

6,50f
516 PAGES
1^{re} ANNÉE - N° 1517 DU 11 SEPTEMBRE 1975

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ LE RADIO-CASSETTE SHARP 3000 ■ UNE ALARME DE LIMITATION DE VITESSE ■ CONSTRUISEZ VOTRE DÉCODEUR STÉRÉO ■ RÉALISEZ UN CHARGEUR DE BATTERIE

Teleton. L'étalon Hi-Fi.



Teleton

Sommaire détaillé page 179

SUDBES 5 FF
ITALIE 1 000 LIRE
ALGERIE 4 50 DINAR
TUNISIE 5 50 MIL

domadaire

IGNON

de la publication

HIERA

HAUT-PARLEUR

DOMADAIRE

es aspects de l'Electronique
ons spécialisées

PARLEUR Edition générale
on Son, Télévision Radio

CTRONIQUE PRATIQUE, In
jeunes, amateurs bricoleurs

QUESTIONS ET REPONSES
et l'Electronique dans la vie
s jours expliquées et commen

CTRONIQUE PROFESSION
service des ingénieurs tech
ustriels, Information et forma
anentes

EDIE de L'ELECTRONIQUE
et de deman
diffusion de la presse specia
tée de tous

Redaction :
e Bellevue

ARIS

s 424-19

MENT D'UN AN

HAUT-PARLEUR
ros spécialisés
r Panorama Hi-Fi.

Spécial Sono
HAUT-PARLEUR :
NIQUE PRATIQUE »

ero special radiocommande
HAUT-PARLEUR :
NIQUE PROFESSIONNELLE »

HAUT-PARLEUR :
NS ET REPONSES »

E 125 F

GER 190 F

! Si vous êtes déjà abonne,
rez notre tâche en joignant
ement soit l'une de vos der
s-adresses, soit le relevé des
ui y figurent.

changement d'adresse
et la dernière bande.

ES PUBLICATIONS
ETRIQUES
RIQUES

ymne capital
F
Bellevue
RIS

on Paritaire N° 23 643

Red en chef : A. Joly Comité de rédaction : J. Berchatsky, B. Fighiera, C. Oliveres

Composition : Algaprint, 75020 Paris - impressions : intérieur La Haye-Mureaux, Tél. : 231-70-14 - No Imprimeur 8561

Copyright : 1974 Société des publications radioélectriques et scientifiques

Le Directeur de la Publication : A. LAMER - Dépôt légal 3e trimestre 1975 - No Editeur : 238. Distribué par « Transports-Presses »

Publicité

	Page
B.F. - Technique générale	
● Les magnétophones à cassettes Superscope C106 et C108.....	236
● Hi-Fi Spoken, l'anglais et la Hi-Fi: Les magnétophones.....	243
● La console de mixage PMI 2200 ..	336
● L'ampli tuner Görler SG531	349
B.F. - Réalisations	
● Un limiteur de souffle	232
● Le CI pourquoi pas ? Un indicateur stéréo différentiel.....	237
Radio-T.V. - Technique générale	
● Le radiocassette Sharp GF 3000 H	185
● Montages radio récepteurs à modulation de fréquence.....	260
● Transformations et simplifications de la télévision en relief.....	265
● Le récepteur Grundig Hit Boy 50	340
Radio-T.V. - Réalisations	
● Construisez votre décodeur stéréophonique.....	306
● Une télécommande à ultra-sons pour téléviseur	310
Electronique - Technique générale	
● Les calculateurs du Sico.....	201
● Le pourquoi et le comment : expérimenter et découvrir : Orgue jouet façon synthétiseur professionnel	211
● Conseils pratiques pour la récupération des composants.....	256
● La réalisation pratique des montages électroniques.....	284
● Montages électroniques expérimentaux	317
● Initiation aux circuits intégrés logiques.....	329
● General Instruments : Des circuits MOS très spécialisés	355
● Les fibres optiques.....	359
● Nouveaux montages musico-électroniques.....	369
Electronique - Réalisations	
● Une minuterie cyclique universelle	190
● Réalisation d'un chargeur de batterie.....	295
Electronique et automobile	
● Une alarme de limitation de vitesse.....	291
Photo-Ciné	
● Nouveautés et conseils pratiques	323
Mesure - Service	
● Le filtre réjecteur de hall	182
● Utilisation pratique d'un oscillo : Relevé des courbes de réponse en télévision	193
● Le labo de l'amateur : Les mesures sur les circuits digitaux	220
Journal des O.M.	
● Un récepteur de trafic pratique et simplifié.....	253
● Amélioration de quelques transceivers commerciaux.....	382
● Le Grid dip-Heathkit HD 1250	385
Divers	
● Visite à la société Bang et Olufsen	241
● Cisco 75	342
● Sélection de chaînes Hi-Fi	366
● Courrier technique	375
● Petites annonces	390



PUBLICITÉ
Pour la publicité et les petites annonces
s'adresser à la
SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
145 000
EXEMPLAIRES**

Red en chef : A. Joly Comité de rédaction : J. Berchatsky, B. Fighiera, C. Oliveres

Composition : Algaprint, 75020 Paris - impressions : intérieur La Haye-Mureaux, Tél. : 231-70-14 - No Imprimeur 8561

Copyright : 1974 Société des publications radioélectriques et scientifiques

Le Directeur de la Publication : A. LAMER - Dépôt légal 3e trimestre 1975 - No Editeur : 238. Distribué par « Transports-Presses »

INFORMATIONS - NOUVEAUTES

HARO SUR LA PUBLICITE ?

ASSEZ régulièrement, nous relevons dans votre courrier, amis lecteurs, des remarques comme celles-ci :

« **La publicité prend la place des articles rédactionnels... Passez moins de publicité et davantage d'articles...** »

ou bien :

« **Si le H.P. comportait moins de réclames, il serait moins lourd et coûterait moins cher...** »

Ces réactions sont sympathiques parce que sincères. Et nous aimons la sincérité car, sans elle, il n'y aurait pas d'amitié. Sans votre amitié, le H.P. ne serait pas ce qu'il est, c'est-à-dire le plus grand journal d'information et de vulgarisation électronique de France.

Avec la même franchise, nous devons donc ouvrir les yeux de ces correspondants sur l'erreur qu'ils commettent à leur insu lorsqu'il leur arrive de nous faire de tels reproches.

La vérité est la suivante :

— Tout d'abord, la loi régissant la presse exige que le nombre de pages consacrées à la rédaction **ne soit pas inférieur aux 50 % du nombre de pages réservées à la publicité**. Cette règle, il va de soi que nous la respectons strictement.

Le résultat de cette réglementation est très clair : plus nous avons de publicité, plus vous avez de lecture. C'est mathématique :

— pour 100 pages de publicité, minimum de 50 pages de rédaction,
— pour 150 pages de publicité, minimum de 75 pages d'articles,
— pour 300 pages de publicité, ce sont au minimum 150 pages rédactionnelles qui vous sont dues, et ainsi de suite, tout cela sans augmentation de notre prix de vente.

La cause est donc jugée : encore fallait-il que vous soyez informés des faits.

— En ce qui concerne le second « reproche », il faut également remettre les choses au point : c'est grâce aux recettes assurées par la publicité que nous pouvons vous offrir de plus en plus de lecture pour un prix extraordinairement modique dans les circonstances actuelles. Avec peu ou pas de publicité, votre H.P. devrait être vendu entre 15 et 20 F. C'est un fait indéniable que vous ne devez plus ignorer.

Mais il y a encore autre chose : pour

l'immense majorité de nos lecteurs, la publicité, parfois critiquée, constitue un attrait majeur :

— Elle constitue, par son volume et sa diversité, une information précieuse sur la Radio, la Télévision, la Hi-Fi, tout l'électronique courante.

— Elle contribue à l'assainissement, à la régulation des prix couramment pratiqués dans l'ensemble du pays, grâce à la concurrence saine et dynamique des annonceurs.

Sans le H.P. et sa publicité, sauriez-vous, par exemple, qu'il existe sur le marché des montres à affichage digital à moins de 600 F ? Des électrophones ou des calculatrices à moins de 160 F ? Des projecteurs-ciné à 500 F ? Des chaînes Hi-Fi à 1.500 F ? Des magnéto-cassettes à 245 F ? Des téléviseurs à 890 F ?

Information nécessaire, saine émulation au profit du consommateur, source d'adresses précieuses pour amateurs et bricoleurs : la publicité n'est-elle pas, en réalité, le reflet vivant, mobile, utile, d'un monde qui nous passionne tous ?

Pensez-y !

Le dialogue entre nos lecteurs et le H.P. reste ouvert : il ne peut que servir l'intérêt de tous.

LE SALON DE LA RADIO ET DE LA TELEVISION DE BORDEAUX

SEULE manifestation française patronnée par le Syndicat des Constructeurs d'Appareils radio-récepteurs et téléviseurs, le 8^e Salon biennal de la Radio et de la Télévision aura lieu à Bordeaux, du 31 octobre au 11 novembre 1975.

Il aura donc une importance nationale et tous les grands constructeurs français et étrangers ont déjà donné leur accord pour y participer.

Le Salon bénéficiera de l'appui et de l'information des chaînes de télévision et de radio nationales et T.D.F. y participera également en assurant grâce à ses installations techniques la diffusion permanente d'un programme couleur sur les écrans des téléviseurs du Salon.

En raison de son audience, le Salon de Bordeaux aura aussi un caractère professionnel et les constructeurs choisiront ce rendez-vous pour présenter leurs nouveautés 1976 et prendre contact avec les revendeurs.

Ainsi, plus de 10.000 radio-électriciens seront directement invités à visiter la manifestation, ainsi que les revendeurs des provinces du Nord de l'Espagne.

Précisons que le Salon de Bordeaux qui réunira également les grandes marques de chaînes hi-fi, d'électrophones, de magnétophones, d'antennes et de matériel audio-visuel se tiendra simultanément avec Conforexpo, exposition du Confort Ménager.

LE DEUXIEME SALON DE LA HAUTE FIDELITE D'ANGOULEME

LE 2^e Salon haute fidélité et sonorisation professionnelle d'Angoulême aura lieu les 27, 28 et 29 septembre 1975, dans les locaux du Novotél (route de Paris, Angoulême Nord).

Ce salon est avant tout un lieu d'exposition et de démonstration des appareils présentés et choisis parmi les plus grandes marques internationales : Acoustic Research, Accu-Phase, Bose, Braun, Celestion, Cineco, Dynaco, Elipson, Frank, Harman Kardon, Hencot, Kef, Kenwood, J.B. Lansing, MC Intosh, Monitor Audio, Phase Linear, Rank Arena, Revox, J.M. Reynaud, Rodec, Roger's, S.A.E., Sansui, Studiocrast, Teac, Thorens.

Cette exposition permettra en outre aux éventuels utilisateurs de matériel professionnel de prendre connaissance des dernières créations en équipement de sonorisation et de prise de son, en particulier : A.K.G., Amcron, Bose, Elipson, Galactron, Midas, R.E.D., Stellavox, Studer, Telewatt.

L'ANNUAIRE 1975 DE LA SOCIETE DES INGENIEURS ANCIENS ELEVES DE L'ECOLE CENTRALE DES TECHNICIENS DE L'ELECTRONIQUE

C'EST dans les locaux du club Pernod, au 90 de l'avenue des Champs-Élysées, qu'avait lieu, le 1^{er} juillet dernier, la réception organisée à l'occasion de la parution de l'annuaire 1975 de la Société des Ingénieurs et Anciens Elèves de l'E.C.E.

Le président de cette société, M. Berger, dans une allocution empreinte de bonne humeur, présenta à l'assemblée

cette nouvelle édition qui fournit la liste des ingénieurs E.C.E. classés selon trois procédés : d'abord par années de promotion, ensuite par ordre alphabétique et enfin par sociétés.

Signalons la présence à cette réception du général Marty, de MM. Lizon, Clément, Aisberg et Henri de France, sans oublier Mme Odette Laure, marraine d'une des promotions.

Rappelons pour nos lecteurs intéressés par cet annuaire l'adresse de la Société des Ingénieurs E.C.E., 47, rue de l'Echiquier, 75010 Paris.

L'AMIST : UN MINI-EMETTEUR FM

Ce mini-émetteur que nous avons remarqué dans la vitrine de la société Teral peut rendre de nombreux services à toutes les personnes qui possèdent un récepteur portatif comportant la gamme FM. Branché à une source de modulation : chaîne Hi-Fi, électrophone, magnétophone, téléviseur, cet appareil permet de retransmettre sur la gamme FM d'un récepteur le programme de votre choix.

La puissance de cet émetteur est au maximum de 0,4 mW, limite de puissance pour laquelle il n'est pas nécessaire d'en faire la déclaration aux services radioélectriques des PTT ni de payer une redevance. Cette faible puissance limite évidemment la portée de l'émission cependant nous avons pu recevoir très correctement le programme retransmis dans toutes les pièces d'un appartement normal et également à plus de 10 mètres dans un jardin.

L'utilisation et la mise en service de cet émetteur sont des plus simples. L'alimentation se fait par une pile miniature de 9 volts. Un cordon terminé par une prise DIN se branche sur la prise magnéto d'un amplificateur Hi-Fi ou d'un téléviseur dans le cas où cette prise n'existe pas sur votre appareil il vous est possible de la réaliser facilement avec un fil blindé que vous brancherez aux bornes du potentiomètre de puissance de votre appareil. Une résistance réglable située à l'intérieur de l'émetteur permet le réglage de la sensibilité.

Une fois l'appareil branché et la sélection d'un programme faite, il vous suffit de mettre en marche votre récepteur FM et de rechercher le programme émis vers les fréquences de 100 MHz. Un petit condensateur variable accessible sur l'émetteur vous permettra un réglage en dehors d'un programme FM.

LE CASQUE STEREO/QUADRI KOSS PHASE 2 + 2



CASQUE stéréo/quadrisonique avec programmateur à touches digitales. Deux cellules Decilite plus deux cellules au Mylar. Pourvu d'un mini-programmeur offrant jusqu'à 127 possibilités d'écoute. Ce mini-programmeur comprend :

- 4 expanseurs d'ambiance pour déplacement des sources les unes par rapport aux autres.
- 2 commutateurs de champ (Quad Field) pour expansion de l'environnement sphérique ou demi-sphérique.
- 2 commutateurs binauraux (Binauralators) pour extension en avant ou en arrière du cercle des musiciens.
- 1 comparateur quadri ordinaire Phase 2 + 2. Impédance de 3,2 à 600 ohms. Réponse en fréquence : 10 octaves. Distorsion inférieure à 1% à 100 dB.

L'INTERPHONE SECTEUR IMD - INS 2



CET interphone utilise les fils du secteur comme fils de liaison entre les différents postes. Comme tous les appareils de ce type ils ne peuvent être utilisés que sur une même installation électrique, c'est-à-dire sur des prises de courant dépendant d'un même compteur.

Le circuit électronique comprend 4 transistors et la puissance délivrée est de 150 mW. La fréquence porteuse est de 180 kHz.

L'appareil peut fonctionner sur 110 ou

220 V par simple commutation. La touche lock permet, une fois enclenchée de laisser l'appareil en fonctionnement pour la surveillance d'une chambre d'enfant par exemple.

L'INTERPHONE SECTEUR IMD - LP 805



CET interphone comme le précédent utilise pour la liaison interpostes les fils du secteur. La présentation en forme de pupitre est plus classique et le destine davantage à une utilisation de bureau.

Il possède une touche d'appel et un voyant qui s'allume lorsque l'appareil est sous tension. Il peut fonctionner sur secteur 110 et 220 volts mais la commutation se fait à l'intérieur de l'appareil.

Il utilise 4 transistors et la puissance délivrée est de 150 mW, son poids est de 600 g et ses dimensions : 195 x 121 x 68 mm.

L'ANNUAIRE OGM 1975 VIENT DE PARAÎTRE

L'ÉDITION 1975 de l'annuaire OGM vient de paraître dans une nouvelle présentation. Un gros effort a été fait pour faciliter la recherche ; de nouvelles rubriques ont été créées d'autres ont été regroupées et leurs dénominations modifiées.

Rappelons que cet annuaire consacré à la radio, télévision, l'électronique, l'électroacoustique et la musique, regroupe dans une première partie et classées par matériels les adresses de tous les constructeurs importateurs et grossistes. Que la seconde partie est réservée aux éditeurs, facteurs, artisans et grossistes en musique. Les négociants se trouvent en troisième partie, dans un classement alphabétique par ville. Tous les renseignements corporatifs étant placés dans les premières pages de l'ouvrage.

Cet annuaire est édité par les Éditions L. Johanet, 68, rue Boursault, 75017 Paris.

LE FILTRE REJECTEUR DE HALL

EMPLOI

DANS le domaine des mesures, bon nombre de montages font état de filtres rejeteurs destinés à supprimer une fréquence particulière d'un spectre plus ou moins complexe. Citons, pour mémoire, le principe du distorsiomètre harmonique, lequel compare un spectre débarrassé de sa fondamentale avec le signal complet.

Un tel appareil est coûteux alors que dans beaucoup de cas on se contenterait d'une indication plus que d'une mesure précise. Un filtre sérieux centré sur la fondamentale peut suffire (figure 1); alors que le voltmètre V_1 indique la valeur efficace du signal d'entrée, le second, V_2 , ne donne que la mesure quadratique des harmoniques restants. Ceci n'est

vrai que si le filtre n'atténue pas le signal en dehors de la fondamentale ($K = 1$). Cet emploi n'est pas le seul: citons également la suppression d'un ronflement intempêtif centré sur des fréquences basses issues d'un système mécanique indispensable.

Notons, par surcroît, certaines mesures de transduction en audio-fréquence.

MONTAGE ÉLÉMENTAIRE

Le filtre de Hall est composé d'un T ponté fractionné (figure 2) dont les composants sont ajustés au mieux sur la fréquence à supprimer. Les éléments variables commodément sont évidemment R_1 et R_2 . Les coefficients « a » et « b » conditionnent respectivement l'accord de fréquence et la sélectivité de réjection

(figure 3: voir les courbes de réjection données, arbitrairement, avec deux réponses quelconques pour des coefficients Q différents).

On démontre, par un calcul théorique assez compliqué, que le coefficient Q est d'autant meilleur - c'est-à-dire élevé - que le facteur b s'approche de 1. D'ailleurs, dans les montages pratiques, on fait $C_1 = C_2 = C_3$, ce qui, théoriquement, rend $b = 1$. Le coefficient de qualité Q est défini comme étant égal au rapport de la fréquence centrale f_0 avec la bande $2\Delta f$ pour laquelle l'affaiblissement constaté s'élève à 3 dB ($\sqrt{2}$): $Q = f_0 / 2\Delta f$.

Or, on obtient, par la théorie, un coefficient Q infini pour $b = 1$ et pour $R_1 \neq 6R_2$. En réalité, cela n'est jamais parfaitement réalisé car on doit ajuster « aR₂ » et, par suite de l'inégalité des

condensateurs, la résistance R_1 . La variation de « aR₂ » est nécessaire pour ajuster la réjection sur la fréquence à supprimer. Dans le cas où la variation est importante, la fréquence d'accord suit la loi suivante:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{a(1-a)}}$$

Pour $a = 0,5$, curseur au milieu du potentiomètre, ce qui se justifie pour un équilibre convenable des flancs de la réjection, il reste:

$$f_0 \neq \frac{1}{\pi RC}$$

Exemple : $f_0 = 800$ Hz pour $R = 10$ k Ω , $C = 40$ nF. Par suite, $CR \neq 60$ k Ω .

Si l'on souhaite réaliser un accord assez large, on risque d'être déçu car l'expression sous la racine ne varie guère. Ainsi, l'on fait varier « a » depuis 0,1 jusqu'à 0,9 la

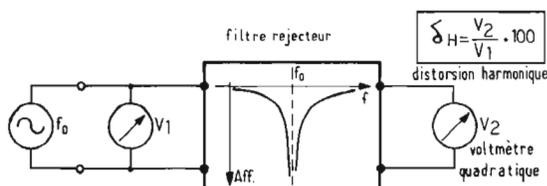


Fig. 1. - Principe de la mesure de la distorsion harmonique à partir d'un filtre rejeteur très sélectif ($K = V_2/V_1$ en dehors de f_0).

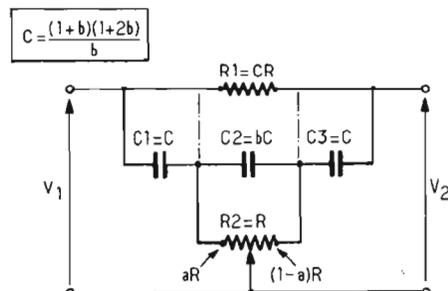


Fig. 2. - Principe de la cellule de Hall.

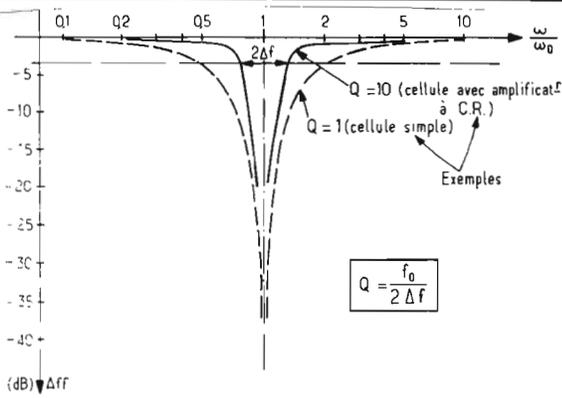


Fig. 3. - Exemple de courbe de sélectivité dans la réjection pour plusieurs coefficients de qualité.

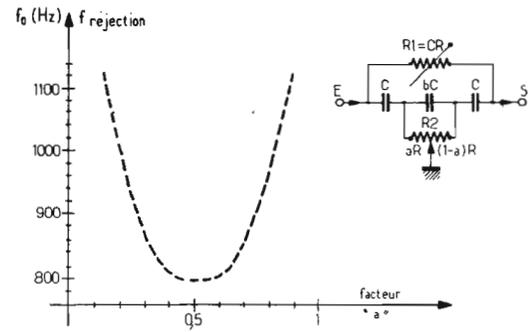


Fig. 4. - Variation relative de la fréquence de réjection en fonction de la position du curseur.

courbe de la fréquence de réjection en fonction de a passe par un minimum pour $a = 0,5$ (figure 4). De chaque côté de ce minimum la variation n'est que de quelques centaines de Hertz, variation insuffisante pour couvrir une gamme AF. Par contre, le système est suffisant pour ajuster un accord lorsqu'on connaît déjà la fréquence de réjection, ce qui est toujours le cas lors d'une mesure de distorsion.

Une autre remarque s'impose en observant la figure 4: il n'est pas utile de faire varier le curseur sur toute l'étendue de sa course, une seule moitié suffit...

SYSTÈME A CONTRE-RÉACTION

Le filtre de Hall est intéressant par suite de la simplicité de réglage: le potentiomètre R_2 est ajusté pour

l'obtention d'un premier minimum que R_1 signale au mieux sur la fréquence considérée f_0 .

Malgré cette qualité, la sélectivité de la réjection est insuffisante car les composantes double ou triple de f_0 subissent un léger affaiblissement, surtout si les conditions de symétrie ne sont pas exactement réalisées - ce qui est presque toujours le cas! -

Pour améliorer la sélectivité on a généralement recours à un système à

contre-réaction totale (figure 5). Le curseur de R_2 revient sur la sortie d'un amplificateur de gain très légèrement inférieur à l'unité.

Pour la fréquence de réjection f_0 on constate alors une crevasse encore plus abrupte (figure 6) plus sélective alors qu'en dehors de ladite fréquence, le gain global V_d/D_e reste égal à l'unité.

En effet, pour $f \neq f_0$, $V_s \neq V_0$ et nous avons: $V_d = K V_c$.

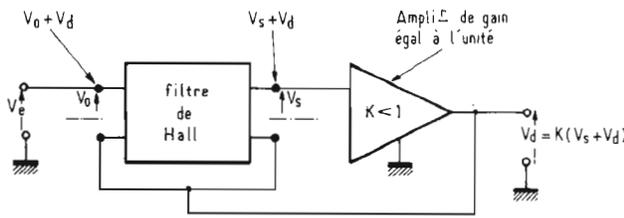


Fig. 5. - Bloc diagramme du réjecteur à contre réaction totale.

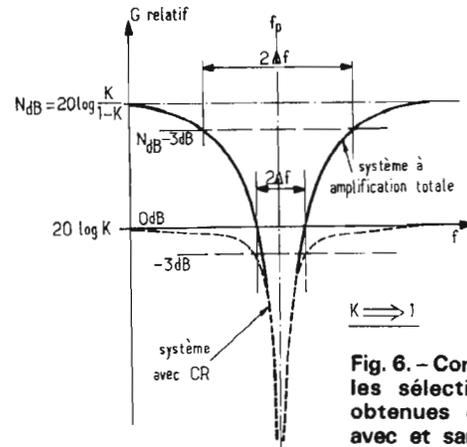


Fig. 6. - Comparaison entre les sélectivités « $2 \Delta f$ » obtenues des réjections avec et sans contre-réaction.

