement, avec ces trois signaux rectangulaires, qui sont disponibles sur un même diviseur binaire de fréquences, on disposera d'un signal mélange de signaux aux fréquences suivantes : $f, 2 f, 3 f, 4 f, 5 f, 6 f, 7 f$, ainsi que de tous autres si l'on tient compte du fait que le signal à la fréquence f contient tous les harmoniques impairs. Par exemple, $9 f$ donnera $18 f, 36 f$ etc. ; $11 f$ donnera $22 f, 44 f, 88 f$, etc.

Le problème à résoudre est alors, de savoir dans quelles proportions il faudra mélanger les signaux aux fréquences nominales $f, 2 f, 4 f$, etc.

Il faudra aussi savoir, combien de signaux devront être mélangés.

En réalité, on est limité par le nombre des sorties d'un diviseur binaire.

Soit celui représenté à la figure 9 sur lequel on a désigné par f , la fréquence nominale la plus basse, donc, celle de DO_0 (vers 32 Hz) si le diviseur est celui de DO.

Il est clair que la note la plus basse, à la fréquence f pourra bénéficier de l'appoint des signaux fondamentaux et harmoniques des notes d'octaves : $2 f, 4 f, 8 f$... $128 f$.

Dans le cas de 8 sorties de notes d'octaves, on pourra effectuer le mélange convenablement dosé des 8 signaux pour la note de fréquence nominale f , de 7 signaux pour la note de fréquence nominale $2 f$, comme le montre le tableau ci-après.

On voit que le procédé, ainsi exposé, présente le défaut d'être de moins en moins efficace à mesure que la fréquence augmente.

Le défaut est toutefois peu grave, car aux notes très aiguës, l'oreille est moins sensible à la perception du timbre, or, à $128 f$, il s'agit de signaux à 4 000 Hz ou plus.

Pour $64 f$, le mélange des signaux nominaux à $64 f$ et $128 f$ donnera déjà des harmoniques impairs de $64 f$ suffisants.

En effet, le signal à BF comprend les signaux à : $64 f, 192 f, 256 f$... etc., donc harmonique 1 (fondamentale 3, 5, 7, etc.

Le signal à $128 f$ comprend en réalité les signaux à :

$128 f, 384 f, 640 f$... etc., donc les harmoniques suivants de $64 f$: 2, 6, 10, 14, etc.

Au total, il y aura, avec un mélange de deux signaux seulement, les harmoniques suivants :

1 (fondamentale) 2, 3, 5, 6, 7, 9, 10, 11, etc. ce qui peut être satisfaisant.

Voici à la **figure 10**, la représentation graphique de la synthèse des signaux rectangulaires de fréquences doublées chaque fois.

On a supposé que l'on a mélangé 4 signaux rectangulaires de fréquences f , $2f$, $4f$ et $8f$.

Pour obtenir un signal résultant comme celui représenté en (e) de cette figure, il faut que chaque signal octave ait une amplitude moitié de celle du précédent.

Ainsi, si e_1 est l'amplitude du signal rectangulaire à la fréquence f , les autres amplitudes sont : $e_1/2$ pour le signal à la fréquence $2f$, $e_1/4$ pour $4f$, $e_1/8$ pour $8f$, autrement dit, amplitude proportionnelle à la période.

Dans ces conditions, si l'on additionne les amplitudes à chaque demi-période du signal à la fréquence la plus élevée ($8f$), on obtient un signal résultant à marches descendantes ayant la forme indiquée en (e) figure 10.

L'amplitude de ce signal est à peu près deux fois celle du signal rectangulaire à la fréquence f . En effet, l'amplitude est $15/16$ de $2e_1$. Elle tend vers $2e_1$ lorsque le nombre des signaux mélangés augmente.

Le signal résultant est assimilable, au point de vue considéré ici (un point de vue « auditif » si l'on peut s'exprimer ainsi!) à un signal en dents de scie et, expérimentalement, il donne entièrement satisfaction. Ce procédé de synthèse est adopté dans de nombreuses orgues américaines de haute qualité.

Il convient parfaitement dans notre montage qui ne peut fournir normalement que des signaux rectangulaires.

| Fréquence nominale de note | Fréquences nominales de signaux ajoutés et du signal de note |
|----------------------------|--|
| f | $f, 2f, 4f, 8f, 16f, 32f, 64f, 128f$ |
| $2f$ | $2f, 4f, 8f, 16f, 32f, 64f, 128f$ |
| $4f$ | $4f, 8f, 16f, 32f, 64f, 128f$ |
| $8f$ | $8f, 16f, 32f, 64f, 128f$ |
| $16f$ | $16f, 32f, 64f, 128f$ |
| $32f$ | $32f, 64f, 128f$ |
| $64f$ | $64f, 128f$ |
| $128f$ | $128f$ |