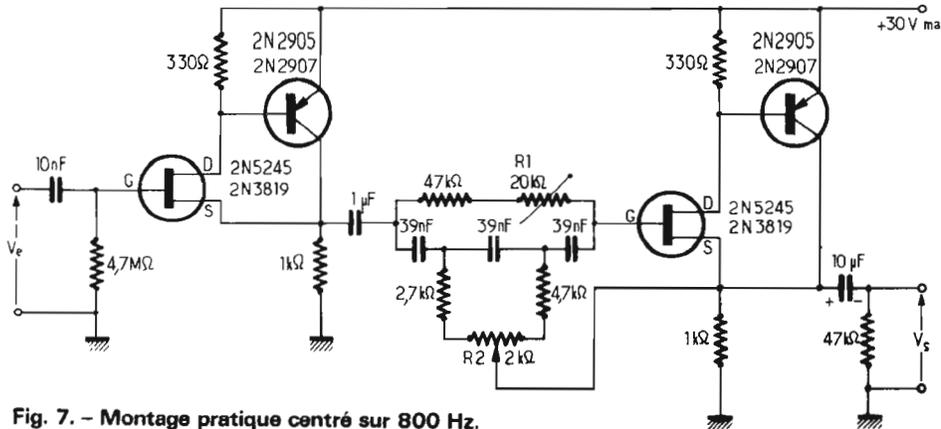


Fig. 7. - Montage pratique centré sur 800 Hz.

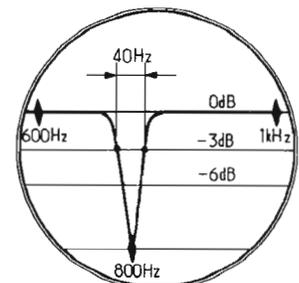


Fig. 8. - Contrôle de la réjection relevée au générateur A.F. modulé en TBF (trace reconstituée sur un oscilloscope à mémoire).

D'une façon générale, nous aurons au voisinage de f_0 :

$$V_d = \frac{K V_e}{(1 - K) T + K}$$

$$\neq \frac{V_e}{1 + (1 - K) T}$$

si $K \rightarrow 1$

Avec T le facteur de transmission V_s/V_0 du filtre qui se trouve multiplié par le facteur « $1 - K$ » très petit puisque K tend vers 1. Comme le facteur T est déjà très faible sur f_0 , le résultat est encore plus faible. On remarquera également que la transition « bande passante/réjection » se fait encore plus rapidement ce qui est bien un accroissement de la sélectivité.

MONTAGE PRATIQUE

Toujours pour une fréquence voisine de 800 à 1000 Hz, nous proposons le

montage de la figure 7. Le filtre est encadré par deux étages de gain très voisin de 1 et d'impédance d'entrée très élevée, puisque l'on fait appel à un transistor à « effet de champ ». Le transistor PNP qui y est associé a pour utilité précise de réduire l'impédance de sortie de l'étage et de rendre le gain encore plus voisin de l'unité.

La tension d'alimentation est choisie égale à 30 V. Les résistances prévues dans le circuit du TEC conditionnent le point de repos du transistor PNP. Augmenter ou diminuer trop la résistance placée entre la base et l'émetteur reviendrait à saturer ou à bloquer ce dernier ; on se montrera donc prudent lors de la mise au point de l'étage. On ne s'étonnera pas non plus de voir, le cas échéant, le système accordé sur une autre fréquence que celle prévue

par les calculs : la raison en est que les condensateurs ne font jamais exactement la valeur marquée. Par ailleurs, il faut tenir compte de l'influence des semi-conducteurs...

Enfin, la théorie est rapprochée dès lors que l'on s'écarte des conditions :

$$aR_2 = (1 - a) R_2$$

$$\text{et } R_1 \neq 6 R_2$$

Pour les mêmes raisons, il n'est pas conseillé de dépasser $a = 0,7$ ou de descendre en dessous de $a = 0,3$, car la dissymétrie des flancs de réjection croît notablement au-delà de ces limites.

La sélectivité maximale correspond à un coefficient de qualité de 15 à 30. Rappelons que $Q = f_0/2 \Delta f$. Ceci conduit à une bande moyenne de 40 Hz environ pour $f_0 = 800$ Hz. On voit que les composantes harmoniques 2 et 3 ne sont pas affaiblies :

toutes les fréquences autres que f_0 à $\Delta f = \pm 200$ Hz ne subissent d'ailleurs aucune amplification ni affaiblissement, ce qui rend le montage parfaitement utilisable dans le cadre d'un distorsiomètre (voir courbe figure 8).

Le fonctionnement est alors celui de la figure 1, la distorsion harmonique étant donnée par le rapport V_s/V_e . On n'utilise alors qu'un seul voltmètre que l'on déplace avant et après le filtre au moyen d'un contacteur-inverseur.

Raoul HEBERT

Bibliographie : Wireless World de juillet 1973. « Active Natch filters » par Yiskay Nezer.

Parat

LA SACOCHE UNIVERSELLE

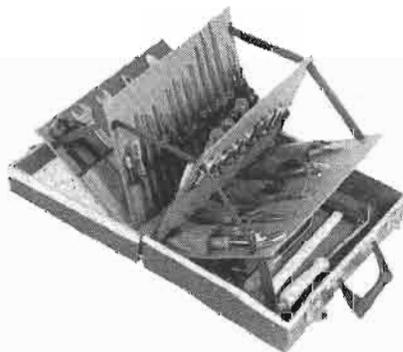
(en cuir ou en skaï)

De nombreux modèles pour toutes les professions

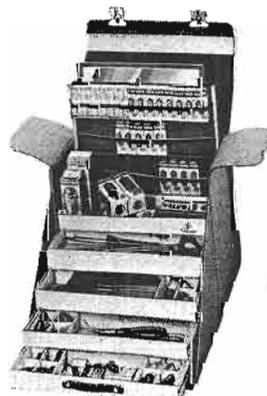
Un geste et vous avez tout sous la main



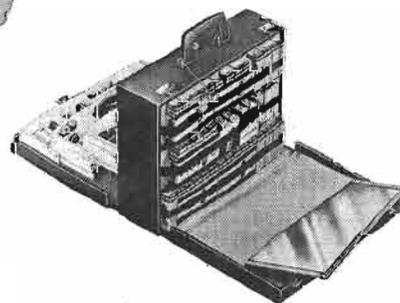
PARAT MODÈLE SPÉCIAL DOCTEUR
Sacoche serviette très élégante et rationnelle n° 180-41. Fermeture éclair, un côté 4 tiroirs, l'autre côté documents. Dessus avec collerette pour tensiomètre, stéthoscope, etc. Pour docteurs, inspecteurs, représentants, etc. Dim. : 450 x 170 x 320 mm



PARAT MODÈLE SPÉCIAL DÉPANNAGE
Valise très élégante et pratique pour monteur en voyage. Alu et Skaï noir grainé n° 475-51. S'ouvre des 2 côtés et est divisée en 3 compartiments. Dim. : 420 $\frac{145}{170}$ x 300 mm.



PARAT MODÈLE SPÉCIAL TÉLÉVISION
Équipée pour recevoir tout l'outillage et pièces nécessaires à un réparateur télé. Cuir noir lisse n° 122-31 5 tiroirs. Dim. : 430 x 250 x 330 mm.



PARAT MODÈLE SPÉCIAL TÉLÉVISION
Valise-Télé pour montage et réparation, à volets ouvrant devant et derrière et élément central fixé. Alu et Skaï noir grainé n° 125-51. Dimensions : 420 x 180 x 300 mm 4 compartiments. Dos de l'élément fixe du milieu prévu pour recevoir 48 lampes.

Grossistes, prenez position :

- tirer ou presser légèrement, les 5 tiroirs s'ouvrent ou se ferment hermétiquement en glissant l'un sur l'autre ;
- chaque tiroir peut se diviser en petites cases - par bacs intérieurs et cloisons amovibles ;
- tiroirs en plastique spécial résistant parfaitement aux acides, à l'huile, à la graisse, à l'alcali, à l'essence, etc...

Nos modèles sont vendus vides.

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL) 3 BIS, RUE CASTERES, 92110 CLICHY - 737.34.30 & 34.31

RAPY

le radio - cassette



SHARP GF 3000 H

LE récepteur MF/MA à magnétophone à cassette incorporé (ou si vous préférez radio-cassette) Sharp 3000 est le modèle intermédiaire d'une gamme de trois appareils. C'est aussi, par un certain nombre de particularités techniques et aussi de commodités offertes l'un des plus intéressants. Le radio-cassette, s'il ne prétend pas accéder aux normes de la haute fidélité a l'avantage incontestable de pouvoir être

écouté en n'importe quel lieu, même dépourvu de prise de courant.

CARACTERISTIQUES

Gammes de fréquences :
MF de 87,5 à 108 MHz
PO de 520 à 1 620 kHz
GO de 150 à 285 kHz.
Pleurage : 0,4 % DIN.
Antenne ferrite en MA, télescopique orientale en MF.
Bande magnétique : cassette Compact.

Vitesse de défilement :
4,8 cm/s.

Haut-parleur circulaire de
12 cm.

Réponse en fréquence :
50 Hz/12 000 Hz.

Puissance maximale de sortie
1 800 mW.

Semi-conducteurs : 1 circuit
intégré, 26 transistors, 20
diodes, 2 diodes LED.

Alimentation secteur : 110-
220-240 V, 50-60 Hz, ou
piles : 6 V.

Dimensions : 331 x 214 x
92 mm.

Poids : 3,5 kg.

Accessoires : écouteur, cas-
sette vierge C30, 4 piles,
cordon d'alimentation sec-
teur.

PRESENTATION

Le style militaire ou pseudo-militaire, où les chromes un peu trop visibles ont disparu, est ici de rigueur. La façade est en matière plasti-

que gris sombre métallisée, le haut-parleur est protégé par une grille perforée qui paraît indestructible. Une impression de robustesse certaine et rassurante se dégage de cette présentation.

Les boutons et les touches sont classiques, nous reviendrons sur leur rôle un peu plus loin. Au premier coup d'œil, deux détails attirent les commentaires. D'abord, la présence de deux boutons d'accord, l'un pour la modulation de fréquence, l'autre pour les ondes longues et moyennes. Cette disposition permet de passer instantanément d'une station à une autre par la pression d'une touche, mais ce n'est pas là que réside l'originalité du système. En effet, ce radio-cassette permet d'enregistrer une émission en modulation de fréquence tout en écoutant une station située dans la gamme petites ondes et réciproquement. Le contrôle de l'enregistrement est possible si bien que l'on peut écouter (écouteuse auxiliaire) à deux personnes deux programmes différents, ce qui n'est pas cependant le but de ce dispositif. Cette possibilité intéressante permet par exemple d'enregistrer un concert pendant que l'on écoute les informations. Un voyant à diode électroluminescente signale quelle gamme d'ondes est envoyée sur le magnétophone. Deux échelles, sur tambours indépendants, permettent le repérage des stations de jour comme de nuit puisqu'une touche à action fugitive illumine temporairement le cadran à la demande.

Deuxième point intéressant de cet appareil : son compteur. Tous les appareils, ou presque possèdent un compteur, indiquant arbitrairement la longueur de bande débitée par un nombre de trois chiffres. Cette indication est peu pratique, vous l'avez sans doute constaté. Elle permet en fait de ne repérer que le moment où le compteur est passé à 000 ou à un nombre donné que vous aurez soi-

gneusement noté. La graduation n'est pas linéaire puisque le compteur est commandé par l'une des bobines réceptrice ou débitrice. Ainsi, trois minutes de bande (la durée d'une chanson « normale ») correspondront à 30 unités en début de bande et à 50 unités en fin de bande, ou vice-versa. Le repérage est relativement difficile. Sur son modèle 3000, Sharp a installé un compteur particulièrement original où le digital, pourtant très à la mode, a fait place à un indicateur analogique, une aiguille qui tourne, comme dans le bon vieux temps. Au centre du cadran, un disque indique que la bande défile. Une aiguille se déplace lentement sur un cadran circulaire et ce cadran est gradué, non linéairement bien sûr, de minute en minute. Plusieurs échelles correspondant aux différents types de cassette : de C30 à C120, permettent de connaître le minutage écoulé et celui qui reste disponible. Une échelle linéaire supplémentaire entoure ces graduations. Le repérage ainsi obtenu est très précis, il permet en outre de passer facilement d'un morceau à un autre. Il est d'ailleurs étonnant de constater qu'un tel dispositif n'ait pas été adapté plus tôt sur un appareil à cassette (Sharp est allé encore plus loin dans son radio-cassette de haut de gamme en proposant un système qui repère automatiquement le silence qui sépare deux morceaux). Nous venons de voir ici quelques-uns des dispositifs de cet appareil; ils ne sont pas les seuls. Nous retrouvons ici le commutateur de fréquence de prémagnétisation qui élimine les interférences propres aux grandes et petites ondes. La valeur de la prémagnétisation ainsi que celle des correcteurs de courbe peut être modifiée manuellement en fonction du type de bande : chrome ou fer. Autre particularité offerte par le 3000, il est possible d'ajouter, lors de la reproduction ou de l'enregistrement la parole issue d'un microphone

externe (il y en a un autre incorporé) à la musique du récepteur. Le dosage se fait alors par le potentiomètre propre au micro, alors que lors de l'utilisation du micro interne, un circuit de commande automatique du niveau est en service.

Dernier gadget enfin : si vous voulez vous endormir en musique, pas de problème, vous choisissez la station radio que vous préférez, vous mettez une cassette dont la durée correspondra à celle du temps que vous mettez à vous endormir. A la fin de la cassette, et si vous avez placé un des commutateurs en position « sleep » (sommeil), le mécanisme du magnétophone sera automatiquement délogé et l'appareil mis hors tension, section radio comprise.

Comme vous pouvez le constater, les idées ne manquent pas chez les Japonais.

ETUDE TECHNIQUE

On retrouve sur cet appareil une complexité de schéma digne de certains appareils Hi-Fi. Cette complexité vient de la multiplication des fonctions. La section réception MF est complètement séparée de la section MA alors que dans beaucoup d'appareils, les amplificateurs FI sont communs.

La section MF débute par un étage amplificateur précédé d'un limiteur à diode. L'adaptation d'impédance se fait par un circuit accordé à large bande, L1, C2. Le transistor est monté d'une façon classique, en émetteur commun. La charge de collecteur est un circuit accordé par condensateur variable. L'étage convertisseur, transistor Q2 reçoit sur sa base, un mélange de la fréquence incidente et de la fréquence de l'oscillateur local par les condensateurs C9 et C11.

Ce transistor Q2 est chargé par le premier transformateur à fréquence intermédiaire. On notera, pour ces deux transistors une polarisation réalisée par une seule résistance

de base ; une résistance de relativement forte valeur insérée, du point de vue continu entre la ligne d'alimentation et le bobinage permet d'assurer une polarisation convenable relativement indépendante des paramètres des transistors. Une résistance d'émetteur, découplée complète cette compensation. L'oscillateur local (Q3) est monté en collecteur commun, ce qui peut sembler paradoxal, en fait, comme le bobinage se comporte comme un transformateur élévateur, il est possible d'appliquer sur la base de ce transistor une tension en phase avec la tension d'émetteur. Un circuit auxiliaire, relié au discriminateur assure la commande automatique de fréquence et limite la dérive de la fréquence de l'oscillateur.

Le premier étage amplificateur intermédiaire est un étage apériodique, c'est-à-dire à large bande : sa charge de collecteur de 330 Ω l'adapte au filtre céramique. Ce filtre céramique, à trois pôles est chargé sur cette même impédance. Les second et troisième amplificateurs FI utilisent un ensemble de deux transistors à couplage direct. Le premier est chargé sur 1,5 k Ω , le second sur un transformateur accordé. Le condensateur C31 transmet une partie de la HF vers la diode D2 qui en assure la détection, le signal issu de cette détection sert à faire dévier l'indicateur de champ. Cet indicateur est attaqué par un amplificateur à transistor, Q110. Le dernier étage à fréquence intermédiaire est de structure classique. Le discriminateur est un discriminateur de rapport. Le signal de sortie BF est envoyé sur une série de commutateurs qui permettent l'utilisation simultanée des deux modulations MA et MF mentionnées précédemment.

La section modulation d'amplitude est plus classique, on notera la présence d'une diode de polarisation D7 qui polarise tous les transistors de

cette section et assure la compensation thermique. La commande automatique de gain est de type directe, elle est envoyée sur la base du premier étage à fréquence intermédiaire. La diode D5, sert, en amortissant le circuit accordé associé, à augmenter la bande passante pour les signaux de forte amplitude (sélectivité variable). Le constructeur a également employé un filtre céramique, cette fois en élément de découplage d'émetteur.

La section amplificatrice fait appel à plusieurs solutions intéressantes que les commutations et la complexité du schéma rendent difficilement perceptibles.

La commande automatique de gain, utilisée lorsque le micro à électret incorporé est en service utilise deux transistors, Q103 et Q104. La diode D101 reçoit la tension de sortie de l'amplificateur

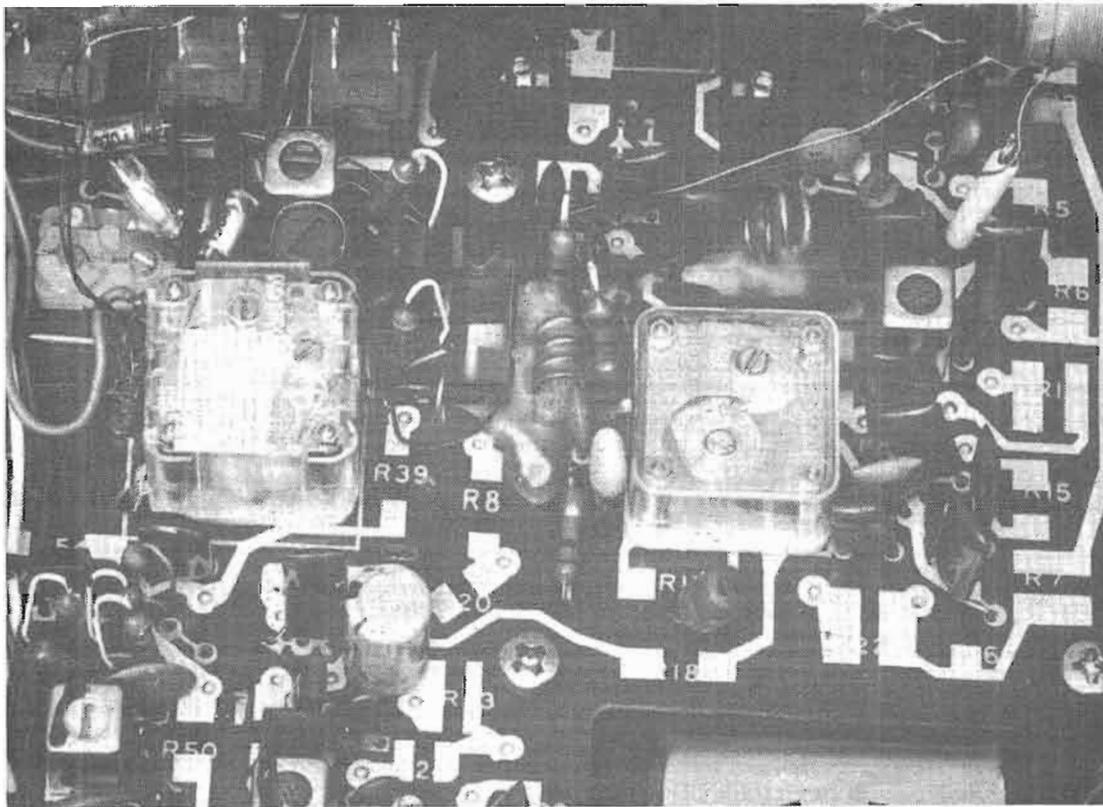
d'enregistrement, le redresse et envoie sur la base de Q104 une tension positive d'autant plus grande que la tension alternative est élevée. En enregistrement, le transistor Q103 a son émetteur à la masse, et, lorsque sa base est traversée par du courant continu vient court-circuiter le signal BF, ce qui tend à réguler le niveau de sortie.

Le circuit de pause a été dans cet appareil très élaboré. Un seul interrupteur suffit, il coupe l'alimentation du moteur. La base du transistor Q114 est reliée à ce moteur, par une résistance. Quand le moteur s'arrête, la résistance vient au potentiel de la masse et le transistor conduit. Conduisant, son collecteur vient au potentiel + de l'alimentation. La base du transistor Q115 est alors alimentée et ce transistor met le secondaire du transformateur T101 en court-circuit, ce

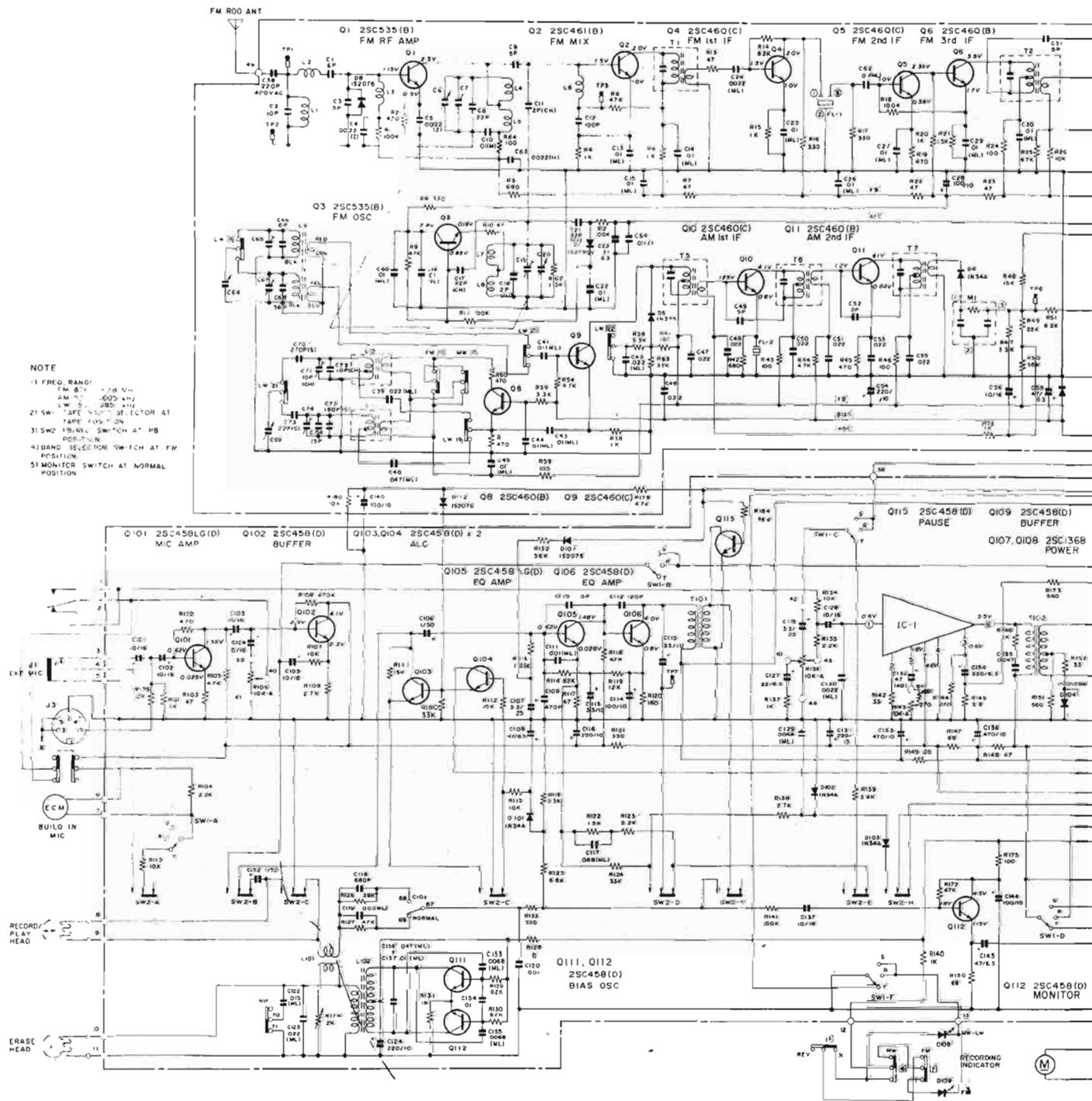
court-circuit se répercute évidemment au primaire du transformateur, si bien que l'entrée de l'amplificateur ne reçoit plus aucun signal. L'anode de la diode D112 reçoit, elle aussi une tension positive, la diode base collecteur de Q103 conduit (l'émetteur de Q103 est en l'air lors de la reproduction) ou, lors de l'enregistrement, Q103 se comporte comme un court-circuit. La diode D107 se met à conduire et polarise l'amplificateur d'enregistrement, Q105 et Q106. Le résultat de ces opérations, complexes, est que lorsque l'on passe en pause lors d'un enregistrement, il est impossible de déceler l'arrêt du moteur qui se traduirait autrement, les circuits électroniques restant en service, par des bruits désagréables (accélération du son lors de la mise en route). Comme le constructeur a placé un retardateur (C140)

l'amplificateur n'entre en service qu'après que la bande ait atteint sa vitesse normale (quelques dixièmes de seconde).

Le reste du circuit ne nécessite pas autant d'explication. Le mélange des signaux micro et radio se fait, pour l'enregistrement à l'entrée de Q105 (résistance de mélange : R107 et R158) et lors de la reproduction, ou pour l'écoute de la radio au niveau du potentiomètre de volume R136. L'oscillateur d'effacement et de prémagnétisation est symétrique, on notera, sur l'enroulement secondaire du transfo un condensateur fixe pouvant être mis en parallèle sur le condensateur d'accord. On change ainsi la fréquence d'accord de l'oscillateur (élimination de certains sifflements dus à des interférences entre la fréquence de cet oscillateur et celle des ondes reçues).



Le circuit imprimé vu côté composants : On voit ici les deux condensateurs d'accord indépendants et les résistances imprimées. En blanc : les conducteurs sérigraphiés. Au-dessous des inscriptions R..., la résistance proprement dite.



NOTE

- 1) FREQ. BAND: FM 87.5 - 108 MHz
- 2) SW: "A" BAND SELECTOR AT FM POSITION
- 3) SW: "B" BAND SELECTOR AT FM POSITION
- 4) BAND SELECTOR SWITCH AT FM POSITION
- 5) MONITOR SWITCH AT NORMAL POSITION

MODEL GF-3000H

FABRICATION

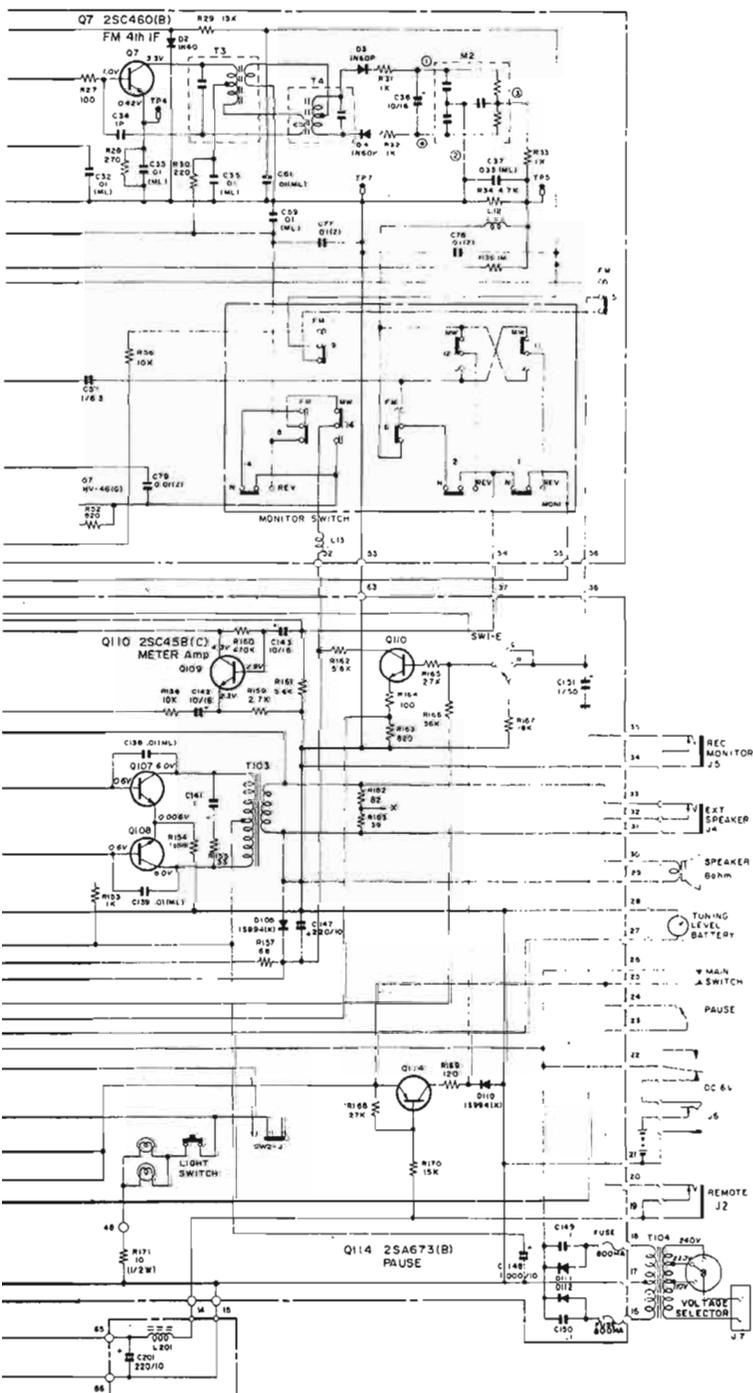
Pour la présentation, et qu'il s'agisse de haute fidélité ou de radio, les Japonais sont passés maîtres en la matière. Le moulage, les ajustements, la finition, tout est d'une propreté exemplaire, la face arrière est un peu moins nette, c'est normal, elle n'est pas faite pour le regard.

L'intérieur nous réservait une autre surprise. Le circuit imprimé ne se contente pas en effet de supporter les composants et les conducteurs les reliant, certaines résistances sont en effet incorporées au circuit imprimé. Elles sont réalisées par sérigraphie. Cette opération consiste à déposer au travers d'un écran de soie une encre conductrice aux caractéristiques connues. On dépose ainsi de petits carrés de peinture. Après séchage, on dépose, toujours suivant un procédé identique une encre conductrice qui assure les contacts entre ces pla-

ques résistantes et les conducteurs situés sur l'autre face. Suivant la forme et la surface des électrodes, on peut obtenir diverses valeurs de résistances. Après cette opération, deux autres couches, de vernis puis de repères sont appliquées. Cette technique est particulièrement intéressante pour les grandes séries ou les circuits sont fabriqués automatiquement, avec des méthodes d'imprimerie.

CONCLUSIONS

Le radio-cassette n'est pas mort, il est même en pleine évolution aussi bien sur le plan technique pur où l'on peut trouver, comme nous l'a prouvé ce Sharp 3000 quelques solutions originales, dans la construction comme dans le schéma, que sur le plan possibilités. La concurrence est sérieuse et les constructeurs s'ingénient à offrir ce que les autres ne possèdent pas. Sharp marque ici un point.



SEMICONDUCTEURS SURPLUS

24, bd des Filles-du-Calvaire, PARIS XP

QUELQUES EXEMPLES

TRANSISTORS GRAND PUBLIC

2N 706, BC 108B, BC 238, etc. à 0,50
AF 139, 2N 525, 2N 696, etc. à 1,00
etc... etc. 50 types à 0,50
par 10 pièces minimum de chaque à 1,00

THYRISTORS ZENERS

0,25 A 0,20 0,2 W 0,20
1/16 A 0,50 0,5 W 0,50
5/7,4 1,00 1 W 1,00
minim. 10 pièces minim. 10 pièces

DIODES de détection germ. les 100 F 10,00
DIODES redresseuses 60 mA les — F 10,00

TRANSISTORS SERIE INDUSTRIELLE non marqués

T05, 18, 45, 72 } $V_{CE0} > 5$ les 100 F 10,00
92, 98, 105 } $\beta > 5$ les 10 F 15,00
T03

STOCK VARIABLE DONC RENOUELE
mais pas de liste

MINIMUM D'ACHAT 20,00 F

SIX ECHANTILLONS DIVERS GRATUITS PAR ACHETEUR

Vente et renseignements uniquement sur place

Aucun envoi ni échange mais

REMBOURSEMENT SI NON SATISFAIT

une minuterie

cyclique

universelle

DEVONS-NOUS rappeler brièvement ce qu'est une minuterie cyclique ? Si oui, disons que c'est d'abord une minuterie comme les autres, c'est-à-dire qu'elle peut fermer un circuit quelconque durant un temps déterminé et réglable ; puis, au terme de ce temps, le circuit est ouvert. **Mais ensuite**, le temps d'ouverture peut, lui aussi, être déterminé et réglable ; après quoi, la minuterie se réarme automatiquement, et le cycle recommence. Notons aussi, que le temps d'ouverture du **premier** circuit peut être exploité **parallèlement** pour la fermeture d'un **second** circuit.

Il est donc aisé d'imaginer la multitude d'applications possibles d'un tel montage : commande de banc d'essai d'endurance de divers matériels, commande d'illumination, commande d'éclairage alterné des pièces d'un appartement

vide (pour faire croire à son occupation et dissuader les malfaiteurs), animation de vitrine, etc.

Le schéma complet de la minuterie cyclique que nous vous proposons est représenté sur la figure 1, et nous allons l'analyser.

Nous avons un transistor unijonction Q_1 qui fonctionne en générateur d'impulsions et qui commande une bascule bistable Q_2, Q_3 . Un condensateur C de forte capacité est connecté entre l'émetteur de Q_1 et la ligne négative d'alimentation. Ce condensateur est chargé par l'intermédiaire de chaînes de résistances, soit $P_1 + 4,7 \text{ k}\Omega$, soit $P_2 + 4,7 \text{ k}\Omega$ (nous y reviendrons). Le temps de charge du condensateur C est naturellement fonction de sa capacité et de la valeur résultante du groupement des résistances en série. Au moment où la tension de charge aux bornes du conden-

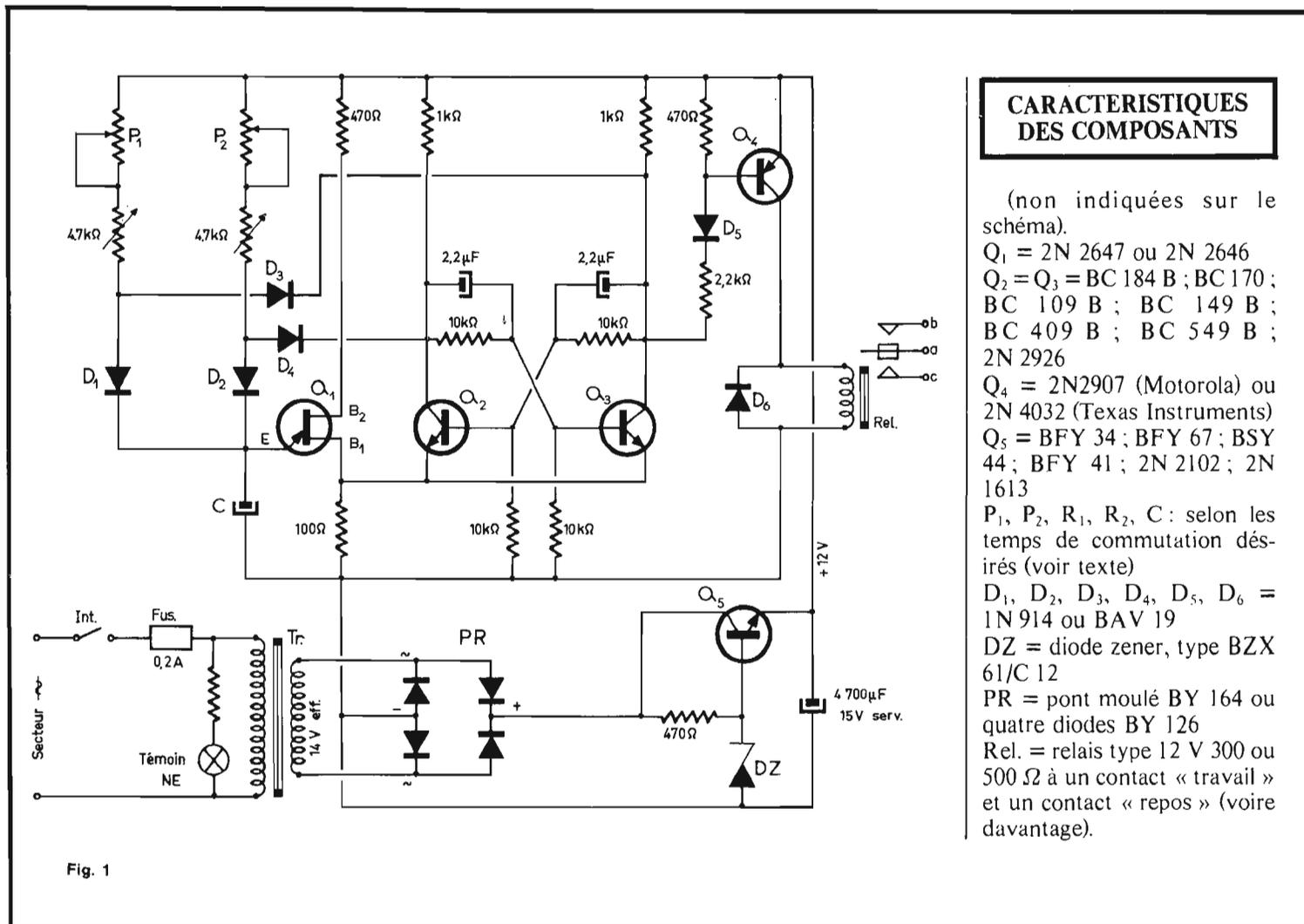
sateur C devient égale à la tension de « pic » du transistor unijonction Q_1 , celui-ci devient conducteur et cela provoque la décharge rapide du condensateur ; lorsque la tension à ses bornes tombe à égalité à la tension de « vallée » du transistor Q_1 , ce dernier se bloque et une nouvelle charge progressive peut recommencer.

La décharge brutale du condensateur C provoque une impulsion positive mise en évidence sur la base B_1 de Q_1 , et est transmise aux émetteurs de $Q_2 + Q_3$ de la bascule bistable. Rappelons qu'un tel montage présente deux états possibles : dans un état, Q_2 est bloqué alors que Q_3 est conducteur ; dans l'autre état, c'est l'inverse ; c'est-à-dire que lorsque Q_2 est conducteur, Q_3 est bloqué. Lorsque la bascule est dans l'un quelconque de ces états, elle y demeure jusqu'à ce qu'elle soit soumise

à une impulsion qui la fait passer dans l'autre état, autre état où elle reste encore jusqu'à ce qu'une autre impulsion ne la ramène à l'état primitif, et ainsi de suite...

Les diodes D_1, D_2, D_3, D_4 sont des diodes d'aiguillage qui évitent la réaction des circuits les uns sur les autres afin d'obtenir une commande correcte et un parfait fonctionnement de la bascule $Q_2 + Q_3$.

Comme nous l'avons dit, nous avons donc deux réseaux de temporisation (P_1, C et P_2, C) ; l'un est relié par la diode D_3 au collecteur de Q_3 de la bascule, le second est relié par la diode D_4 au collecteur de Q_2 . Dans un état de la bascule, le condensateur C se charge par l'intermédiaire de l'un des réseaux de résistances ; puis, lorsque la bascule passe dans l'autre état, c'est l'autre réseau de résistances qui est mis en service et qui permet la nouvelle charge du



CARACTERISTIQUES DES COMPOSANTS

(non indiquées sur le schéma).

Q₁ = 2N 2647 ou 2N 2646
 Q₂ = Q₃ = BC 184 B ; BC 170 ;
 BC 109 B ; BC 149 B ;
 BC 409 B ; BC 549 B ;
 2N 2926

Q₄ = 2N2907 (Motorola) ou
 2N 4032 (Texas Instruments)
 Q₅ = BFY 34 ; BFY 67 ; BSY
 44 ; BFY 41 ; 2N 2102 ; 2N
 1613

P₁, P₂, R₁, R₂, C : selon les
 temps de commutation dési-
 rés (voir texte)

D₁, D₂, D₃, D₄, D₅, D₆ =
 1N 914 ou BAV 19

DZ = diode zener, type BZX
 61/C 12

PR = pont moulé BY 164 ou
 quatre diodes BY 126

Rel. = relais type 12 V 300 ou
 500 Ω à un contact « travail »
 et un contact « repos » (voire
 davantage).

Fig. 1

condensateur C. Et ainsi de suite.

Les deux réseaux de résistances étant réglables indépendamment, il est donc évident que l'on est maître de la durée de chaque temps.

Le collecteur du transistor Q₃ commande à son tour la base d'un transistor Q₄ (par l'intermédiaire d'une résistance et d'une diode D₅). Lorsque le transistor Q₃ de la bascule est à l'état bloqué, le transistor Q₄ n'est pas conducteur, et de ce fait, aucun courant ne circule dans le relais Rel, intercalé dans son circuit de collecteur.

Par contre, lorsque Q₃ bascule et devient conducteur, le transistor Q₄ conduit également, le relais est excité et colle. On notera que ce relais comporte un contact « travail » et un contact « repos », ce qui permet toutes les combinaisons possibles d'utilisation. La diode D₆ shuntant la

bobine d'excitation du relais est, comme à l'accoutumée, destinée à la protection du transistor Q₄.

L'alimentation ne présente rien de très particulier. On utilise un petit transformateur délivrant 14 à 15 V efficaces au secondaire ; en shunt sur le primaire, on peut prévoir une ampoule miniature au néon (munie de son habituelle résistance en série) pour servir de témoin de fonctionnement de l'appareil. Le redressement est assuré, soit par un redresseur moulé en pont PR (type BY 164), soit par deux diodes séparées (type BY 126 ou similaire). Le courant redressé est ensuite stabilisé en tension (12 V) par l'intermédiaire d'un transistor ballast Q₅ (muni d'un petit radiateur à collier) et d'une diode Zener DZ. Un condensateur électro-chimique de 4 700 μF (15 V service) assure le filtrage en sortie.

En ce qui concerne le trans-

formateur d'alimentation, nous pouvons signaler aussi qu'il est parfaitement possible d'utiliser un modèle avec secondaire 2 x 14 ou 15 V efficaces ; dans ce cas, le point milieu est connecté à la masse et **deux diodes seulement, genre BY 126, suffisent pour le redressement.**

Revenons maintenant sur la détermination et le réglage des temps (temps 1 et temps 2). Ces temps dépendent de la valeur du condensateur C et de la valeur de chacun des réseaux de résistances de charge (P₁ ou P₂) ; ils sont donc réglables indépendamment l'un de l'autre. Approximativement, nous pouvons dire qu'avec un condensateur C de 470 μF et un potentiomètre P de 100 kΩ (réglé à sa valeur maximale), on obtient un temps de l'ordre de la minute. En réduisant la valeur de la résistance par la manœuvre du potentiomètre, on diminue

le temps. Les résistances ajustables de 4,7 kΩ peuvent être utilisées lors de l'étalonnage (ou lors d'un ré-étalonnage) des cadrans des potentiomètres (si tel est le cas) ; mais elles servent aussi comme résistances-talons de limitation.

Nous avons parlé de temps **approximatif** ; en fait, la pratique s'éloigne souvent de la formule théorique de calcul, car ce dernier est soumis à des éléments impondérables. C'est la raison pour laquelle, pratiquement, on part de composants RC donnés, et ensuite on opère par comparaison avec une montre ou un chronomètre (s'il s'agit de temps courts).

S'il s'agit d'obtenir des temps relativement longs, deux solutions sont possibles. On peut augmenter la valeur des potentiomètres (500 kΩ, 1 MΩ, 2 MΩ, 5 MΩ) ; on peut aussi ajouter en série avec les

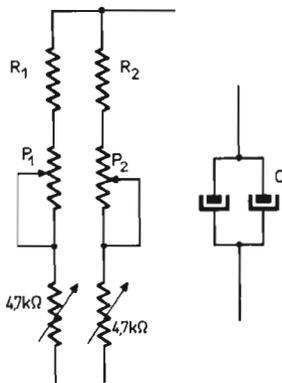


Fig. 2

potentiomètres des résistances fixes de forte valeur; enfin, on peut également employer un condensateur C de grande capacité (1 000, 2 000, 5 000 μ F) voire monter plusieurs condensateurs en parallèle. Toutes ces possibilités sont illustrées par la figure 2.

Il va sans dire que l'on ne peut agir que sur l'une des branches du réseau de résistances afin d'obtenir, par

exemple, un temps (1) beaucoup plus long que le temps (2) ou inversement.

La réalisation pratique de cette minuterie cyclique n'est **absolument pas critique**; on peut réaliser le câblage sur une plaquette à circuits imprimés ou sur une simple plaquette perforée de 140 x 100 mm environ. L'ensemble est ensuite monté dans un coffret quelconque dont la présenta-

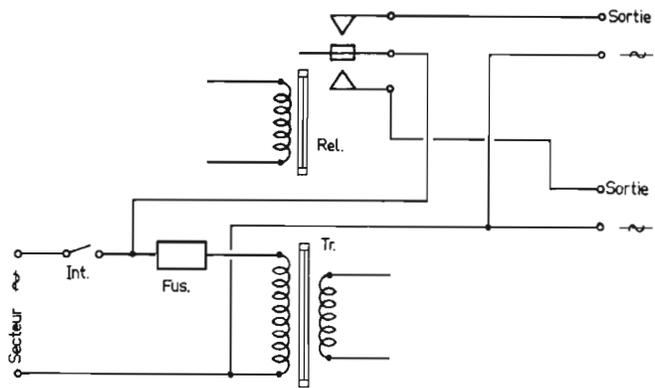


Fig. 3

tion est laissée au goût du réalisateur. Sur le panneau avant sont sortis les deux potentiomètres (avec cadrans et boutons), l'interrupteur de mise en service et le témoin de mise sous tension. A l'arrière, nous avons évidemment le cordon d'alimentation secteur, le fusible et les sorties de commutation pour les utilisations.

Au point de vue de l'utilisation on peut employer les commutations entre **a b** et

entre **a c** du relais pour commander (fermer ou ouvrir) tel ou tel circuit dont l'alimentation peut être entièrement différente de celle de la minuterie. Dans d'autres cas, on préfère disposer de sorties « secteur » directement sur la minuterie; le câblage auxiliaire à réaliser est celui que nous avons indiqué sur la figure 3.

Roger A. RAFFIN

SEMICONDUCTEURS

SURPLUS

24, bd des Filles-du-Calvaire, PARIS XP

QUELQUES EXEMPLES

TRANSISTORS GRAND PUBLIC	THYRISTORS	ZENERS
2N 706, BC 108B, BC 238, etc.	à 0,50	0,25 A
AF 139, 2N 525, 2N 696, etc.	à 1,00	1/16 A
etc., etc. 50 types	à 0,50	3/7,4
par 10 pièces minimum de chaque	à 1,00	minim. 10 pièces

DIODES de détection germ. les 100 F 10,00
DIODES redresseuses 60 mA les — F 10,00

TRANSISTORS SERIE INDUSTRIELLE non marqués

T05, 18, 45, 72 } $V_{CE0} > 5$ les 100 F 10,00
92, 98, 105 } $\beta > 5$ les 10 F 15,00
T03

STOCK VARIABLE DONC RENOUELE
mais pas de liste

MINIMUM D'ACHAT 20,00 F

SIX ECHANTILLONS DIVERS GRATUITS PAR ACHETEUR

Vente et renseignements uniquement sur place

Aucun envoi ni échange mais
REMBOURSEMENT SI NON SATISFAIT

ELECOLIT® 340

Résine conductrice de l'électricité

Élécolit 340, alliage chargé à l'argent, permet de réaliser des conducteurs électriques, de réparer et de créer des pistes de circuits imprimés.

Son excellente adhésion sur plastiques, verre, céramiques, et caoutchoucs permet également de rendre les matériaux isolants conducteurs de l'électricité.

Élécolit existe en conducteurs thermiques et électriques de caractéristiques différentes pour l'industrie et les applications spécifiques.

ELECO PRODUITS
92110-CLICHY TEL. 739.98.70



Utilisation pratique d'un oscilloscope

RELEVÉ

des courbes de réponse

— en TELEVISION —

EMPLOI D'UN OSCILLOSCOPE EN VOBUATION T.V.

POUR relever point par point la courbe de sélectivité d'un circuit à haute fréquence, il faut disposer d'un générateur étaloné et d'un millivoltmètre

adéquat, c'est-à-dire muni d'une sonde détectrice (figure 1A).

Pour visualiser directement la même courbe, il faut moduler en fréquence le générateur HF et remplacer l'instrument de mesure par un oscilloscope dont la voie verticale peut comporter une sonde détectrice et dont la voie horizon-

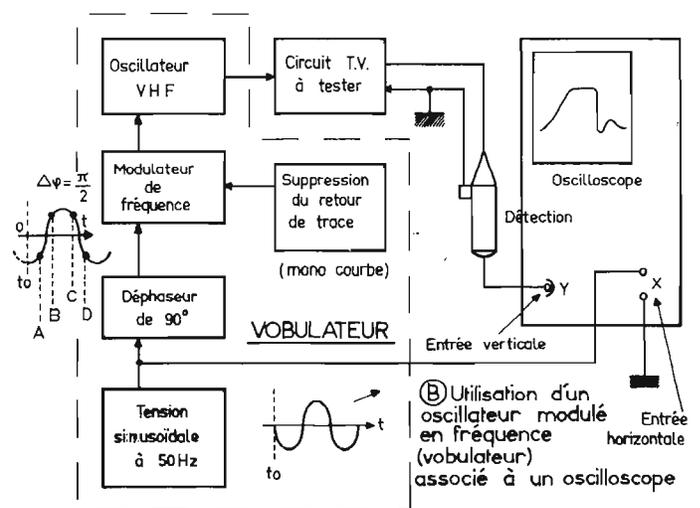
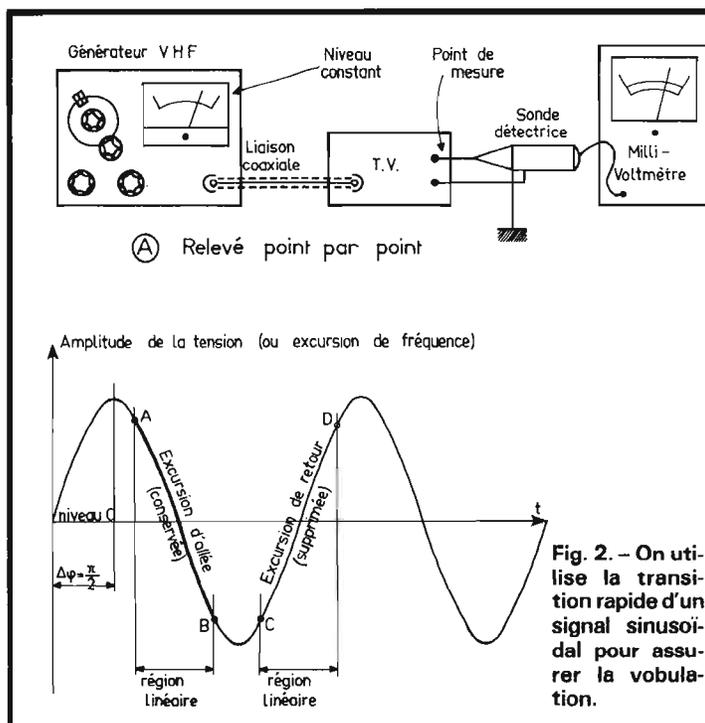
taile reçoit le signal de modulation du générateur (figure 1B).