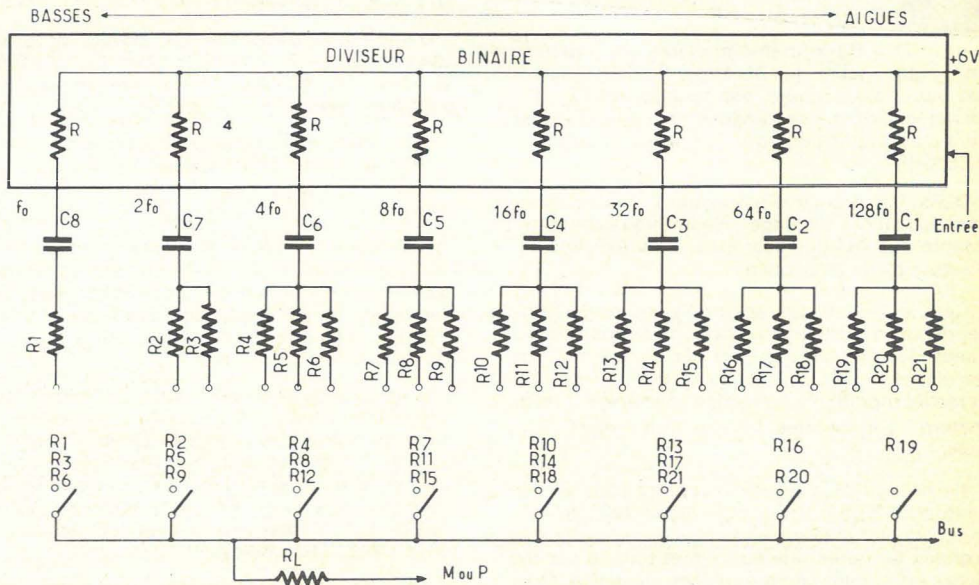


Figure 12

Donc, si $R_1 = R_L$ on aura sur la BUS, $0,5 e$. D'autre part $R_3 = 3 R_L$, la tension sur le BUS sera $0,25 e$. Enfin si $R_6 = 7 R_L$, la tension sur le BUS sera $0,125 e$. Finalement, le BUS recevra : de la sortie f_0 (la plus BF) un signal e_0 de la sortie $2 f_0$ un signal e_2 , la moitié du précédent,

de la sortie $4 f_0$ un signal e_4 , le quart du premier.

Les résistances auront, par conséquent les valeurs suivantes, par rapport à R_L .

$R_1 = R_2 = R_4 = R_7 = R_{10} = R_{13} = R_{16} = R_{19}$
 $R_3 = R_5 = R_8 = R_{11} = R_{14} = R_{17} = R_{20} = 3 R_L$
 $R_6 = R_9 = R_{12} = R_{15} = R_{18} = R_{21} = 7 R_L$
 F. JUSTER

On peut l'indiquer pour un seul diviseur binaire de fréquence, car il est le même pour les douze.

La solution de ce problème, se trouve en faisant appel à des dispositifs classiques, bien connus et adoptés dans d'autres applications.

Pour réduire une tension obtenue aux bornes d'une résistance R , on peut fractionner cette résistance en plusieurs, ce qui reviendrait à remplacer R par un diviseur de tension, donnant des tensions e , $e/4$, $e/4$, etc. Ce procédé serait onéreux car il faudrait prévoir plusieurs capacités, comme le montre la **figure 11**.

Les résistances auront des valeurs satisfaisant aux relations suivantes :

$$R_a + R_b + R_c = R$$

$$R_b + R_c = R_a$$

$$R_c = 0,25 R$$

$$\text{ce qui donne } R_a = 2 R_c \text{ et } R_b = R_d.$$

Si $R = 20 \text{ k}\Omega$, $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ et $R_b = 5 \text{ k}\Omega$ également et $R_a = 10 \text{ k}\Omega$. Les valeurs de C sont celles indiquées précédemment lorsque la capacité est unique par sortie.

Un montage plus économique est celui de la **figure 12**. Soit R_L la résistance existant entre la ligne BUS et la masse, en alternatif, donc découplé vers la masse.

A chaque sortie du diviseur binaire de fréquence, on retrouvera la résistance R vers $+6 \text{ V}$ et le condensateur de liaison et d'isolation C_1 ou C_2 ... ou C_8 , de valeurs croissantes. La division de tension se fera entre les résistances R_1 à R_{21} et la résistance R_L . Si R_L est connue, par exemple $50 \text{ k}\Omega$, prenons $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$. Le signal sur le BUS correspondant à la sortie f sera $0,5 e$, e étant la tension de sortie au point de division donnant le signal à la fréquence la plus basse f .

RÉPERTOIRE des ANNONCEURS

| | |
|----------------------------------|--|
| ACCUS ET EQUIPEMENTS | 65 |
| ACER | 21 |
| ARTOM/ALFAC | 79 |
| AUDAX | 10 |
| BERIC | 78 |
| CENTRAL TRAIN | 51 |
| CIBOT | 3 ^e et 4 ^e Couv. |
| ECOLE CENTRALE D'ELECTRON. | 11 |
| ELECTRO-SHOP | 18 |
| ERMATEL | 12 |
| EURELEC (Encart) | 43 à 46 |
| FS5M | 72 |
| G.M.I.-A.E.C. | 9 |
| G.R. ELECTRONIQUE | 18 |
| INFRA | 64 |
| INSTITUT ELECTORADIO | 22 |
| INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO | 37 |
| INSTITUT TECHN. ELECTRONIQUE .. | 8 |

| | |
|---------------------------------|------------------------------|
| LAG | 4 et 5 |
| LAREINE MICRO-ELECTRONIQUE | 28 |
| LECTRONI TEC | 16 |
| MAGNETIC FRANCE | 16 |
| MAISON DU TRANSFORMATEUR | 12 |
| MERLAUD | 17 et 64 |
| MICS RADIO | 31 |
| MODEL' RADIO | 52 |
| MULLER | 8 |
| NORD RADIO | 2 ^e Couv. et p. 3 |
| PAUL | 12 |
| PETITE ANNONCE | 52 |
| RADIO-CHAMPERRET | 13, 14 et 15 |
| RADIO M.J. | 7 et 40 |
| RADIO PRIM | 32 |
| R.D. ELECTRONIQUE | 81 |
| SOFREME | 16 |
| TECHNIQUE SERVICE | 8 |
| UNIECO | 6 et 19 |