Là encore, l'emploi de l'oscilloscope apparaît indispensable dans l'observation instantanée d'une courbe de réponse. Comme en télévision, la forme d'une telle courbe se révèle d'une importance capitale, on mesure

l'importance du principe exposé figure 1B.

Pour la modulation, il est employé soit une dent de scie, soit un signal sinusoïdal dont on utilise la pente de transition la plus rapide située de part et d'autre du zéro (région AB figure 2).

De plus, on déphase de 90° le signal de vobulation.



L'oscilloscope montre alors une figure de Lissajous entre le signal de vobulation et celui qui résulte de la détection d'une « courbe enveloppe » reproduisant la réponse en fréquence du circuit.

Pour qu'il n'y ait qu'une seule courbe sur l'écran on supprime le retour constitué par la région CD de la vobulation sinusoidale.

RAPPELS SUR LA CONSTITUTION D'UN TÉLÉVISEUR

La mise au point ou le dépannage des téléviseurs nécessite un fréquent contrôle des courbes de réponse en fréquence des différents circuits U.H.F., V.H.F., F.I. etc. Encore faut-il bien connaître la composition d'un téléviseur si l'on veut faire un diagnostic sûr de la panne ou de la vérification à entreprendre.

Ces circuits sont groupés en cinq parties principales :

1) Le sélecteur U.H.F./V.H.F. qui assure la réception, la sélection et le changement de fréquence de la station à capter (fig. 3).

2) La platine F.I. « vision », qui a pour fonction de modeler la courbe de réponse conformément à un gabarit qui dépend du standard de télévision employé.

Cette partie renferme également les circuits réjecteurs qui ont mission de supprimer les fréquences extérieures au canal F.I. « vision » à recevoir.

3) La voie F.I. « son » dont la courbe de sélectivité est beaucoup plus étroite et qui permet le calage exact du canal à recevoir au moyen du réglage de fréquence du sélecteur V.H.F.-U.H.F.

4) La chaîne Vidéo-fréquence qui fait suite aux étages F.I. « vision » et dont la bande passante englobe la bande de fréquence qui sépare les porteuses « son » et « vision » du canal. Cette bande passante doit être rigoureusement plate.

5) Les étages « audio-fréquence » qui font suite au canal F.I. « son » et dont la bande passante englobe les sons audibles de 20 Hz à 20 kHz environ.

On a vu, au cours de précédents articles de la même série, le moyen de contrôler les canaux vidéo et audio-fréquence.

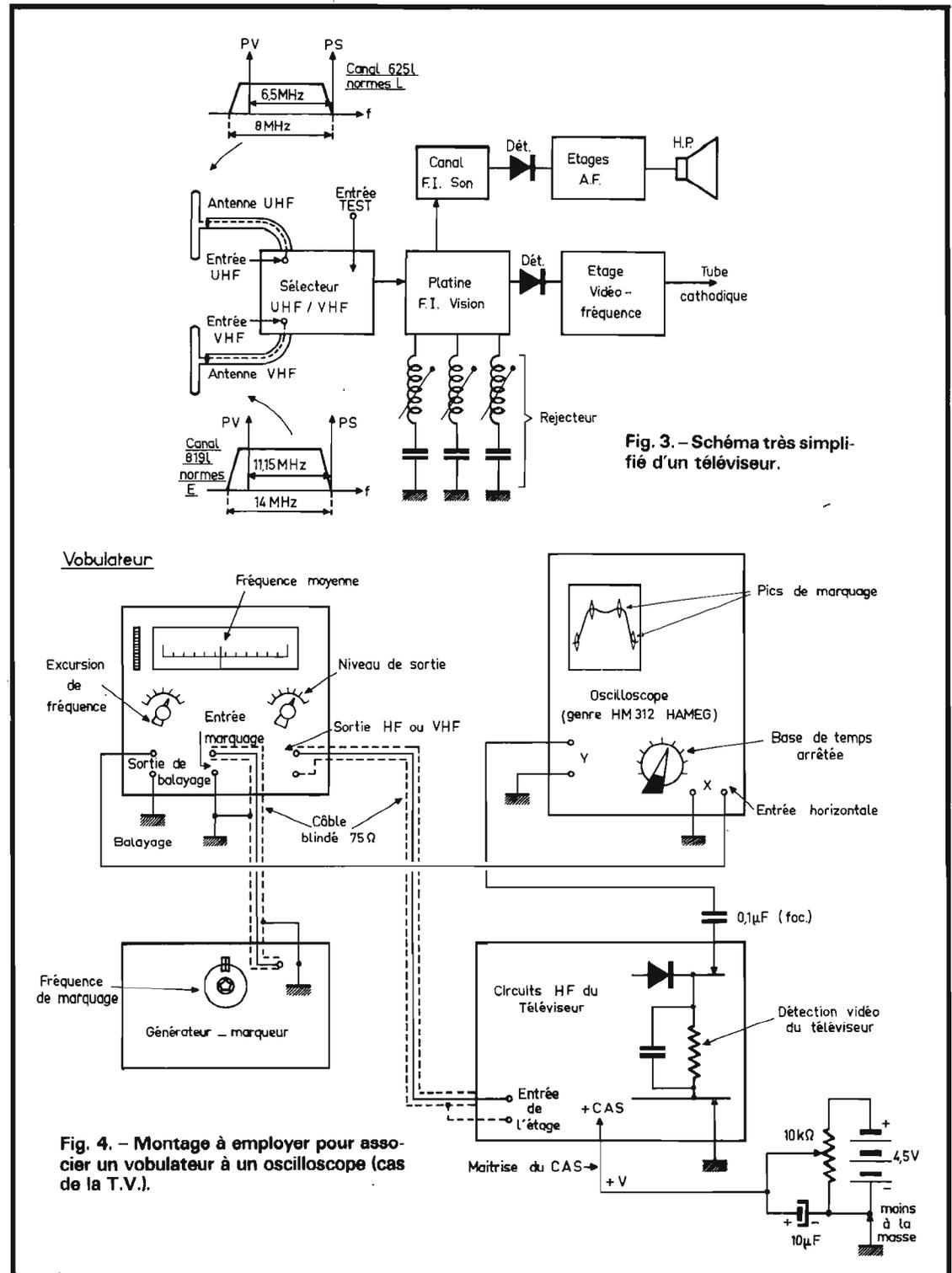
Pour les autres cas, on pourrait utiliser l'une des

méthodes exposées dans le cadre des mesures de gain.

Néanmoins, un relevé « point par point » au moyen d'un générateur étalonné nécessite beaucoup de précision et de patience. On a donc recours au vobuloscope, lequel présente sur le générateur l'avantage précieux de visualiser les réactions des réglages sur un écran d'oscilloscope.

BANC D'ESSAI AU VOBULATEUR

On utilise, le plus souvent, un vobulateur associé à un oscilloscope (figure 4). Cette méthode est utilisée en V.H.F. et U.H.F. Enfin, dans le but d'étalonner en fréquence, la courbe qu'on observe, il convient de marquer la trace au moyen d'un



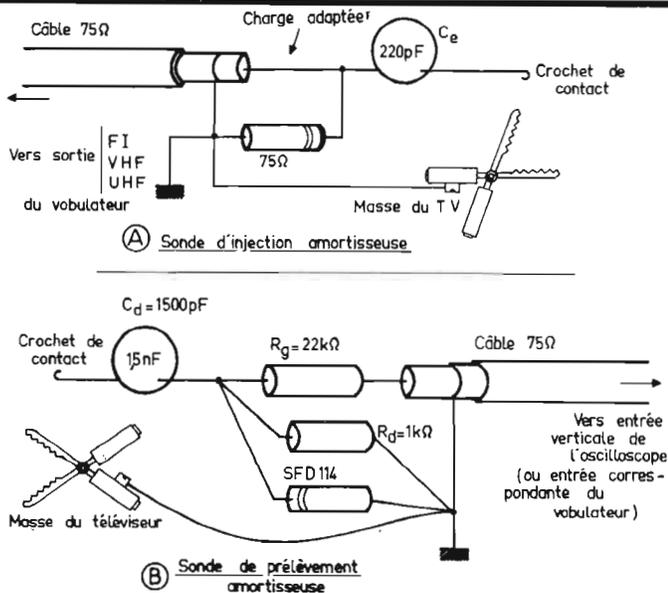


Fig. 5. - Description des accessoires indispensables du vobulateur.

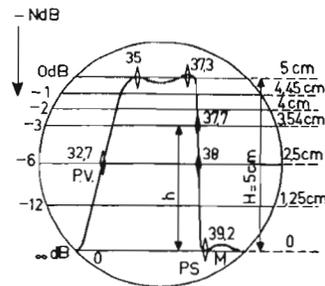


Fig. 6. - Exemple d'étalonnage de l'axe vertical d'un vobulogramme avec marquage aux points particuliers de la courbe.

« pic » résultant de l'interférence du signal vobulé avec la tension H.F. d'un générateur extérieur.

Ce pic se déplace donc sur la courbe au gré de l'accord de ce dernier : La lecture de la fréquence sur son cadran renseigne le technicien sur l'endroit où on se trouve du canal amplifié.

On étalonne ainsi facilement en fréquence l'axe horizontal de l'écran de l'oscilloscope.

La sortie H.F. du vobulateur est branchée sur l'entrée de la partie U.H.F., V.H.F. ou F.I. qu'on veut contrôler. Celle de balayage remplace la base de temps dans l'oscilloscope ce signal disponible sur le vobulateur est appliqué sur l'entrée horizontale (entre H ou X).

La liaison « marquage » s'effectue directement, de l'entrée prévue à cet effet au générateur U.H.F.-V.H.F. ou H.F. ; son niveau de sortie dépend de la sensibilité d'entrée du vobulateur : quelques dizaines de millivolts suffisent. La tension vobulée après passage dans les circuits à analyser est prélevée, en principe, sur la détection vidéo. La sonde de « prélèvement » se limite ici, à un condensateur de liaison de 0,1 μ F, encore que celui-ci ne se justifie que s'il existe une

tension continue importante au point où on prélève le signal.

Dans le cas d'une étude partielle des circuits : le prélèvement peut se placer avant la détection vidéo. La tension n'étant pas démodulée une sonde détectrice s'impose... Deux cas peuvent se présenter : ou la sonde doit également amortir le circuit sur lequel elle est branchée, c'est le cas de la sonde de la figure 5B, ou bien elle ne doit pas perturber ce circuit ; dans ces conditions, les valeurs des composants seront portées à : $R_d = 33 \text{ k}\Omega$ $R_g = 330 \text{ k}\Omega$ et $C_d = 47 \text{ pF}$

Malgré ces valeurs de résistances élevées, l'influence de la sonde se fait légèrement sentir ; aussi, ce mode de prélèvement est rarement employé, sauf en vidéo-fréquence.

L'injection du signal est effectuée par câble adapté. Si la liaison se réalise sur l'entrée « antenne », la connexion est directe par câble 75 ou 50 Ω . Si l'injection a lieu sur un circuit qu'il faut amortir on utilise une sonde identique à celle de la figure 5A. Si l'amortissement au contraire doit être faible, C_e est réduit à 4,70 pF au plus. Cette sonde est, en général, peu employée.

ETALONNAGE DE LA COURBE (VOBULOGRAMME)

Ayant obtenu une image fixe sur l'écran, il faut l'étalonner dans les 2 axes.

L'ordonnée s'étalonne en décibels en procédant comme suit : On inscrit la courbe entre 2 lignes horizontales que nous écarterons ici - arbitrairement - de 5 cm.

Si l'on trace un trait à mi-hauteur c'est-à-dire à 2,5 cm de la référence OM (celle inférieure) la courbe qui coupera ce niveau passera à - 6 dB du sommet.

En effet, le rapport des amplitudes s'élève alors à 2 ce qui correspond bien à 6 dB.

On pratique le même raisonnement pour les autres niveaux en appliquant la relation évidente suivante :

$$20 \log N = \frac{H}{h}$$

$$= 1, 2, 3, 6 \text{ et } 12 \text{ dB}$$

ce qui conduit respectivement à $h = 4,45 - 4 - 3,54 - 2,5 - 1,25$ centimètres si $H = 5 \text{ cm}$.

La figure 6 illustre clairement ce mode d'étalonnage.

L'oscilloscope devient alors un véritable appareil de mesure ; on lui adjoint sou-

vent à l'écran un graticule translucide directement étalonné en dB.

MARQUAGE STANDARD

Pour l'étalonnage en fréquence on peut utiliser comme nous l'avons vu, un générateur « marqueur » dont on fait varier la fréquence à la main.

Toutefois, certains fabricants associent au vobulateur proprement dit un tiroir de marquage fixe sur des fréquences « spécialisées » telles que celles des porteuses « vision » et « son » (voir l'exemple concret de la figure 7). Le montage est automatiquement réalisé dans l'appareil ; toutefois, il faut généralement ramener le signal détecté sur l'appareil avant de l'appliquer sur l'oscilloscope.

Signalons que la sortie de détection peut être remplacée par la propre détection du téléviseur (cas de la figure 7).

On peut employer également le principe d'un marquage fixe ayant lieu tous les 10 MHz, voire tous les MHz, les tops correspondants présentant en général une amplitude moins grande.

Dans ces conditions, il devient assez difficile de repérer la fréquence des points

particuliers de la courbe; l'estimation se fait au jugé (voir figure 8 le cas d'un canal européen CCIR).

Certains vobulateurs prévoient une sortie « marquage » telle que l'on dispose d'une ligne horizontale avec des pics espacés de 1 MHz. Ce procédé est tel qu'on peut utiliser un oscilloscope bicourbe (ex.: type HM 512 HAMEG) l'une des entrées verticales étant réservée à ce marquage facilement déplaçable verticalement au moyen du cadrage de l'oscilloscope (figure 9).

Certains vobulateurs utilisent le même procédé mais le marquage s'effectue sur le retour de la trace. Dans ce cas, un oscilloscope mono-trace suffit (voir le montage de la figure 4) et le vobulogramme affecte la forme de la figure 10.

Signalons que ce type d'appareil ne convient bien que pour les faibles excursions de fréquence donc pour le contrôle de la FM (cas de la figure pour le standard CCIR).

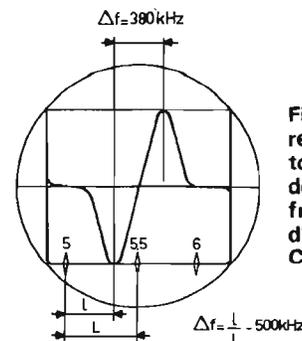
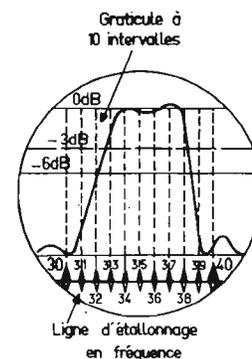
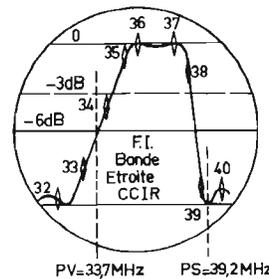
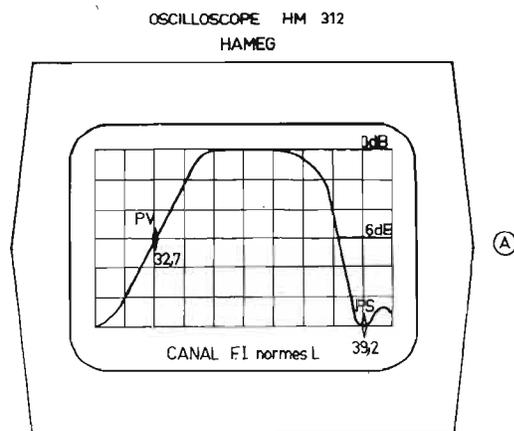
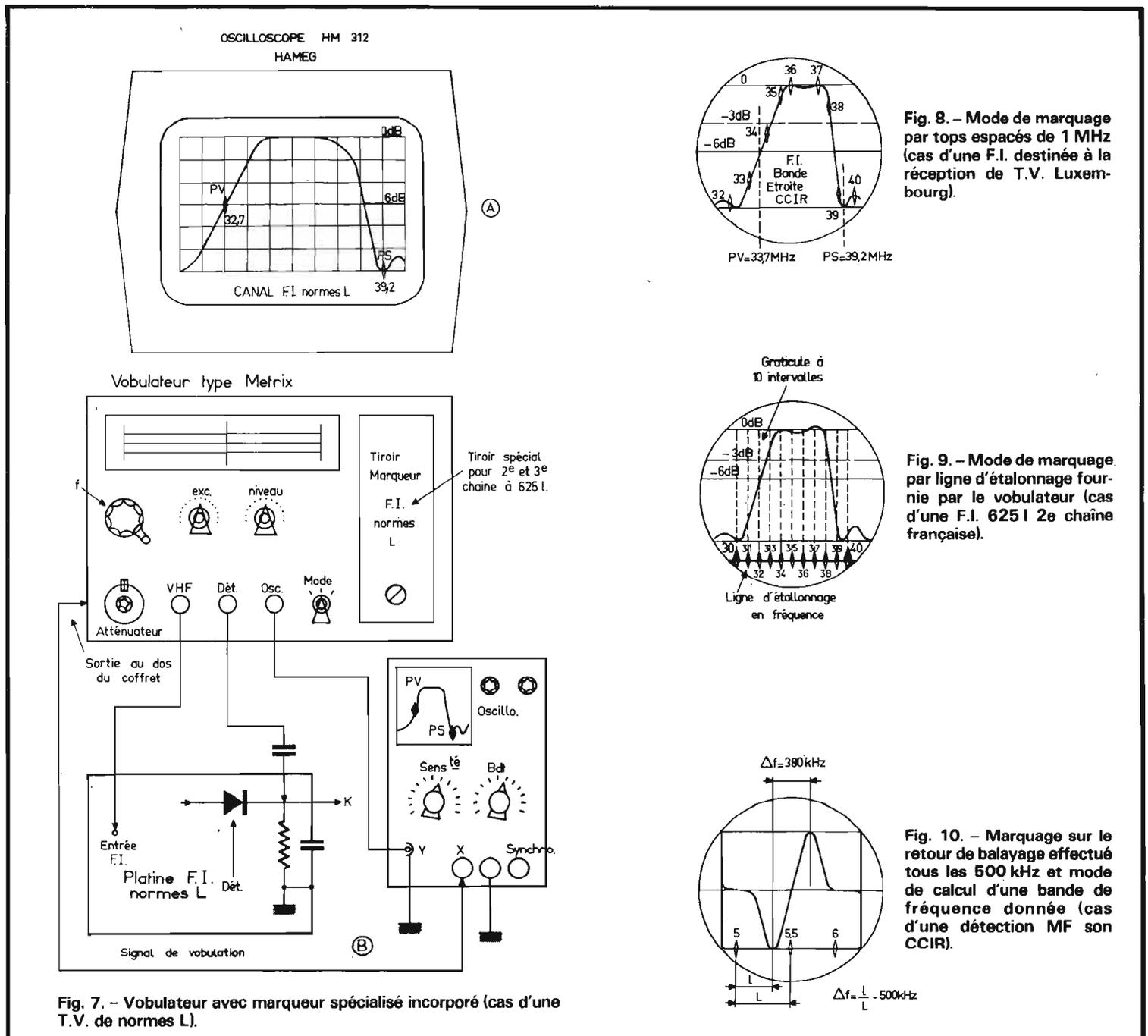
RÈGLES GÉNÉRALES DE MISE AU POINT

Le problème consiste nous l'avons déjà dit, à faire apparaître sur l'écran une courbe de réponse en rapport avec ce qu'impose la transmission du standard de télévision à recevoir. Le plus difficile est de conditionner les accords des circuits « primaire » et « secondaire » des transformateurs surcouplés car on ne sait jamais très bien lequel des deux réagit sur les bosses de la courbe de réponse, on a

alors recours à des artifices tels qu'une « sourdine », figure 11, circuit permettant d'amortir un circuit sur deux.

Cette sourdine, est en général, constituée par une résistance de valeur nettement plus faible que celle apparente du propre circuit accordé à amortir; une résistance de 220 à 680 Ω convient en télévision à 819 lignes normes E; on peut accroître sensiblement cette valeur pour les standards de normes K, G, L à 625 lignes (470 à 1 000 Ω).

On place en série un condensateur de 1 000 à



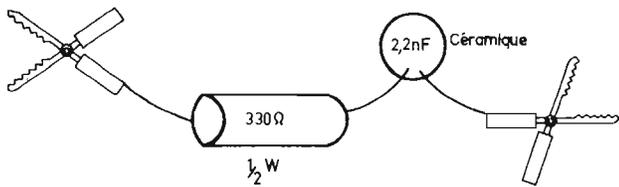


Fig. 11. - Sourdine amortisseuse en F.I.

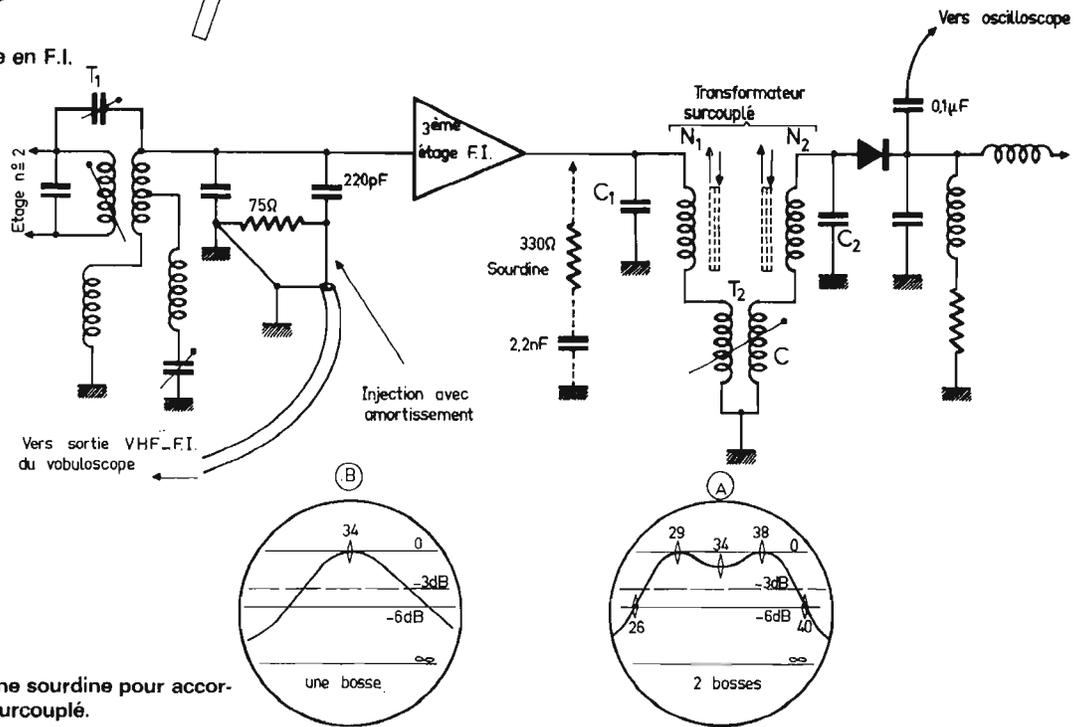


Fig. 12. - Utilisation d'une sourdine pour accorder un transformateur surcouplé.

4 700 pF, de type céramique, afin de bloquer la composante continue apparaissant éventuellement sur le circuit accordé.

Prenons un exemple concret : celui de la mise au point du transformateur F.I. « vision », qui précède la détection. Sa bande passante doit englober le canal entrée, y compris la bande de garde qui prolonge la porteuse. Il y a donc 2 bosses : voir figure 12A.

L'injection est faite de telle sorte qu'on isole l'étage et le transformateur ; le système employé, ici, est celui de la figure 4. Le procédé de réglage consiste à amortir le primaire au moyen de la sourdine ; il se produit alors un écroulement du coefficient de surtension Q et une baisse de l'indice de couplage ($n = KQ$) : on se trouve alors dans les conditions d'un sous-couplage et il ne subsiste qu'une seule bosse qu'on centre sur le milieu de la bande à transmettre au moyen du noyau secondaire N_2 .

En otant la sourdine et en agissant sur le noyau primaire N_1 , il devient facile d'équilibrer ensuite la courbe de réponse de telle sorte qu'on obtienne une allure voisine de celle de la figure 12B.

On procédera de la sorte chaque fois qu'on rencontrera des difficultés pour régler un transformateur F.I. La sourdine permettant d'isoler un circuit en amortissant l'autre.

En dernière extrémité, on isolera l'étage au moyen des sondes de la figure 5 mais à condition de connaître l'allure de la courbe de sélectivité correspondante ; la présence de réjecteur pouvant compliquer la configuration de ladite courbe. On se reportera à la notice du constructeur, afin de lever le doute, s'il en apparaît un sur le mode de réglage à adopter.

**MISE AU POINT
D'UNE PLATINE
COMPLÈTE**

Industriellement, on règle les circuits H.F. soit globale-

ment au moyen de gabarits appropriés qu'il convient de recopier sur l'écran, soit en isolant chaque étage à l'aide des sondes ci-dessus, ainsi qu'il en a été expliqué dans le dernier paragraphe et en utilisant, si besoin est, la « sourdine ».

Nous choisirons dans l'exposé qui va suivre une platine dans laquelle nous allons trouver une grande variété de configurations d'accord et de réjection. Il n'est pas rare de tomber sur un tel circuit lors d'une mise au point. Voir figure 13.

Nous choisissons également la norme E (8191) car c'est la plus difficile à transmettre.

**MAITRISE
DU C.A.S.**

Dans la majeure partie des cas, on ne s'inquiète pas de la réaction du C.A.S., quand on procède au contrôle des réponses F.I. vision : on recherche le niveau d'attaque

qui détermine la courbe la plus souhaitable sur l'oscilloscope. En général, cela n'apporte pas de perturbation dans les mesures, si le contrôle automatique de sensibilité (C.A.S. ou C.A.G. simple) est issu de l'étage séparateur vidéo/synchro. Par contre, lorsque le C.A.S. provient d'un traitement spécial (transistor ou C.I.L.) il est préférable de maîtriser la ligne de C.A.S. par une tension fixe issue d'un système potentiométrique branché sur une pile de 4,5 V ; selon que le C.A.S. est positif ou négatif, on place le pôle + ou le pôle - à la masse du téléviseur (voir, figure 4, le cas d'un C.A.S. positif et le branchement correspondant). Pendant la mesure au vobuloscope, le potentiomètre de 10 k Ω sera réglé au mieux d'une réponse non écrêtée, dépendant, par principe, du niveau d'attaque.

CIRCUIT DE DÉTECTION « VISION »

Il est conseillé de commencer les réglages par le circuit de détection.

Le vobulateur est branché avant le dernier étage F.I. précédant la détection. On utilise, pour ce faire, une sonde « amortisseuse » analogue à celle de la figure 5A. L'oscilloscope est appliqué directement à la sortie de la détection vidéo (entrée de l'étage vidéo - point A).

On injectera une fréquence voisine de 32 MHz vobulée

avec une excursion de ± 10 MHz.

Le niveau d'attaque sera choisi élevé (environ 50 mV) car les gains de chaque étage F.I. sont faibles en T.V.

Néanmoins, avec les circuits intégrés, des saturations peuvent apparaître rapidement : on réduira, alors, l'attaque jusqu'à ce que la courbe ne soit plus écrêtée sur l'écran de l'oscilloscope.

Le transformateur de détection présente souvent 2 bosses car sa bande passante doit être grande.

On place, alors, la « sourdine » alternativement au primaire et au secondaire (entre

1 et 4 puis entre 2 et 4) afin de centrer l'accord de chaque bobinage. On obtient alors le vobulogramme I de la figure 13, centré sur 32 MHz. Plusieurs retouches s'avèrent nécessaires.

Si le réglage est bien fait pour une valeur adéquate de L_3 (cette bobine de couplage n'est pas toujours variable...) il doit résulter 2 bosses bien équilibrées **lorsqu'on retire la sourdine**. Voir l'oscillogramme II. Sa bande doit s'étaler de 24 à 40 MHz à -6 dB, soit 16 MHz de bande passante. Si la bande n'est pas assez large, on augmentera L_3 en enfonçant un peu plus le

noyau magnétique à l'intérieur du bobinage ; on prendra garde toutefois, de ne pas creuser trop le « plateau » supérieur de la courbe, on tolère en général 1 à 2 dB de dénivellation.

Signalons qu'un filtre en « π » peut remplacer la configuration en « T ». Le mode de réglage reste le même.

FILTRE REJECTEUR « SON »

Le mode de mise au point des étages qui précèdent la détection dépend essentiellement de la nature des circuits utilisés : **Une méticuleuse**

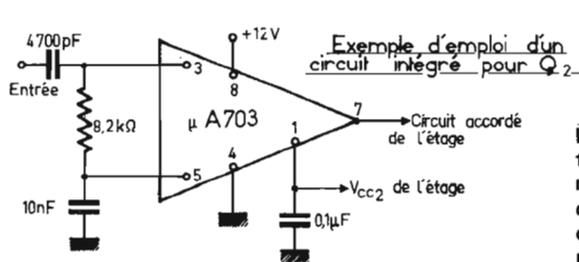
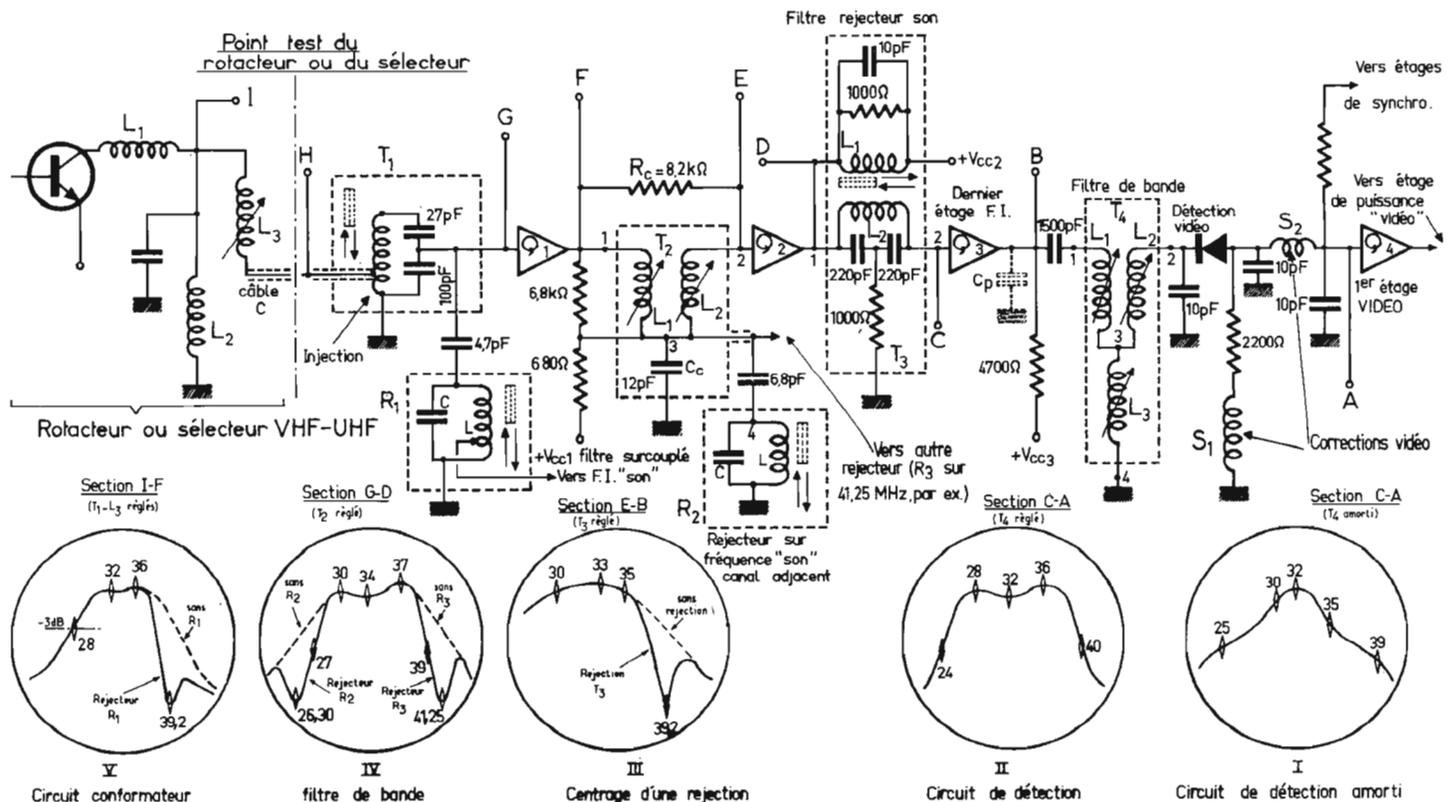
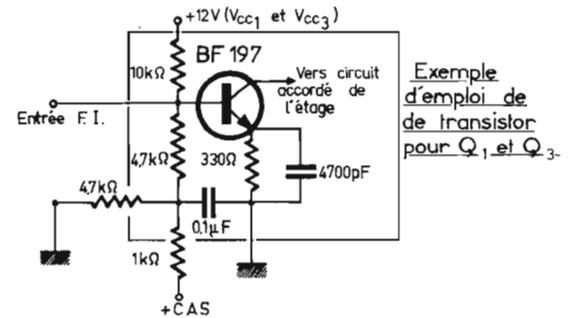


Fig. 13. - Exemple de platine F.I. télévision (normes E) Q₁, Q₂, Q₃ sont des étages amplificateurs classiques (montages en médaillon).



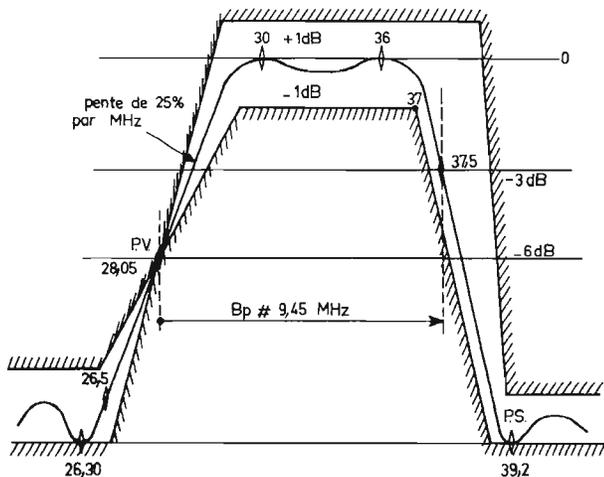


Fig. 14. - Exemple de gabarit pratique pour la réception du système français à 819 lignes (normes E).

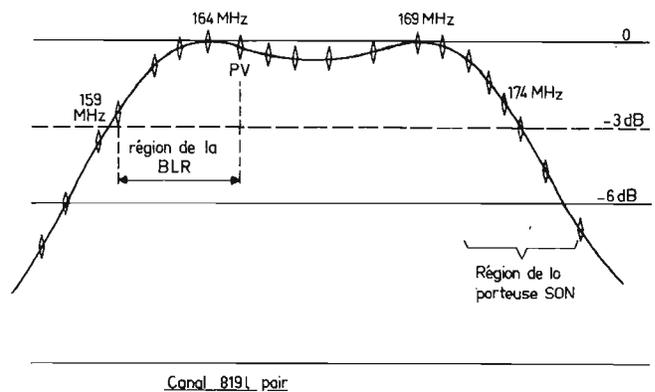


Fig. 15. - Bande passante d'un sélecteur VHF/UHF pris isolément.

observation du schéma s'impose, on ne s'engagera résolument vers une solution de réglage que si l'on est sûr du but exact de chaque circuit accordé. Il arrive, en effet fréquemment, que filtres, circuits d'accord et réjecteurs s'enchevêtrent ; aussi, il n'est pas de trop de faire appel à une documentation sinon à sa propre expérience !

Ainsi, pour contrôler l'accord de la section EB, il faut connaître très exactement à quoi sert T_3 ; L_1 n'est qu'un circuit simple ; la tension F.I. se développe en D puis traverse un « T ponté » avant d'atteindre l'entrée C de l'étage suivant. Ce réjecteur élimine une fréquence : celle du « son » ; son action est renforcée par le fait que L_2 reçoit de L_1 une composante sur cette fréquence, mais qui arrive en opposition de phase avec celle provenant directement du point D.

D'une manière générale, on commence par décaler l'accord des réjecteurs **en-dehors de la bande à transmettre.** Cela s'observe facilement sur l'oscilloscope.

Le vobulateur injecte la tension vobulée en E au moyen de la sonde adaptée amortisseuse (figure 5A).

Le signal d'image est prélevé en B grâce à la sonde

déetectrice amortisseuse de la figure 5B.

Les transformateurs T_2 et T_4 sont donc neutralisés par l'amortissement des sondes : Il ne reste que T_3 en circuit.

Obtenant le vobulogramme III, on centre l'accord vers 33 MHz au moyen de L_1 . Puis on cale la réjection sur la porteuse « son » (39,2 MHz) grâce à L_2 ? la crevasse constatée doit être très pointue.

FILTRE DE BANDE

Pour régler le transformateur T_2 , qui se trouve être un filtre de bande, on déplace les sondes précédentes entre G et D.

Il s'agit de régler un filtre surcouplé auquel on trouve associées une ou plusieurs « trappes » destinées à supprimer les porteuses « son » des canaux adjacents (F_2 : 41,25 MHz et canal impair = 26,30 MHz). Ces réjecteurs sont, ici, disposés aux bornes de la capacité de couplage C_c = 12 pF shuntée par 680 Ω . On remarquera, en plus un couplage galvanique disposé « en tête » (R_c = 8,2 k Ω). Là encore, on décale l'accord des réjecteurs à l'extérieur de la bande avant d'effectuer le réglage proprement dit.

L_1 et L_2 sont ajustés séparément, grâce à la sourdine sur 34 MHz environ (voir processus de réglage développé au-dessus).

On doit obtenir finalement le vobulogramme IV lorsque les accords des réjecteurs (L) sont convenablement centrés.

CIRCUIT CONFORMATEUR DE BANDE

Pour régler le système sélectif qui relie la platine F.I. au sélecteur V.H.F./U.H.F., il faut injecter la tension vobulée sur le **point test** du sélecteur ; il se trouve généralement accessible près du câble de sortie F.I. une boucle de contact libre pour effectuer le branchement. Parfois, il faut prévoir une touche spéciale car le contact en question se trouve souvent à l'intérieur d'un orifice de 4 à 6 mm de diamètre : la notice technique du rotacteur s'avère alors indispensable.

A ce niveau de la platine, on trouve toujours un réjecteur qui oriente le canal « son » vers la partie F.I. correspondante. Son réglage sera effectué en dernier.

On ne se laissera pas abuser par l'aspect simple du circuit : celui-ci ajoute ses effets à

l'ensemble plus ou moins complexe de bobinages F.I. internes au sélecteur. Il ne faut pas ignorer, non plus, l'action du câble C de liaison « sélecteur/platine F.I. », il réagit directement sur l'accord.

Le transformateur T_1 a pour but essentiel d'amener la porteuse vision (28,05 MHz pour le 819 l, 32,7 MHz pour le 625 l français) aux alentours de -6 dB.

Cette précaution rend possible la détection B.L.R. Les sondes d'injection et de prélèvement placées respectivement en I et F, on doit trouver une réponse analogue à celle de la figure 13-V ; on notera ici un soupçon de surcouplage (2 bosses : sur 32 et 36 MHz).

La porteuse est à -3 dB ; cet affaiblissement s'ajoute à celui du transformateur T_2 pour donner -6 dB.

Enfin, on ne s'illusionnera pas : si l'on regarde alors, la bande passante globale (vobuloscope placé entre I et A), elle ne correspondra forcément pas à ce qu'on espère ; des retouches s'avèreront nécessaires pour coordonner l'ensemble, car les étages réagissent toujours un peu les uns sur les autres...

On procédera alors de la façon suivante : T_4 ne sera pas retouché, ni les réjecteurs...

Il y a peu de chance pour que T_3 soit très efficace car il paraît assez amorti.

Par contre, T_2 est très efficace : c'est donc par ses réglages que la courbe sera modifiée à souhait ; T_1 terminera la mise au point en amenant la porteuse « vision » à - 6 dB exactement.

La courbe résultante doit entrer dans un gabarit propre à la norme reçue ; pour la platine F.I. de la figure 13, on doit avoir une courbe analogue à celle de la figure 14. (norme E à 8191).

Les réjections doivent être nettes et bien calées en fréquence. La bande passante (de - 6 dB à - 3 dB) doit atteindre 9 MHz au moins. Le flanc d'atténuateur de porteuse doit s'étaler de - 2 à + 2 MHz pour le 819 lignes et de - 1 à + 1 MHz pour le 625 lignes.

CIRCUITS V.H.F./U.H.F.

Le mode de réglage reste le même. Toutefois, il se trouve simplifié par l'absence de réjecteur.

Enfin, les circuits se règlent globalement en observant la bande passante de tout l'équipement.

Si tout est convenable, la courbe obtenue est voisine de celle de la figure 14. Ici, le marquage reste effectué dans le domaine F.I. par simple prélèvement de la F.I. et mélange avec le circuit « marquage » spécial du vobulateur, le couplage a lieu souvent au moyen d'un fil traînant, **sans contact électrique**, au voisinage des circuits F.I. du téléviseur.

Toutefois, le marquage ne correspond plus à la porteuse de la fréquence du signal injecté, car il doit s'effectuer soit en V.H.F. soit en U.H.F.

Dans ce cas, il est préférable de recourir au généra-

teur de marquage extérieur (figure 4).

Le procédé qui consiste à isoler le fonctionnement du sélecteur demande certaines précautions car il n'est pas toujours possible de déconnecter le sélecteur de la platine F.I., celle-ci alimentant parfois en continu le dernier étage du sélecteur. Dans ces conditions on emploie une sonde détectrice **amortisseuse** (figure 5B) branchée au point test (I de la figure 13) alors que l'attaque du vobulateur s'effectue sur la prise « antenne » du téléviseur comme la tension d'attaque doit être assez élevée pour qu'une courbe apparaisse sur l'écran de l'oscilloscope, on protégera l'entrée F.I. en plaçant une sourdine entre le point G et la masse. Le signal d'attaque est alors fortement atténué sans toutefois disparaître complètement, ce qui maintient le C.A.S. du téléviseur dans les limites de l'épure, à moins qu'il soit maîtrisé par une tension continue

(système potentiométrique de la figure 4).

La courbe à obtenir doit montrer une largeur qui englobe sans grosse atténuation la bande latérale résiduelle (figure 15), ceci afin que le changement de fréquence ne perturbe pas la pente de démodulation située autour de la fréquence porteuse « vision ».

Le vobulateur doit alors étendre son domaine de travail sur ± 10 MHz. Là, le marquage peut et doit s'étendre sur une largeur de fréquence aussi grande ce qui impose presque nécessairement le principe du générateur annexe de la figure 14.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

BIBLIOGRAPHIE

— Documentations :
METRIX - HAMEG -
GRUNDIG.

Le son incomparable
de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

a enchanté tous nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portatif.

Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaï, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, piano électrique, etc.

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-64-33
et 460-84-76



Magasin ouvert du mardi au samedi 9-12 et 16-19 h

Bon pour un catalogue gratuit 60 pages des orgues Dr. Böhm

Joindre 3 timbres à 0,80 F ou 5 timbres à 0,80 F pour envoi urgent

BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A :

Dr. BÖHM - Service catalogue - B.P. 11 C - 78590 Noisy-le-Roi

NOM

Adresse

Je désire recevoir votre disque de démonstration (30 cm, 33 t.) classiques - variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique et vous joins 35,00 F (les deux disques ensemble 60,00 F) pour envoi franco.

CONSTRUISEZ LE VOUS-MEMME

ME 109
TOUT
TRANSISTORS

DU CONTINU A
2 MHz

Sensibilité :
20 mV

Base de temps de
10 Hz à 200 KHz

PRIX EN KIT : 750f

Tous nos modèles sont livrés avec un dossier
pratique et technique

gratuit!

DOCUMENTATION GENERALE OSCILLOSCOPES
ET APPAREILS DE MESURES - SUR DEMANDE

mibel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

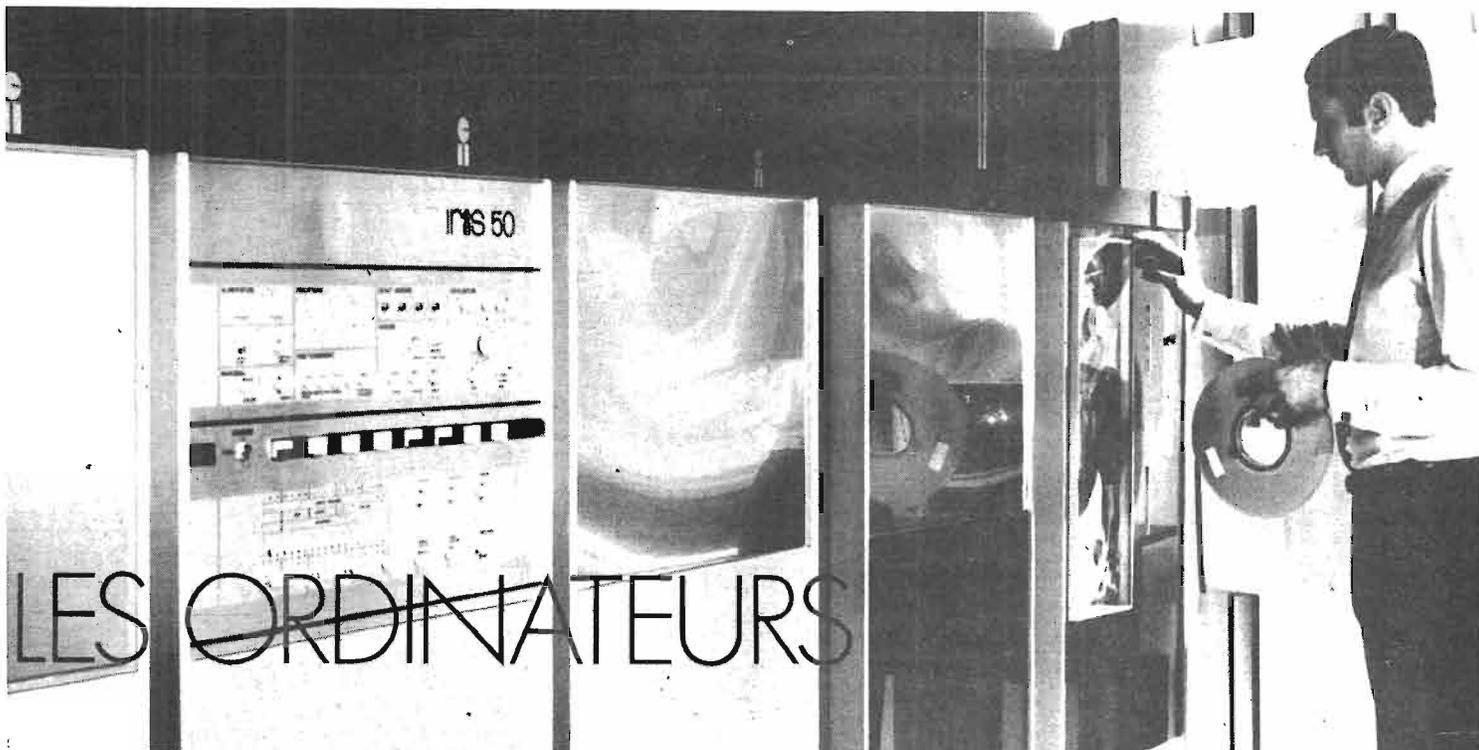
TELEPHONE DES MESURE 607.88.25
DEPARTEMENTS: COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER

Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM Prénoms hp

ADRESSE



MARC FERRETTI

CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

LES CALCULATEURS * DU SICOB

IL y a un peu plus de trois ans, en annonçant le HP-35 premier calculateur scientifique de poche, Hewlett-Packard bouleversait le monde de la technique en réussissant à concentrer une grande puissance de calcul dans un tout petit volume.

Hewlett-Packard durant ces trois dernières années, a commercialisé d'autres calculateurs de poche plus puissants que son premier modèle : davantage de fonctions, plus de registres

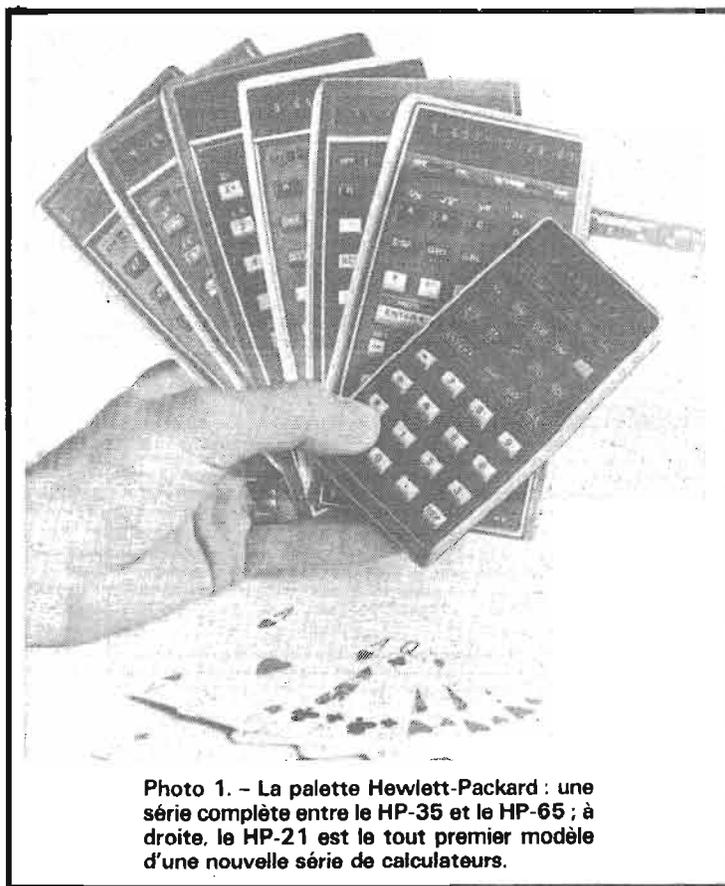


Photo 1. - La palette Hewlett-Packard : une série complète entre le HP-35 et le HP-65 ; à droite, le HP-21 est le tout premier modèle d'une nouvelle série de calculateurs.

(*) Quel est le « sexe » des machines à calculer de poche ? Hewlett-Packard vend des calculateurs, Texas-Instruments, Rockwell, Novus, Sharp et bien d'autres constructeurs commercialisent des calculatrices. Ne doit-on pas désigner (arbitrairement, certes) par « calculateur » toute machine à calculer spécialisée (HP-21, SR-51 ...) et conserver le vocable « calculatrice » pour les machines destinées au grand public ? Faute de standardisation linguistique, c'est le terme « calculateur » qui sera ici utilisé.

mémoire, et même pour certains, possibilité de programmation ; le HP-55 introduit récemment, possède en outre un chronomètre numérique incorporé. A cette gamme scientifique, ont été ajoutés deux calculateurs « spécialistes », à vocation financière, destinés à la résolution des problèmes de temps et d'argent.

Hewlett-Packard a été pendant longtemps le seul constructeur de calculateurs scientifiques de poche ; il a fallu attendre deux ans avant de voir apparaître des concurrents sur le marché. Bien que ceux-ci soient toujours plus nombreux, on se doit de constater que le HP-35 est devenu un « standard » pour l'industrie des calculateurs de poche ; certains constructeurs se sont inspirés de sa forme, de ses couleurs, de son affichage, de ses fonctions pour créer leur propre calculateur.

**« LE HP-35
EST MORT !
VIVE LE HP-21 »**

En février dernier, Hewlett-Packard annonçait la sortie du HP-21, calculateur scientifique de poche vendu alors au prix de 792 F (TTC). Il pèse 170 g ; il est le modèle le plus petit et le moins cher de la gamme des calculateurs Hewlett-Packard : à la même époque, le HP-35 valait 1 200 F, le HP-45 : 1 548 F, le HP-70 financier : 1 698 F, le HP-80 financier : 2 490 F, le HP-55 programmable : 2 490 F, le HP-65 programmable par cartes magnétiques : 4 920 F (prix TTC).

Les performances du HP-21 le situe entre le HP-35 et HP-45 tableau 2 ; il possède 5 touches de moins que le HP-35, mais dispose davantage de



Photo 2. - Le HP-21.

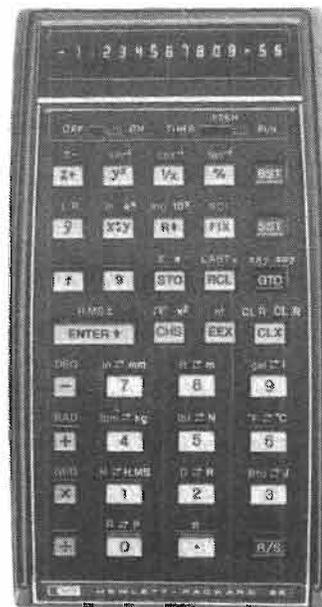


Photo 3. - Le modèle HP-55 dispose de 21 registres de mémoire (en plus de sa pile opérationnelle de 4 registres), de 86 fonctions de calcul ; il est en outre programmable avec 49 pas de programme.

TABLEAU 1 - LES TROIS CALCULATEURS DE BAS DE GAMME HEWLETT-PACKARD

	HP-21	HP-35	HP-45
CALCULS			
arithmétiques	$+, -, \times, \div$	$+, -, \times, \div$	$+, -, \times, \div$, sommations
puissances, exponentielles, logarithmes	$\text{Log}, \text{Ln}, e^x, y^x, 10^x$ \sqrt{x}	$\text{Log}, \text{Ln}, e^x, x^y$ \sqrt{x}	$\text{Log}, \text{Ln}, e^x, y^x, 10^x$ \sqrt{x}, x^2
trigonométrie	sin, cos, tan arc sin, arc cos, arc tan sélection du mode « radian »	sin, cos, tan arc sin, arc cos, arc tan	sin, cos, tan arc sin, arc cos, arc tan sélection du mode « radian »
conversion	coordonnées polaires/rectangulaires		coordonnées polaires/rectangulaires angles décimaux/degrés, minutes, secondes centimètres/pouces kilogrammes/livres litres/gallons américains
divers		$1/x, \pi$	$1/x, \pi$, factorielle, pourcentages, moyenne, écart-type
MEMOIRES			
pile opérationnelle de registres	1	1	1
mémoires de travail	1 (adressable)	1	9
AFFICHAGE	diodes électroluminescentes notations flottante et scientifique	diodes électroluminescentes passage automatique en notation scientifique si le nombre est inférieur à 10^{-2} ou supérieur à 10^{10}	diodes électroluminescentes virgule flottante ou notation scientifique au choix de l'utilisateur

fonctions du fait du dédoublement de certaines touches. Moins cher et plus performant que le HP-35, le modèle HP-21 remplace celui-ci dès aujourd'hui dans la panoplie Hewlett-Packard.

Avec le HP-21, Hewlett-Packard lance une série de calculateurs dont la technologie est marquée par l'intégration et la simplicité. Ainsi la technologie P-MOS a permis de réduire à deux le nombre de circuits intégrés ; mécaniquement parlant, le HP-21 est aussi plus simple que le HP-35 : par exemple, le HP-35 contenait pour ses diverses fixations 16 vis, alors que le HP-21 n'en contient plus que deux ! Plus simple, davantage intégré, le HP-21 est aussi plus facile à produire en grande quantité, à moindre prix. La « chute » du dollar constitue en outre un facteur favorable sur le prix d'achat de ce type de calculateurs importés.

Tout laisse d'ailleurs à penser que le prix des calculateurs scientifiques n'est pas encore stabilisé : logiquement, on devrait pouvoir trouver sur le marché d'ici quelques mois, des modèles évolués, de la classe du HP-21, à 500 F environ.

Paradoxalement, une baisse du prix d'achat s'accompagne nécessairement d'un accroissement de la fiabilité des calculateurs. Ceux-ci sont en effet garantis six mois ou un an par les constructeurs ; le coût de réparation d'un calculateur devient prohibitif lorsque, son prix d'achat est relativement faible, de sorte que le constructeur n'a pas intérêt à vendre une machine qui devra retourner en atelier, pendant la période de garantie. C'est la raison pour laquelle les circuits imprimés sont plaqués d'or, le clavier est protégé de l'humidité au moyen d'une feuille de résine vinylique ; une économie aux dépens de la qualité serait actuellement préjudiciable à terme aux constructeurs.

Comme tous les autres calculateurs de poche, Hewlett-Packard, le HP-21 utilise la notation polonaise inversée associée à une pile de 4 registres opérationnels. Ce mode de calcul, équivalent à la notation algébrique avec deux niveaux de parenthèses, « déroute » l'utilisateur qui ne l'a jamais utilisé ; il est vrai que la notation algébrique classique paraît plus naturelle parce que ne modifiant pas les habitudes de chacun ; pour une opération arithmétique, on a l'habitude d'écrire « 2×3 », il n'est guère courant de dire « Deux et trois multipliés font six ! ». Bien entendu, les constructeurs produisant des calculateurs scientifiques à notation algébrique ne manquent pas de souligner les défauts présentés par la notation polonaise inversée : Toutefois, il faut se garder de tomber dans l'excès de critiques ; il existe certes, une période d'adaptation à cette notation, que l'on peut franchir sans trop de difficulté ; une fois cette période, la notation polonaise inversée paraît aussi simple d'emploi que la notation algébrique... il est même étonnant de constater que certains utilisateurs préfèrent la notation polonaise inversée à la notation algébrique, et, habitués à cette nota-

tion polonaise inversée éprouvent quelques difficultés à travailler en notation algébrique sur un calculateur classique.

Il est donc probable (**) que les futurs calculateurs de poche Hewlett-Packard seront encore munis de la pile de registres opérationnels et qu'ils travailleront encore en notation polonaise inversée. Un autre constructeur a adopté cette notation dans ses calculateurs : National Semiconductor.

Le HP-21 est le premier d'une série nouvelle de calculateurs de poche bon marché ; d'autres modèles, dénommés peut-être HP-22, HP-23, HP-24, HP-25... verront certainement le jour au cours des prochains mois. On y retrouvera les caractéristiques générales du HP-21, avec probablement la possibilité de programmation que l'on ne trouve actuellement qu'à partir du HP-55. Il y aura probablement dans la série nouvelle, un calculateur semblable au HP-55, mais vendu approximativement au prix du HP-21.

(**) Les opinions émises ici n'engagent que l'auteur : pour des raisons commerciales évidentes, les constructeurs n'annoncent jamais à l'avance les produits qu'ils développent actuellement.

DES PERIPHERIQUES POUR LE CALCULATEUR !

Quant au HP-65, il fait encore figure de vedette : il reste seul du genre sur le marché. Dès lors, Hewlett-Packard peut se permettre d'en fixer le prix à un niveau relativement élevé : mais cette situation de monopole se poursuivra-t-elle encore longtemps ? Avec le HP-65, Hewlett-Packard a introduit deux notions nouvelles : d'une part la possibilité de programmer un calculateur de poche ; d'autre part d'ajouter au calculateur un périphérique. Or qu'observe-t-on actuellement : de nombreuses machines commercialisées sont programmables ; un autre constructeur, Casio en l'occurrence, lance un calculateur (la « Miniprinter ») muni d'un périphérique de sortie (une petite imprimante). On peut raisonnablement penser qu'un constructeur au moins (mais lequel ?) lancera dans les mois à venir un calculateur de poche programmable muni d'un périphérique d'entrée tel que lecteur de cartes magnétiques, voire de cassette magnétique. D'ailleurs c'est peut-être là que se situe la prochaine grande innovation dans le monde des calculateurs de poche scientifiques : songez à l'intérêt qu'il y aurait à réunir sur un même support une bibliothèque de programmes de calculs ! On pourrait même imaginer un calculateur pour lequel la cassette magnétique serait l'équivalent d'une mémoire de masse : considérez un calculateur disposant de cent pas de programmes ; pour traiter des programmes plus importants, notre calculateur (encore hypothétique) pourrait charger les cent premiers pas du programme dans sa mémoire interne et les exécuter, puis ranger les résultats partiels dans une batterie de registres de mémoires avant d'appeler les pas de programmes suivants...

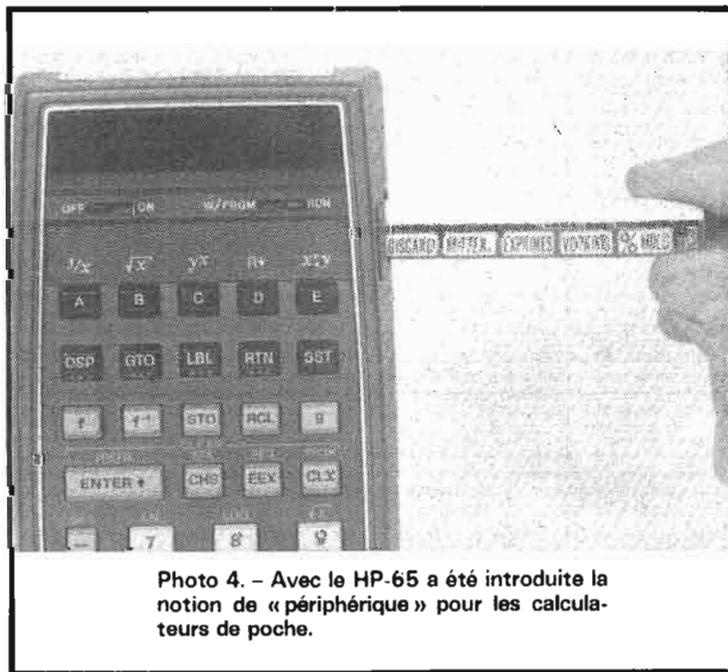


Photo 4. - Avec le HP-65 a été introduite la notion de « périphérique » pour les calculateurs de poche.



Photo 5.
a) Le calculateur à cassette magnétique existe déjà : il est commercialisé par Compu-corp...



b) ... tandis que Casio vient d'introduire le calculateur à imprimante.

Un tel calculateur n'est pas tellement hypothétique puisque l'on trouve déjà ce type de matériel chez Compu-corp, à un prix certes bien supérieur à celui du HP-65. Il était une époque où l'on considérait que Compu-corp était le concurrent le plus sérieux de Hewlett-Packard dans le secteur du calculateur évolué ; en fait, la situation a changé : Compu-corp ne produit pas de circuits intégrés et le marché des calculateurs de poche ne lui constitue pas un débouché essentiel pour les composants ; cette position est défavorable pour National Semiconductor, pour Rockwell, pour Texas Instruments qui fabriquent des circuits intégrés et pour lesquels la production en masse de calculateurs de poche constitue un débouché très important pour leurs composants.

Ainsi donc, actuellement Compu-corp s'oriente vers les systèmes plus importants : son modèle 325 (vendu environ 12 000 F) dispose de 416 pas de programmes internes, de 150 000 pas de programmes externes (grâce à la cassette magnétique), et il est

pourvu de plus de 100 fonctions pré-cablées ; le modèle 326 (prix : 8 000 F) est plus petit puisqu'il ne dispose que de 160 pas de programmes internes et de 100 000 pas de programmes externes. Ces calculateurs sont équipés de 12 registres de mémoire ; l'orientation donnée à ce matériel par Compu-corp consiste essentiellement à étendre le nombre de registres de mémoire jusqu'à 50, voire 72.

LES CALCULATEURS SONT PROGRAMMABLES

Compu-corp a été le premier constructeur à produire un petit calculateur programmable : les modèles 322 et 324. Il est vraiment dommage que ces modèles ne puissent pas être programmés par carte magnétique comme l'est le HP-65, ce qui est nettement à l'avantage de ce dernier. Chaque fois qu'on utilise l'un des deux calculateurs 322 ou 324 de Compu-corp, il faut reprogrammer le calcul qu'on désire automatiser ; l'opéra-

tion est fastidieuse lorsque le programme est relativement long (plus de 30 pas de programme) ; il y a bien sûr en outre le risque d'erreur de frappe au clavier.

Cette critique, il faut le dire, est aussi valable pour le HP-55 qui se programme au clavier, ainsi que pour les calculateurs programmables que Novus, la division des produits grand public de National Semiconductor, vient de lancer. Pour éviter cette opération fastidieuse que représente la re-programmation d'un calcul qui a été déjà programmé auparavant, les constructeurs seront presque obligés d'introduire un périphérique d'entrée sur leurs calculateurs programmables. Le véritable essor des calculateurs programmables ne fait que débuter et, au cours des 12 prochains mois il est probable que plusieurs constructeurs (Texas Instruments ??? Sanyo ??? Sharp ??? Citizen ???) vont introduire des calculateurs programmables : c'est peut-être avant le SICOB 76 que sera commercialisé un calculateur programmable à périphérique

d'entrée, semblable au HP-65, mais au prix du HP-45 ou du HP-55.

Le mérite de Novus a été d'introduire cette année des calculateurs programmables au prix du HP-35 : la version mathématicienne disponible depuis le mois d'Avril 1975 au prix de 1169 F (TTC), la version scientifique disponible au 1^{er} juin 1975 pour 1384 F (TTC), les versions statisticienne et financière disponibles dès le 15 avril 1975 pour 1 215 F (TTC) chacune.

La programmation de ce type de machine est simple : il suffit de frapper au clavier dans l'ordre correct la suite logique des opérations qu'on désire voir exécuter automatiquement. Sur la plupart des modèles, une touche d'effacement de pas de programme permet de corriger un programme erroné, sans avoir à réécrire tout le programme ; il est aussi possible de lister un programme : chaque instruction du listing qui apparaît sur l'écran électroluminescent correspond à une touche du clavier : par exemple, l'instruction codée « 32 » correspondra à la touche située au

croisement de la troisième ligne et de la seconde colonne de touches du clavier.

De tous les calculateurs programmables sur le marché, seuls le HP-55 ne dispose que de 49 pas de programmes. Les autres (Novus, Compu-corp, HP-65) contiennent 100 pas de programme au moins. Dans le modèle 324 de Compu-corp, deux programmes de 100 pas au plus peuvent être enregistrés grâce à deux registres de programme ; dans le modèle HP-65 et les Novus, plusieurs programmes peuvent être enregistrés dans la mémoire unique de programme, à condition que le nombre total de pas de programme ne dépasse pas la limite de 100 : chacun des programmes peuvent être exécutés séparément ; un programme, sur le HP-65 peut faire appel à un sous-programme également stocké dans la mémoire de programme, avec toujours la même condition : le nombre total de pas de programme ne doit pas dépasser la limite de 100.

Les deux modèles HP-55 et HP-65 disposent d'une touche

« GO TO » qui permet d'effectuer un branchement inconditionnel au sein d'un programme ; d'autres branchements, conditionnels cette fois, sont aussi possibles et sont exécutés après un test de comparaison entre les valeurs contenues dans deux registres adjacents de la pile opérationnelle.

Ira-t-on plus loin dans les possibilités de programmation des calculateurs de poche ? Par exemple, ne peut-on imaginer qu'un calculateur soit programmable en un langage évolué, par exemple un langage algébrique, voire un langage universel tel que le Basic, version simplifiée du Fortran ? N'oublions pas que, dans le domaine du calculateur scientifique de bureau, une semblable évolution a eu lieu ainsi, le modèle 10 de Hewlett-Packard est programmable en langage machine (comme les calculateurs de poche) ; lui ont succédé les modèles 20 et 21 programmables en langage algébrique, puis le modèle 30, auquel s'est adjoint le modèle 2200 de Wang, programmables tous deux en Basic.

Techniquement, la programmation d'un calculateur de poche en langage évolué est possible dès aujourd'hui ; néanmoins, une telle possibilité poserait quelques problèmes : d'une part celui du nombre de touches nécessaires sur le clavier qui pourrait devenir prohibitif néanmoins, ce problème n'est pas insoluble : Hewlett-Packard est passé maître dans l'utilisation optimale des touches ; dans le HP-65, chaque touche a jusqu'à quatre fonctions différentes, différenciées par un jeu de trois touches de fonction. Pour être efficace, un langage évolué doit être associé à des périphériques performants. Il est probable qu'une fois ces périphériques intégrés dans les calculateurs de poche, des langages évolués seront mis en place dans ces calculateurs.

LA BATAILLE DES SCIENTIFIQUES

Il est probable que c'est l'évolution du marché des calculateurs scientifiques qui a obligé Hewlett-Packard à remplacer son HP-35 par le

HP-21 moins cher et plus performant. Texas Instruments qui se place dans le peloton de tête des constructeurs scientifiques proposait avant le SICOB 75 une gamme de calculateurs dont le prix était compris entre 250 F et 1 500 F (TTC) : il est probable que pour suivre l'évolution du marché, cette gamme va se trouver modifiée au SICOB 75 tant du point de vue technologique qu'économique.

Quelles sont les tendances qui vont se dégager ?

Les calculateurs scientifiques les plus performants de la nouvelle génération coûteront autour de 1 000 F (TTC) en version programmable, et environ 700 F (TTC) en version non-programmable : c'est le cas du « 4520 » scientifique de Novus de l'HP-21 ou du 63R de Rockwell (qui n'existe qu'en version non-programmable) ; ceux-ci travaillent en virgule fixe ou flottante, exécutent toutes les fonctions algébriques courantes (logarithmes, exponentielles, fonctions trigonométriques, ...), disposent d'une mémoire (si possible)



Photo 6. - Novus a commercialisé depuis le mois de février dernier une série de calculateurs programmables...

- a) à vocation purement mathématique...
- b) ... à vocation scientifique...
- c) ... à vocation statistique. Il existe aussi un modèle financier programmable.

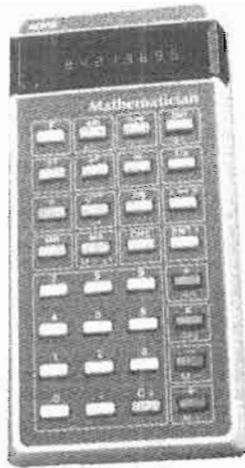


Photo 7. - La version mathématique non programmable de Novus coûtait 519 F (TTC) au 1er mars 1975.

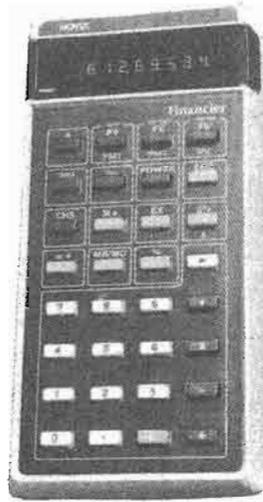


Photo 8. - Voici un calculateur à vocation financière : l'avenir de ce type de machine ne paraît pas encore assuré (cliché Novus).



Photo 9. - Voici le type de calculateur que l'on devrait uniquement rencontrer en bas de gamme : 4 opérations arithmétiques, possibilité de calculs élémentaires supplémentaires (facteur constant, pourcentage, racine carrée), 8 chiffres affichés ; une mémoire (cliché Novus).

dynamique (ou peut directement effectuer des opérations arithmétiques sur leur contenu) et sont pourvus de deux niveaux de parenthèses.

Les calculateurs scientifiques (toutes fonctions algébriques) avec une mémoire, devraient coûter 500 F (TTC) : c'est le cas, entre autres, du Novus 4510, du SR4140 de Commodore, du 61R de Rockwell, du CX8125 de Sanyo, ...

Ceux-ci sont rechargeables ; On trouve des-à-présent des calculateurs scientifiques à piles et notés de mémoire au prix de 300 F (TTC) environ : c'est le cas du SR8120M de Commodore.

Le calculateur affichant 8 chiffres, exécutant outre les 4 opérations arithmétiques, quelques fonctions algébriques (inversion, carré, racine-carrée), alimenté sur piles ou sur secteur, coûte moins de 200 F : c'est le cas du 30R de Rockwell.

LES CALCULATEURS SPECIALISES ONT-ILS UN AVENIR ?

Il ne faut pas se leurrer : on trouve sur le marché de

nombreuses marques de calculateurs ayant une vocation bien définie (scientifique, financière, statistique, ...) mais si l'on ouvrait toutes les machines commercialisées, on serait frappé par leur ressemblance. Le cerveau de tous ces calculateurs est le même : c'est un « chip », un circuit intégré produit par tel ou tel fabricant de circuit intégré que l'on retrouve dans des calculateurs de marques différentes. En quoi peut-on donc différencier deux calculateurs dont le « chip » provient du même fabricant ? le boîtier d'une part (le design fait vendre), et le service après-vente d'autre part.

Par exemple, Rockwell, Texas Instruments, National Semiconductor, Casio, Sanyo vendent en « kits » leurs calculateurs qui sont commercialisés en sous-marques par d'autres constructeurs.

Ainsi, Rockwell a commercialisé un calculateur financier (le modèle 86) à 500 F environ. Le « chip » financier de Rockwell a été intégré dans plusieurs calculateurs d'autres marques, commercialisés voici 4 mois. Ils réalisent bien entendu les mêmes opéra-

tions et seule la présentation externe se trouve modifiée.

Dans le domaine des calculateurs financiers, Hewlett-Packard a ici encore, fait figure de pionnier puisqu'il a été le premier à commercialiser un tel appareil : le modèle 80 (et sa version de table, le HP-81). En plus des quatre opérations arithmétiques, ce modèle est doté de 50 fonctions financières et statistiques préprogrammées et de 20 registres mémoire.

Novus dispose de deux modèles, l'un statistique Novus 6030, l'autre financier Novus 6020, auxquels s'ajoutent deux autres modèles identiques aux précédents mais programmables : ce sont les Novus 6025 financier programmable et Novus 6035 statisticien programmable.

Deux modèles japonais sont également sur le marché : l'EL-8200 de Sharp et le 830FR de Citizen.

Signalons également la présence du F4140R de Commodore.

Tous les calculateurs financiers sont capables d'évaluer un intérêt simple, des valeurs actuelles et futures de prêts, des taux d'intérêts, des nom-

bres de paiements, etc. Certains d'entre eux exécutent des calculs statistiques tels que les régressions linéaires, les moyennes et écarts-types.

A titre de comparaison, un calculateur financier très complet (HP-70) coûtait voici quelques mois 1 700 F (TTC) environ ; les versions plus simples, non programmables étaient vendues entre 500 et 800 F (TTC) selon les modèles ; un calculateur programmable Novus était vendu 1215 F (TTC), soit 500 F de plus que le modèle non-programmable de la même marque.

L'intérêt d'un calculateur financier est discutable. Le nombre de fabricants présents sur le marché des calculateurs commerciaux est relativement important (à la dernière foire de Hanovre, une dizaine de fabricants exposaient de tels matériels) alors que le marché, qui certes existe paraît difficile à combler : en effet, comment intéresser un financier, un commerçant par l'acquisition d'une machine à calculer perfectionnée ?

C'est d'ailleurs l'intérêt de tous les types de calculateurs spécialisés qui est posé : par exemple, National Semicon-

ductor, Mos Technology, ... ont réalisé des « chips » capables d'effectuer des conversions d'unités ; les « chips » ont été intégrés dans des calculateurs (tels que le Novus 6010) : on peut néanmoins se demander s'il s'agit là de succès commerciaux ?

Spécialiser un calculateur à outrance n'est peut-être pas la bonne solution commerciale. Le modèle à suivre est plutôt le HP-65, qui est un véritable « calculateur à tout faire » ; Hewlett-Packard vend des « packages » spécialisés, qui sont destinés aux mathématiciens, aux financiers ou à d'autres corporations professionnelles : il existe ainsi un package pour

électricien et un package pour médecin. Chaque package contient 30 à 40 programmes exécutant chacun un calcul bien spécialisé. En outre, chaque utilisateur a la possibilité de concevoir ses propres petits programmes de mécanique, d'électronique, ou de tout autre discipline, et de les conserver sur la carte magnétique.

Bien sûr, le HP-65 est un calculateur cher, car il est encore unique en son genre. Mais le prix de ce type de calculateurs devrait chuter lorsque d'autres constructeurs (Texas Instruments ?? Novus ??) auront commercialisé des appareils similaires.

**EN BAS
DE GAMME :
UNE MULTITUDE
DE CALCULATEURS !**

Le monde industriel des calculateurs de poche semble se scinder en deux : à l'Ouest, l'industrie américaine produit des calculateurs évolués, scientifiques, financiers et spécialisés ; à l'Est, l'industrie japonaise s'affirme dans le secteur grand public et commercialise des calculateurs bon-marché (100 à 300 F) du type « 4 opérations/8 chiffres affichés », avec souvent une mémoire, la possibilité d'introduire un facteur constant, et quelques opérations

supplémentaires : les pourcentages, la racine carrée. Un calculateur tout simple, tel que le CX8071 de Sanyo, coûte en SICOB 75 moins de 150 F (TTC).

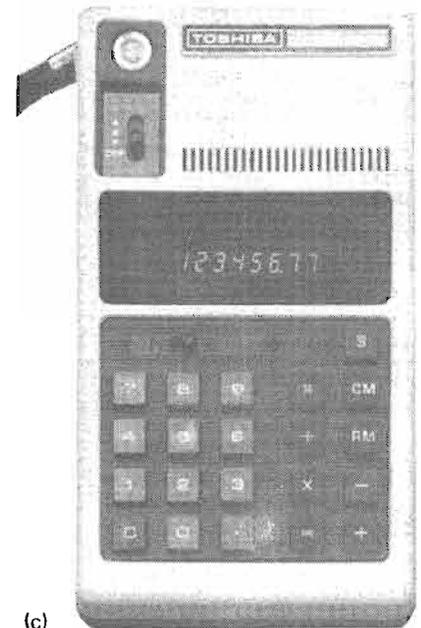
La distinction entre calculateurs américains et japonais n'est pas aussi nette qu'elle apparaît de prime abord : ainsi, de nombreux calculateurs japonais sont construits avec des circuits intégrés américains ; de nombreux calculateurs américains sont quant-à-eux fabriqués en Extrême-Orient ; enfin les industriels américains de circuits intégrés ont souvent installé des usines de fabrication de circuits intégrés à Singapour, en Malaisie et au Japon.



(a)



(b)



(c)

Photo 10. - En vrac, voici quelques calculateurs « 4 opérations-8 chiffres » :

a) le Novus 850 : des retombées de ce calculateur ont été trouvées dans l'industrie du jouet avec le Quiz-Kid et le Whiz-Quid.

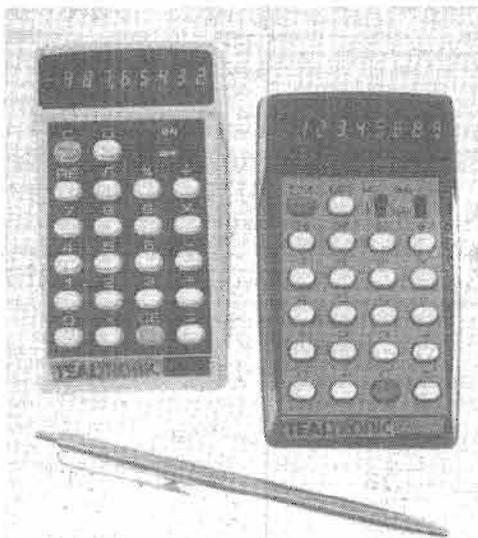
b) le Citizen-800D.

c) le BC-0811 B de Toshiba.

d) les LE-8-7R (à gauche) et LE-8-7M de Tealtronic.

e) le Sinclair « Executive », l'un des calculateurs les plus légers sur le marché (il pèse tout juste 70 grammes !).

f) le modèle Personal-8 de Casio n'utilise que deux piles alcalines toutes les 22 heures.



(d)



(e)



(f)

Le mode d'affichage des nombres sépare nettement les calculateurs des deux camps. La plupart des calculateurs américains sont pourvus de diodes électroluminescentes offrant un affichage de couleur rouge ; tous les calculateurs japonais sont équipés de tubes « digitron » donnant un affichage de couleur verte. Les diodes électroluminescentes présentent l'avantage de consommer légèrement moins d'énergie que les digitrons ; par contre les digitrons offrent la possibilité de réaliser des affichages de plus grande dimension que les diodes électroluminescentes, donc meilleure visibilité. Les revendeurs de calculateurs japonais prétendent que l'affichage rouge fatigue les yeux... mais cet argument est fort contestable : bon nombre d'utilisateurs de calculateurs à diodes électroluminescentes en sont très satisfaits.

Certes il faut en convenir, l'affichage vert plaît au public : question de goût, question de mode, la discussion sur ce chapitre est difficile à soutenir techniquement. Et c'est la raison pour laquelle certains constructeurs américains désireux de conserver leur place dans le secteur grand-public étudient la possibilité de remplacer leur affichage rouge par un affichage vert. Ainsi Rockwell commercialise ses modèles rechargeables 51S (spécialiste en conversions d'unités), 61R (scientifique : 8 chiffres, une mémoire), et 63R (identique au 61R, avec en plus le calcul des factorielles, la notation scientifique, et des calculs à deux niveaux de parenthèses), avec un affichage à tube digitron, tandis que pour des raisons économiques, ses modèles de bas de gamme (8R, 18R, 21R, 30R) restent encore cette année équipés de diodes électroluminescentes. Novus également étudie la possibilité d'introduire des chiffres verts dans ses futurs calculateurs.

Il est certain que pour contrôler le marché du calcu-

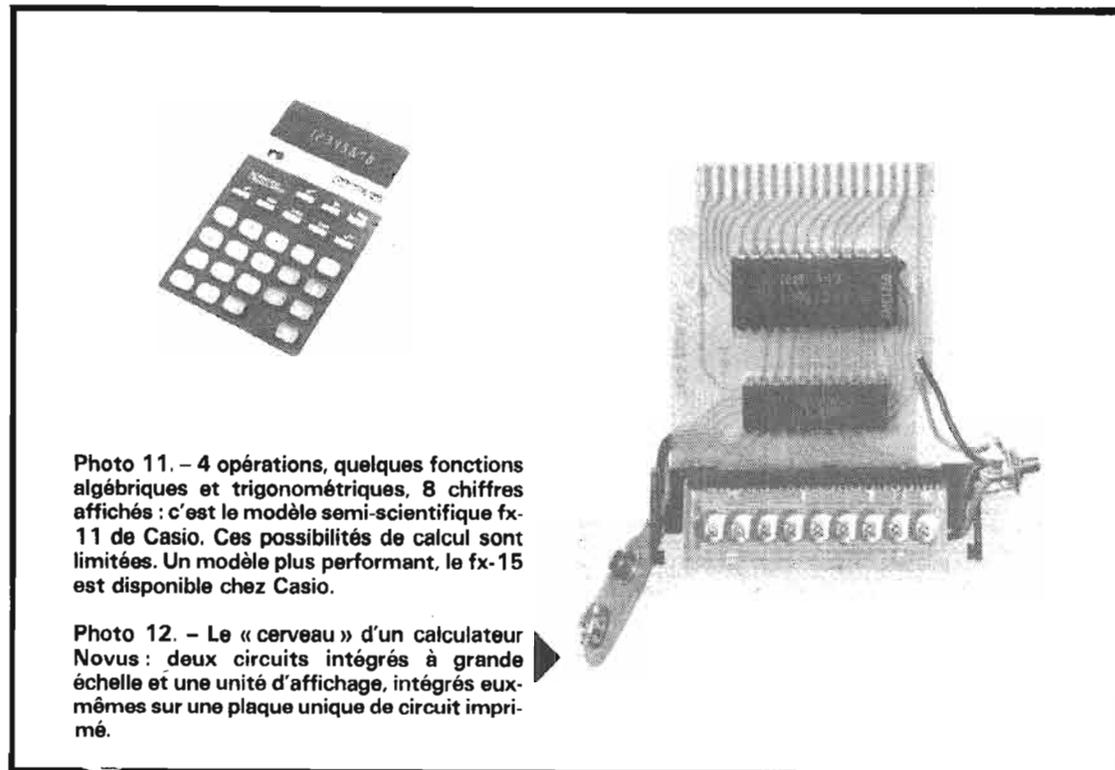


Photo 11. - 4 opérations, quelques fonctions algébriques et trigonométriques, 8 chiffres affichés : c'est le modèle semi-scientifique fx-11 de Casio. Ces possibilités de calcul sont limitées. Un modèle plus performant, le fx-15 est disponible chez Casio.

Photo 12. - Le « cerveau » d'un calculateur Novus : deux circuits intégrés à grande échelle et une unité d'affichage, intégrés eux-mêmes sur une plaque unique de circuit imprimé.

lateur, il faut contrôler l'affichage et les circuits intégrés. L'industrie américaine contrôle l'industrie des circuits intégrés ; en contrôlant l'affichage, l'industrie japonaise assure son avenir commercial.

Cependant la solution technique qui sera retenue, dans les mois ou les années à venir, fera appel ni aux diodes électroluminescentes, ni aux tubes « digitron ». Pour utiliser ceux-ci il faut nécessairement intégrer dans le calculateur une batterie au nickel-cadmium, rechargeable. L'autonomie de ces batteries est de 5 heures environ et leur durée de vie est d'environ 1 000 heures (soit 200 charges) ; ces batteries sont encombrantes et leur emploi devient un anachronisme : elles occupent finalement plus de place que la partie noble du calculateur, c'est-à-dire les circuits de calcul et d'affichage.

Le futur calculateur de poche doit être alimenté par des piles interchangeables.

Le seul affichage disponible qui soit vraiment économique est actuellement l'affichage à cristaux liquides. Les cristaux liquides n'émettent pas de

lumière, ce qui explique leur extrêmement faible consommation d'énergie ; l'énergie minime qu'on doit néanmoins leur apporter sert à modifier l'orientation des molécules des substances organiques constituant la famille des cristaux liquides ; la lumière qui traverse une couche mince de cristaux liquides est diffusée par les molécules désorientées. Aucune source de lumière artificielle n'est nécessaire : un affichage à cristaux liquides se lit simplement à la lumière du jour.

La durée de vie des cristaux liquides utilisés actuellement laisseraient encore à désirer, selon certains constructeurs. Personne, cependant n'avance de valeurs de durée de vie.

D'ailleurs, pour ce qui est de la durée de vie des autres systèmes d'affichage, ce sont les diodes électroluminescentes qui semblent les plus fiables puisque leur durée de vie serait de plusieurs milliers d'heures. Il est certain qu'en sensibilisant l'utilisateur sur l'autonomie d'un calculateur, on sera conduit à faire davantage appel aux cristaux liquides et les producteurs (Rockwell par exemple) seront ame-

nés à améliorer la fiabilité des affichages à cristaux liquides.

Sharp est sans doute le premier producteur à sensibiliser sa clientèle sur l'autonomie des calculateurs de poche : le Compet EL-805 fut le premier calculateur à disposer d'une autonomie de 100 heures de fonctionnement avec une seule pile. Depuis Sharp a produit d'autres calculateurs à cristaux liquides, tels que l'Elsi-Mate-EL-8009 pliable (autonomie : 35 heures avec deux petites piles à oxyde d'argent).

Au SICOB 75, on va aller beaucoup plus loin : par exemple, Sanyo va commercialiser le modèle CX8027LC à affichage à cristaux liquides et à circuits intégrés basés sur la technologie C-MOS, et pouvant être utilisé sur une durée de 1 500 heures.

L'importance économique des circuits intégrés est très importante. Il est extrêmement dangereux, pour un producteur de calculateurs électroniques, d'être lié à un fabricant de circuits intégrés. A ce titre, le cas de Bowmar est frappant : cette firme américaine fut la première à vendre en 1972 des calculateurs de poche à moins de 100 dollars,

grâce à une production en grande séries ; en 1973, Joseph J. Casale président de Bowmar, envisageait déjà l'époque toute proche selon lui, où chaque famille américaine moyenne détiendrait deux calculateurs ; Bowmar devait détenir 40 % du marché américain des calculateurs de poche. Au mois de juin dernier, la presse spécialisée annonçait que Bowmar abandonnait le marché des calculateurs.

Sur ce marché, on trouve actuellement environ 200 marques : cette abondance ne va probablement pas se poursuivre longtemps et beaucoup de marques vont disparaître au cours des deux ou trois prochaines années. Les survivants seront des producteurs fabriquant des circuits intégrés et les utilisant dans leurs propres calculateurs : c'est pourquoi les trois premiers fabricants de circuits intégrés : Texas Instruments, Rockwell International et National Semiconductor ont leur propre marque de calculateurs. Pour écouler leur production de circuits intégrés, ces mêmes firmes s'intéres-

sent aussi au marché des montres électroniques.

Ainsi, pour avoir une place dans l'industrie du calculateur, il faut produire soi-même ses circuits et ne pas simplement assembler des composants vendus en kits. Des producteurs de calculateurs tels que Bowmar, Commodore semblent bien y avoir pensé puisqu'ils ont envisagé de construire leur propre usine de circuits intégrés. Encore faut-il pouvoir concevoir et produire des circuits intégrés toujours plus complexes, avec des coûts toujours plus intéressants ; pour être compétitif sur le marché des calculateurs, encore faut-il être déjà compétitif sur le marché des circuits intégrés : cependant, peut-on envisager de produire des circuits à des taux aussi compétitifs que ceux de fabricants bien placés depuis longtemps sur le marché des circuits intégrés (Texas Instruments par exemple) ?

Le cas de Hewlett-Packard est sensiblement différent : Hewlett-Packard fabrique ses propres diodes électroluminescentes et certains compo-

sants de calculateurs ; il se fournit en circuits intégrés chez Mostek et chez Ami ; ces circuits sont conçus par Hewlett-Packard pour ses propres besoins.

Il ne suffit pas pour un constructeur de calculateurs, de disposer d'arrière solides ; il convient aussi de disposer d'une forte structure commerciale. Certaines firmes (Hewlett-Packard par exemple) ont d'abord opté pour la vente directe ; la plupart ont établi un réseau de revendeurs soit spécialisés dans le calculateur électronique, soit travaillant dans le domaine du matériel de bureaux et la mécanographie, ou dans le domaine grand-public (quincaillers, photographes, grands magasins).

La forte implantation mondiale des constructeurs japonais dans le secteur grand public, leurs succès commerciaux dans le domaine de la radio et de la télévision, leur permet de maintenir leur avance commerciale dans le secteur du calculateur électronique « 4 opérations-8 chiffres affichés ». Il est intéressant d'ailleurs de remarquer

que l'évolution actuelle des vents (prix, quantité d'appareils) des calculateurs est similaire à l'évolution qu'a connue entre 1965 et 1968 l'industrie de la radio : la très forte baisse des prix s'accompagne d'une forte demande en calculateurs ; les prix commencent à se stabiliser dès cette année, tandis que la demande pourrait se stabiliser dans une à deux années. Un calculateur à mémoire, vendu 800 F en 1974, coûte aujourd'hui 250 F : la baisse de prix entre 1974 et 1975 devrait être de l'ordre de 65 à 70 % (alors que l'an passé l'on ne prévoyait qu'une baisse de 40 %). Cette baisse est due à la chute du prix des circuits (un composant vendu l'an passé 14 dollars, coûte aujourd'hui 2,5 dollars, et vaudra l'an prochain 1,5 dollar), mais aussi à la baisse du dollar et du yen japonais.

La place tenue par les calculateurs d'origine japonaise est extrêmement forte comme l'indiquent les statistiques de la Direction Nationale du Commerce Extérieur : en 1974, 319 700 machines à calculer électroniques, non-

TABLEAU 2 - LES CALCULATEURS DE POCHE DE DEMAIN

Modèles	Grand-Public	Scientifique	« Généraliste »
Calculs	4 opérations arithmétiques pourcentage, racine carrée facteur constant	4 opérations fonctions trigonométriques, logarithmiques, exponentiel- les, factorielles	4 opérations fonctions trigonométriques, logarithmiques, exponentielles, factorielles
Mémoire	1	1 à 10	10 à 20 registres de mémoire
Possibilité de programmation	non	oui, au clavier	oui, au clavier et par un périphérique d'entrée (cassette magnétique)
Affichage	8 chiffres par cristaux liquides	8 à 12 chiffres par cristaux liquides	12 chiffres par diodes électroluminescentes ou tubes digitron
Alimentation électrique	pile	pile	batteries rechargeables
Prix de vente (TTC)	50 à 200 F	300 à 500 F	1000 F
Options	imprimante	imprimante	imprimante
Autonomie	1500 h	1500 h	10 h par charge de batterie



SOMMERKAMP®

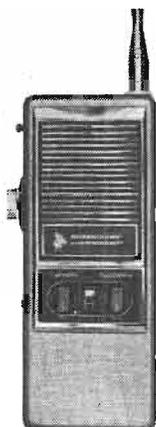
LE PLUS IMPORTANT SPECIALISTE D'EUROPE

dans le domaine de radiotéléphones importés du Japon de ses propres chaînes de montage.

Les marchands en gros ainsi que les magasins spécialisés commandent leur stock directement au dépôt géant.



TS 912 G-0,2 W
Handy-Talky
Homologué PTT



TS 510 G - 2 W
Handy-Talky
Homologué PTT



TS 737, 5 W Mobile, homologué PTT



TS 600 G, 5 W Mobile, homologué PTT



SOMMERKAMP FT-224 Transceiver, 1/10 W, 24 canaux FM, tous équipés de cristaux pour des répéteurs européens et des canaux simplex. Le transceiver idéal pour le radio-amateur F1 n'opérant pas en CW.

SOMMERKAMP FR-101, récepteur 160 m à 10 m et 11 m, 2 m incorporé, 6 gammes pour SWL O.C. LSB-USB-CW-AM-FM. ▼



Adressez vos commandes aux commerçants spécialisés

FRANCE :

GEMA, 5, rue Besse, 03200 VICHY - 98-96-61

L'ONDE MARITIME, 28, bd du Midi, 06150 CANNES-LA-BOCCA - 47-44-30

R. VIDAL, 37, rue Godard, 13-MARSEILLE - 48-18-37

BELGIQUE :

STEREOHOUSE, FRANS VAN DE VELDE, 0N6VV, Kortrijksefoortstr. 219 B. 900 GENT

SOMMERKAMP ELECTRONIC SAS
CH-6903 LUGANO P.O. BOX 176 SUISSE

imprimantes ont été importées du Japon pour une valeur de 66 178 KF (soit une moyenne de 207 F par machine ; 81 300 proviennent des Etats-Unis (prix moyen d'une machine : 283 F).

En 1973, 44,2 % des machines à calculer électroniques non-imprimantes étaient importées en France du Japon, alors que 13,5 % provenaient des Etats-Unis, 13 % de l'Italie, 12 % de Hong-Kong et 5,2 % du Canada.

En 1975, on prévoit un accroissement de 50 % à 100 % des importations par rapport à 1974, et c'est finalement autour du million et demi de machines à calculer électroniques par an que les chiffres vont se stabiliser en France au cours des prochaines années. Dans deux ans, 5 000 000 de foyers auront un calculateur et le marché actuel d'équipement se convertira en marché de renouvellement.

Ce niveau est bien sûr relativement modeste : le marché américain des calculateurs sera de 13 à 14 millions de machines en 1975, alors qu'il était de 12,2 millions de machines en 1974. Selon une étude de l'Université de New-York, ce chiffre sera porté à 22 millions de calculateurs en 1978 ; 85 % de ce marché seront aux mains de Texas Instruments, de Rockwell-International, Hewlett-Packard et de National Semiconductor. Bien que les quantités de calculateurs aient doublé, le volume des ventes correspondantes sera passé de 658,3 méga dollars (pour 1974) à seulement 900 méga dollars en 1978.

Le Japon pour sa part a commercialisé en 1974, 4,7 millions de calculateurs électroniques pour ses propres besoins, et en a exporté 10,2 millions (50 % vers les Etats-Unis, 30 % vers l'Europe).

Pour Donn Williams, président des « Electronic Operations » chez Rockwell, le marché des calculateurs va être « saturé » lorsque le nombre de calculateurs mis

en service dans le monde, atteindra 160 millions d'unités. Ces 160 millions de calculateurs auront un cycle de renouvellement de 4 à 5 années ; pratiquement, il s'ensuit que le marché mondial annuel des calculateurs devrait se saturer autour de 10 millions d'unités, c'est-à-dire approximativement trois fois le marché mondial de l'année 1973, et deux fois celui de 1975.

Marc FERRETTI

UN POINT DE VUE SUR LES CRITERES D'ACHAT

La lisibilité, grâce au système Digitron (chiffres verts), prendra certainement le pas sur les diodes électroluminescentes (chiffres rouges), trop petites et malaisées à déchiffrer, ainsi que sur les cristaux liquides, trop ternes et d'un prix de revient encore élevé. L'alimentation par piles devra remplacer les sources de courant non standardisées, comme elle l'a fait pour les produits de catégorie équivalente (enregistreur à cassette, transistor, rasoir électrique, etc.). Enfin certains critères de qualité technique : contacts doux de qualité, boîtier de protection soigné, conception complètement étudiée par le fabricant, label de qualité, réputation de la marque, s'imposeront à plus ou moins longue échéance, au fur et à mesure de la disparition de certaines marques éphémères.

C. BRIDOUX
LOGABAX-CASIO

LE POURQUOI ET LE COMMENT : expérimentez et découvrir

ORGUE ~ JOUET

FAÇON

SYNTHÉTISEUR PROFESSIONNEL

Plus qu'un jouet, l'orgue expérimental proposé a des ressources musicales habituellement rencontrées seulement dans les synthétiseurs professionnels : effet de mémoire, commande d'enveloppes, répartition homogène des notes (16 cm par octave ou plus de 6 octaves par mètre, par exemple, comme pour le clavier à touches classiques), facilité des glissandos.

Il s'adresse donc aux musiciens, pas forcément chevronnés en électronique, désireux de réaliser un petit instrument simple et maniable que l'on peut, éventuellement façonner selon son propre goût en vue d'une techni-

que de jeu personnalisée sans problèmes.

Dans la grande majorité des projets d'orgues de tout genre, a été abordée en détail exclusivement la question des timbres : la synthèse des sons, les filtres réactifs (ou apériodiques parfois). Inutile donc de surcharger l'article par un approfondissement de cet aspect ici, qui pose en réalité justement le moins de problèmes : quelques indications sommaires seulement sont données pour ceux qui désirent perfectionner l'instrument.

Le « clavier » est simplement constitué par quelques fils résistants en combinai-

son avec un mini-archet. La consommation du circuit est très faible : une grande autonomie est assurée en cas de fonctionnement sur piles.

Du fait de la simplicité de sa réalisation, les expérimentateurs moins musiciens y trouveront, eux aussi, l'occasion de faire de fascinantes expériences instructives, sans être submergés par des circuits plus connus que l'on arrive toujours à y rajouter en cas de besoin. Avec 5 ou 6 transistors on peut déjà réaliser quelque chose de valable.

Pour satisfaire les besoins et ambitions variés des différentes catégories de lecteurs,

susceptibles de s'intéresser à l'instrument proposé, les principes de fonctionnement de ce petit orgue performant seront décrits de façon exhaustive avec maints exemples de calcul et avec des indications concernant la mise au point progressive et les éventuelles extensions utiles.

L'Ondioline, à clavier expressif, est une petite merveille créée par Georges Jenny. Cet instrument, rare et un peu oublié de nos jours, a inspiré notre projet. Insuffisamment évoluée à l'époque, l'électronique d'aujourd'hui devrait lui donner de nouvelles chances bien méritées.

INTRODUCTION Tour d'horizon

De nombreux mini-orgues ne nécessitant pas l'encombrant et coûteux clavier à touches ont déjà été proposés : il

existe un intérêt certain pour les petits instruments de musique, faciles à manier et autonomes. Le fait de l'avoir réalisé soi-même augmente le plaisir de l'utilisation d'un tel mini-instrument de musique.

Il est certain aussi que l'électronicien-débutant apprécie ce genre de montages car c'est une manière agréable et efficace d'apprendre le comment et le pourquoi de maints circuits électroniques de base.

Malheureusement, la plupart des mini-orgues de ce genre déjà publiés, même s'ils sont relativement complexes, ne donnent finalement pas la satisfaction que l'on devrait être en droit d'en attendre. Le

plus souvent ils présentent plusieurs défauts à la fois :

Les octaves n'ont pas la même étendue partout. Pourtant nos organes de perception ont souvent un comportement logarithmique (de compression). Ceci nous permet de percevoir plusieurs phénomènes avec une plus grande dynamique (rapport entre les limites supérieure et inférieure).

Par exemple, doubler à chaque fois ($\times 2$, $\times 4$, $\times 8$, $\times 16$...) l'intensité d'un son nous donne l'impression qu'on l'augmente en réalité d'un certain montant fixe (+m, +m, +m, +m...): cela explique pourquoi on s'exprime souvent en dB (décibel, dérivé de Bell, un physicien américain), le nombre de dB étant proportionnel au logarithme de la valeur mesurée.

De la même façon, doubler à chaque fois la fréquence d'une note nous donne l'impression que l'on en augmente la hauteur en réalité d'un certain montant à chaque fois. Ce montant est appelé « octave » ; on ne se limite cependant pas à un nom spécifique de ce rapport 2 : d'autres

rapports, plus petits mais toujours exprimables en quotients simples, sont par exemple la quinte (3/2) et la quarte (4/3) indispensables à une bonne compréhension de la musique (pourquoi tel accord est-il plus agréable que tel autre ?).

Le clavier d'un piano couvre une gamme de 7 octaves, celui d'un harmonium souvent 5 octaves. Grâce à la répartition homogène des octaves, on y trouve vite et avec précision telle ou telle note désirée.

Tous les instruments monodiques classiques (instruments à corde, à vent), capables de réaliser des glissandos, ont une mauvaise répartition des octaves : leur plage utile de fréquences est de ce fait limitée. Sur une corde de violon il est pratiquement impossible de couvrir une gamme de deux octaves : il n'est donc pas étonnant que les instruments à corde traditionnels possèdent généralement 4 cordes ou davantage.

La figure 1a illustre cet entassement des notes, vers les aigus : la corde libre donne une note de base, fonction de la

tension mécanique appliquée et de la rigidité de la corde. Pour obtenir l'octave au-dessus il faut faire vibrer la corde sur la moitié de sa longueur, en l'appuyant en son milieu ; pour progresser encore d'une octave il faut faire vibrer la corde sur un quart seulement de sa longueur. Les 12 premiers demi-tons sont donc disponibles sur la moitié de la corde (mais la répartition n'en est déjà pas régulière), les 12 demi-tons suivants n'occupent plus qu'un quart de la corde et leur entassement devient de plus en plus prohibitif : on ne peut plus les sélectionner avec précision sans artifice.

Si une corde donne une fréquence inversement proportionnelle à sa longueur, on peut également, et très facilement, concevoir des instruments électroniques de musique où la fréquence est inversement proportionnelle à une résistance.

En supposant que cette résistance variable est exécutée comme un fil résistant linéaire rectiligne, la fréquence sera de nouveau inversement proportionnelle à la

longueur de fil mise en jeu (ou presque, suivant le degré de sophistication du circuit). Des montages de ce genre ont déjà souvent été proposés, généralement avec un multivibrateur comme circuit oscillant.

La figure 1b montre une exécution possible faisant appel à un circuit relaxateur délivrant une dent de scie et une impulsion de brève durée. Le mode de fonctionnement en est le suivant. En choisissant une tension d'alimentation positive relativement faible, la dent de scie apparaissant sur la base du transistor NPN aura une amplitude également faible. Si, donc, la tension d'alimentation négative est suffisamment importante (par exemple dix fois plus), le courant fourni par la portion du fil résistant en jeu sera pratiquement constant et inversement proportionnel à la valeur résistive, ou encore à la longueur du fil résistant, en jeu. Ce courant charge le condensateur linéairement et il en résulte une fréquence proportionnelle à ce courant : plus le courant est fort et plus la décharge est rapide. Au moment où la tension de base

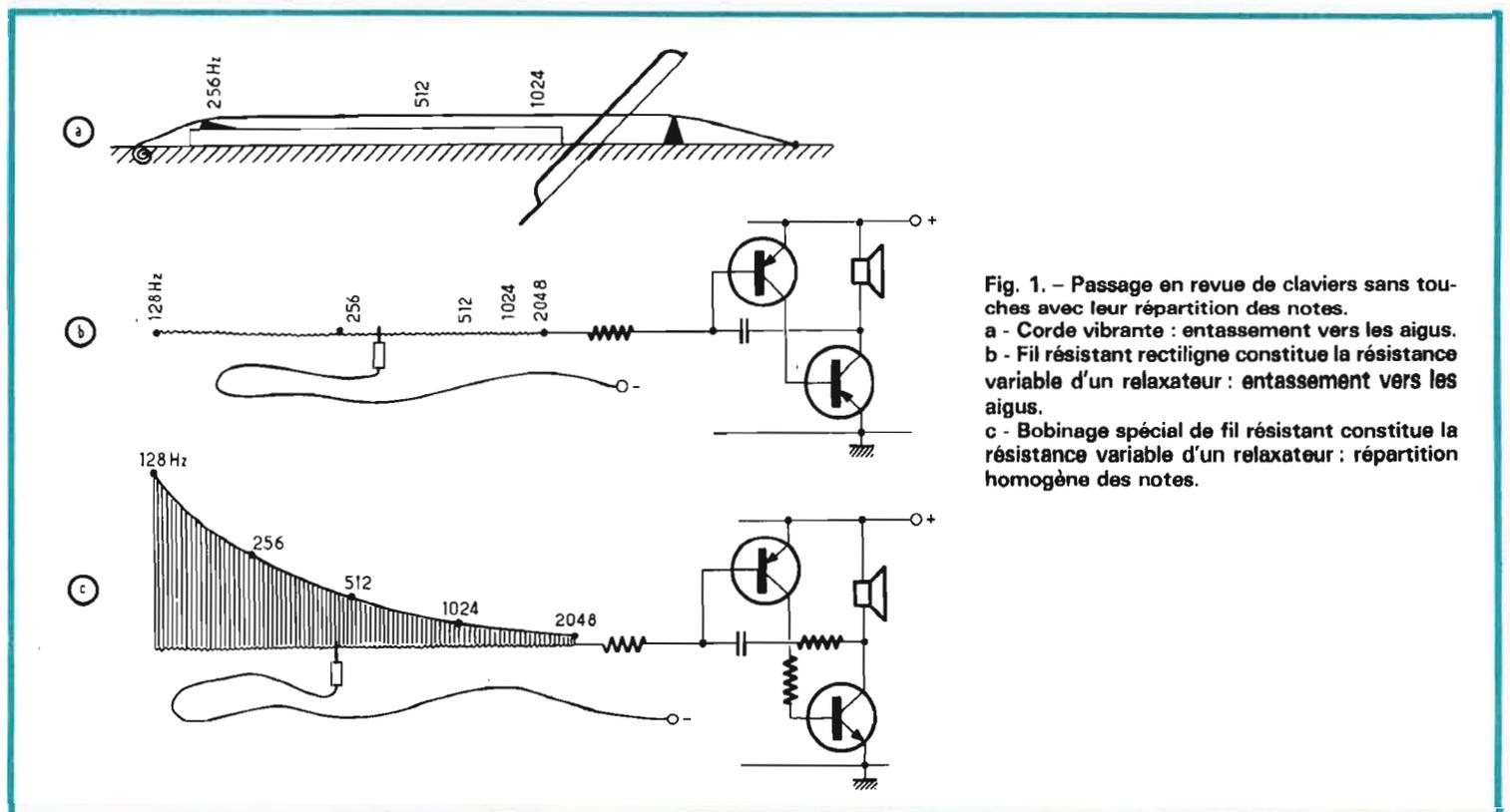


Fig. 1. - Passage en revue de claviers sans touches avec leur répartition des notes.
a - Corde vibrante : entassement vers les aigus.
b - Fil résistant rectiligne constitue la résistance variable d'un relaxateur : entassement vers les aigus.
c - Bobinage spécial de fil résistant constitue la résistance variable d'un relaxateur : répartition homogène des notes.

du PNP descend d'environ 0,5 à 0,6 V en-dessous de la tension d'alimentation positive, les deux transistors entrent simultanément en conduction par un effet régénératif et le condensateur est chargé de façon très rapide. Quand cette période brève de charge est terminée, le NPN ne fournit plus de courant de base au PNP à travers le condensateur et il ne reste plus que le courant fourni par le fil résistant : ce dernier courant doit être choisi suffisamment faible, pour toute la gamme de fréquences considérées, pour ne pas pouvoir maintenir en conduction les deux transistors. Les transistors se bloquent alors et le saut positif qui en résulte sur le collecteur du NPN est transmis intégralement, à travers le condensateur, à la base du PNP qui prend donc une valeur nettement positive par rapport à son émetteur : une nouvelle période de décharge est de nouveau commencée.

Note : quand on relie le stylet à 0 V (au lieu de -), la dent de scie ne sera pas linéaire, mais on aura toujours

$$\text{Fréq.} = K/\text{Résistance}$$

On comprend aisément que les notes seront entassées vers les aigus, exactement de la même façon que pour le violon. Il est encore possible de compenser ce défaut de mauvaise répartition des notes en introduisant une fonction non-

linéaire appropriée au niveau du fil résistant. La figure 1c montre une réalisation possible : on bobine le fil résistant sur un support, plat et mince, ayant une découpe exponentielle. Cette même figure indique en même temps les deux résistances de garde qu'on a intérêt à insérer dans le montage afin de limiter les courants à des valeurs tolérables par les deux transistors au moment où ceux-ci conduisent « à mort » : les mêmes précautions sont à prendre, bien entendu, dans les circuits des figures 1b, 1e et 1g, qui sont plutôt des schémas de principe.

Une autre approche de « clavier » pour mini-orgues monodiques que l'on rencontre souvent, abandonne l'idée de jouer directement sur un fil résistant : pour chaque note on prévoit un plot ou un segment d'un circuit imprimé portant le dessin d'un clavier à touches. Un premier inconvénient est naturellement que l'on ne peut plus exécuter des glissandos, jouer « entre les notes ». En touchant avec la pointe du stylet le plot ou le segment du circuit imprimé (dont la surface métallique ne doit pas se détériorer avec le temps !), on branche au circuit oscillant la résistance (ou la capacité) appropriée. La figure 1d montre comment on peut mettre en œuvre cette idée, en utilisant des résistan-

ces : le réseau de résistances indiqué est compatible avec le relaxateur de la figure 1c (ou 1b), en ce qui concerne les valeurs relatives. On vérifiera aisément qu'avec les rapports des valeurs résistives indiqués, les notes seront réparties de la façon souhaitée. Seulement, ces valeurs (ou plutôt les rapports entre ces valeurs) sont tellement non-standard, qu'il faut obligatoirement faire appel à des potentiomètres d'ajustage, 1 pour chaque note. La situation devient encore moins pratique quand on veut commuter des valeurs de capacité, les condensateurs courants présentant une grande dispersion (les tolérances de $\pm 10\%$, voire même de $\pm 20\%$, affectent gravement la précision des valeurs marquées). Puisque les condensateurs d'ajustage ne se font que pour de faibles valeurs capacitatives, on finit par un montage comportant presque partout plusieurs condensateurs fixes en parallèle en plus des « trimmers » : il est étonnant de constater que cette méthode de sélection de valeurs capacitatives a pourtant été proposée à maintes occasions, circuits élaborés à l'appui ! Un circuit à inductances serait probablement plus censé.

Dans certains projets des entraînements mécaniques astucieux ont aussi été proposés pour mieux répartir les notes mais ces efforts n'ont jamais été efficaces et payants.

Jusqu'ici, nous avons affaire à des montages où le « clavier » faisait partie du circuit oscillant et était donc soumis à des oscillations ; dans ces cas, le clavier ne peut pas commander deux (ou plus) oscillateurs à la fois : il s'agit forcément d'instruments monodiques. On peut encore l'exprimer autrement : en sélectionnant les différentes notes, on ne commande pas mais on modifie le circuit oscillateur. Et puisque la notion de commande ne s'applique pas ici, il devient difficile d'imaginer des circuits de « mémoire ». Or, l'absence de circuit de mémoire implique un autre inconvénient de ces montages, s'ajoutant à ceux déjà cités : impossibilité de laisser s'évanouir le son progressivement (par un circuit de commande d'enveloppe approprié) sans dérive de fréquence (hauteur du son) après avoir rompu le contact entre stylet et clavier. Mais, lié directement à cet inconvénient, il y a pire : le contact entre stylet et clavier n'étant jamais parfait (ni au moment de toucher, ni au moment de lâcher, ni pendant un glissando ou pendant un léger vibrato manuel), on est constamment en présence de brèves périodes où la fréquence tombe brusquement à de très basses valeurs, revient, retombe et caetera. Cela se manifeste par des « craquements » fort désagréables.

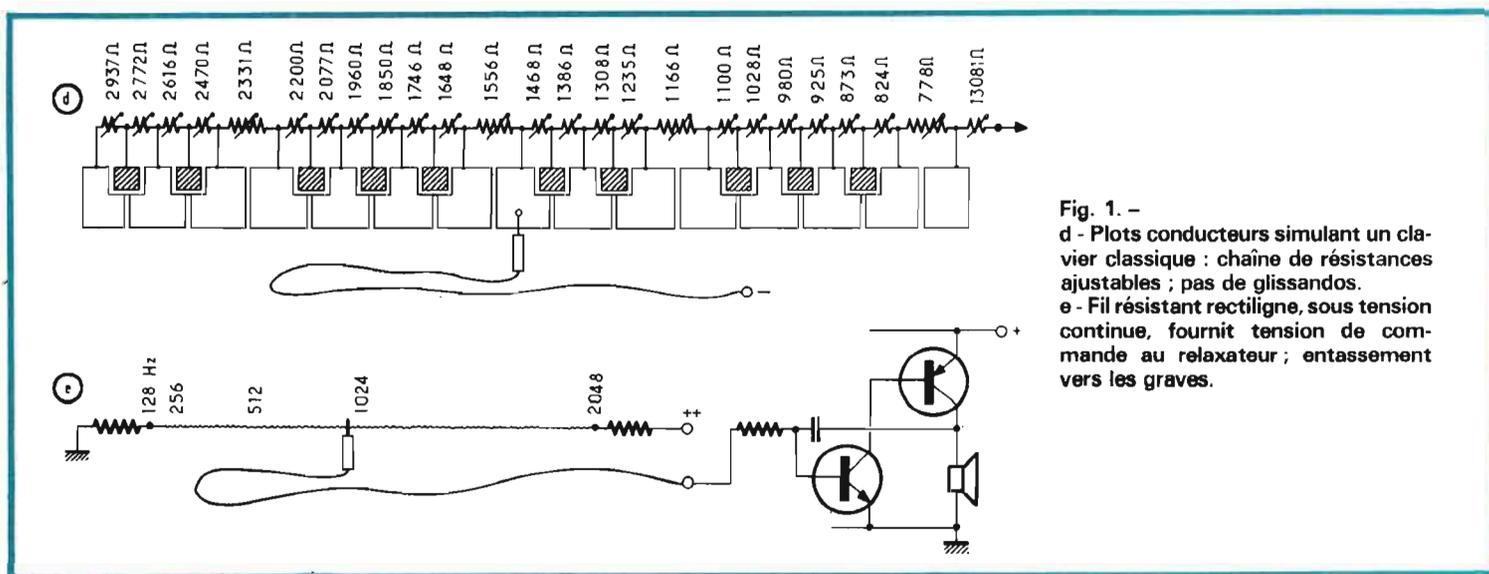


Fig. 1. -
d - Plots conducteurs simulant un clavier classique : chaîne de résistances ajustables ; pas de glissandos.
e - Fil résistant rectiligne, sous tension continue, fournit tension de commande au relaxateur ; entassement vers les graves.

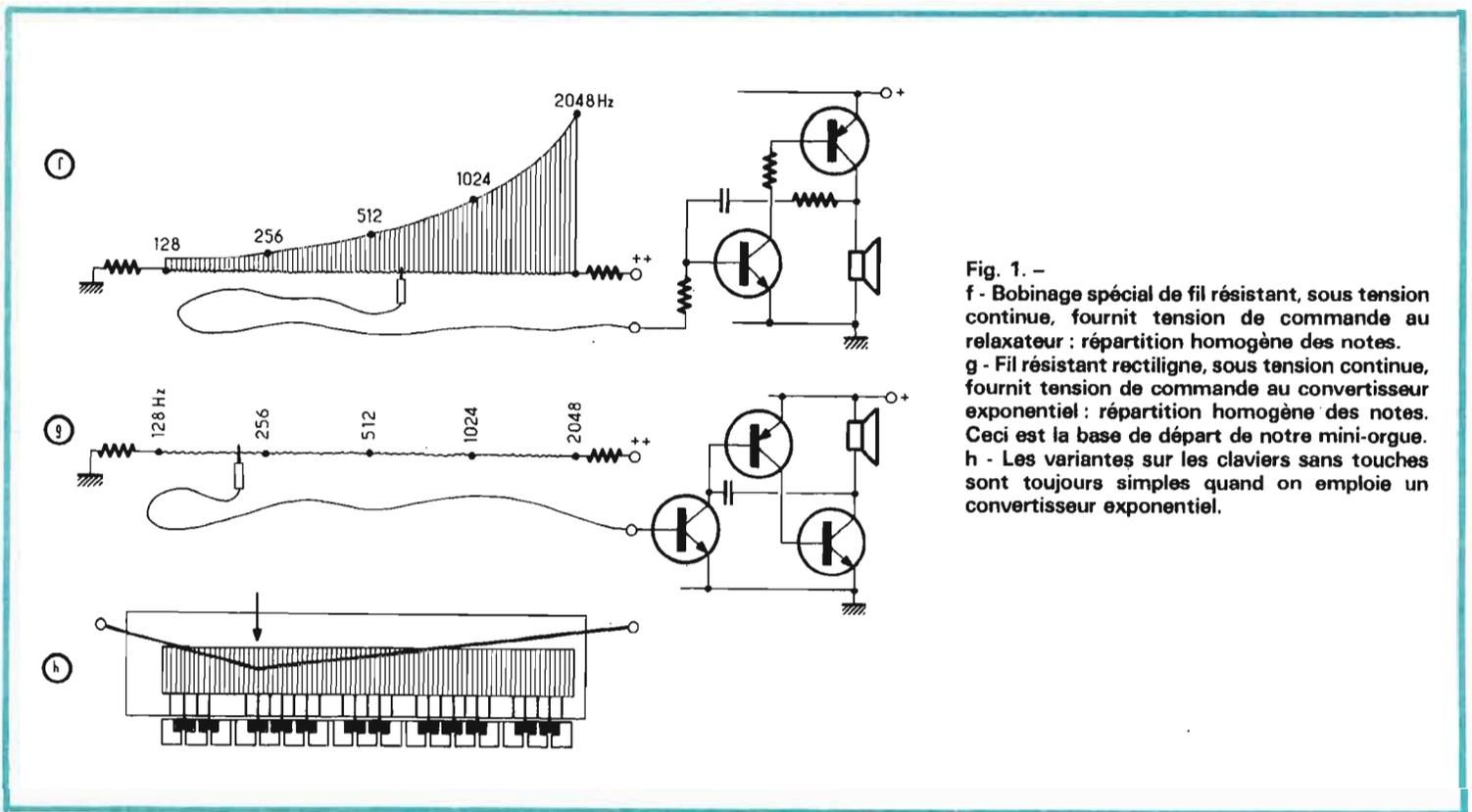


Fig. 1. -
 f - Bobinage spécial de fil résistant, sous tension continue, fournit tension de commande au relaxateur : répartition homogène des notes.
 g - Fil résistant rectiligne, sous tension continue, fournit tension de commande au convertisseur exponentiel : répartition homogène des notes. Ceci est la base de départ de notre mini-orgue.
 h - Les variantes sur les claviers sans touches sont toujours simples quand on emploie un convertisseur exponentiel.

Pour pallier ce grave défaut, dont souffrent de trop nombreux instruments, il faut stocker en mémoire la dernière information concernant la fréquence choisie, présente juste avant que le stylet lâche le clavier. Si cette information est disponible sous forme de tension continue de commande d'oscillateur, la solution devient, en principe, simple : « on n'a qu'à » la mémoriser à l'aide d'un condensateur à faible taux de fuite et « lue » par un amplificateur-tampon à très forte impédance d'entrée (même pour des tensions continues !). Avec un transistor à effet de champ on doit pouvoir y arriver.

Considérons donc maintenant quelques montages avec commande de la fréquence par une tension continue.

La figure 1e montre comment on peut adapter le montage de la figure 1b aux nouvelles exigences : le courant qui décharge le condensateur linéairement est obtenu en appliquant à une résistance série de forte valeur une tension de commande (également de forte valeur) en provenance d'une source à basse impé-

dance (le fil résistant du clavier, aux bornes duquel on applique maintenant une tension continue fixe). On notera, en passant, que le fait d'inverser les rôles du NPN et du PNP, en inversant en même temps les polarités des tensions, ne change pas fondamentalement le principe de fonctionnement.

Une constatation importante est que l'on peut commander plusieurs circuits oscillants à partir d'un seul clavier commun : même le stylet pourrait être commun (pour jouer des accords pré-réglés), mais il faudrait alors porter un grand soin au dimensionnement des circuits. Le jeu polyphonique n'est envisageable que si l'impédance de la source est très inférieure (par exemple de plus de mille fois) à la résistance série ; car le relaxateur est en fait commandé par un courant.

Cette possibilité de jeu polyphonique s'appliquera d'ailleurs à tous les autres montages qui vont suivre, comme on le vérifiera facilement.

La répartition des notes sur le clavier de la figure 1e est totalement différente de celle

de la figure 1b. Si dans la figure 1b le courant (représentatif de la note jouée) appliqué au relaxateur était inversement proportionnel à la valeur résistive de la partie droite du fil résistant mis en jeu, dans la figure 1e, ce courant est proportionnel à la tension (représentative de la note jouée) appliquée à la résistance série et cette tension est elle-même proportionnelle également à la valeur résistive de la partie gauche du fil résistant (donc vers les graves au lieu de vers les aigus). Cela a pour effet de créer maintenant un entassement des notes vers les graves, les deux courbes de répartition restant le « reflet » l'un de l'autre.

On peut corriger ce défaut de répartition, tout comme le montage de la figure 1c a amélioré celui de la figure 1b, en bobinant le fil résistant selon un patron approprié compensateur, ainsi que l'illustre la figure 1f.

Il est évident que les tensions continues fixes appliquées aux fils résistants des figures 1e et 1f doivent être nettement supérieures (par exemple plus de dix fois) aux

tensions d'alimentation des relaxateurs proprement dits, afin d'avoir des fluctuations (au rythme des oscillations) négligeables des courants « continus » à travers les résistances série et, ainsi, d'assurer des décharges linéaires des condensateurs d'intégration : le courant continu moyen à travers la résistance série d'entrée (et donc la fréquence) devient alors proportionnel à la tension choisie sur le fil résistant !

De ce qui précède, il est clair, qu'une solution élégante aux problèmes posés doit être cherchée ailleurs. De préférence, cette solution doit aussi se préoccuper de l'importance de l'alimentation : unique tension d'alimentation, faible consommation et basse tension pour un fonctionnement sur piles, bon marché et d'une excellente économie ; quitte, éventuellement, à faire quelques concessions. En même temps, on doit pouvoir utiliser des composants de type courant que l'on peut se procurer partout et à prix modéré.

Bien que l'on cherche donc des performances trouvées en général uniquement dans les

synthétiseurs de musique pour professionnels, il faut encore que la mise au point ne soit pas critique.

La figure 1g montre un premier pas vers une solution satisfaisante et élégante. Elle exploite le fait que le courant collecteur d'un transistor bipolaire en fonction de la tension base-émetteur suit une loi exponentielle avec une très bonne approximation. Ceci permet tout de suite d'envisager la réalisation d'un instrument de musique dont le clavier à fil résistant couvre une plage d'au moins 5 octaves, chose très difficile à obtenir avec les précédents montages.

Cette loi exponentielle implique, à une température d'environ 27 °C (Centigrade ou Celsius), ce qui équivaut à 300°K (Kelvin), les relations suivantes : si l'on a $I_C = 1 \mu A$ pour $U_{BE} = 500 mV$, alors on a $2 \mu A$ pour 518 mV, $4 \mu A$ pour 536 mV, $8 \mu A$ pour 554 mV et ainsi de suite, jusqu'à environ 1 mA !

Aux bornes d'un bout de fil résistant devant couvrir 5 octaves, on doit donc appliquer une d.d.p. (différence de potentiel) de $5 \times 18 mV = 90 mV$. Et, puisque l'on a 18 mV par octave et 12 demitons par octave, on aura 1,5 mV par demi-ton.

On a très vite fait de vérifier expérimentalement, à l'aide du circuit de la figure 1g (ne pas oublier les deux résistances de garde), la validité pratique de cette loi. Mais atten-

tion : pour un NPN on aura 1 μA à 500 mV peut-être, pour un autre exemplaire, (même quand il s'agit du même type !) on aura par exemple 1 μA à 550 mV. Il faut donc un premier ajustage, particulier à chaque exemplaire de transistor, pour fixer le I_C de 1 μA par rapport au clavier (le faire correspondre par exemple au « LA » de 110 Hz). Chaque augmentation de la tension émetteur-base de 18 mV augmente ensuite la hauteur de la note de 1 octave, quel que soit le transistor.

Au lieu d'employer un fil résistant tendu droit, on peut aussi adopter le bobinage simple, à plus grande surface de jeu, de la figure 1h. Utiliser une plus faible résistivité par mètre, si ce fil est parcouru par le même courant qu'avant. On peut y adjoindre des plots conducteurs disposés comme ceux de la figure 1d. Mais la soudure au fil résistant n'est pas facile !

Plus loin nous donnerons les valeurs des différents composants à utiliser dans cette très simple expérience. Mais faisons d'abord une petite digression au sujet de cette loi exponentielle, afin de la démystifier un peu pour les lecteurs non familiers avec le nombre « e » (d'après le mathématicien suisse Euler). Nous n'aborderons pas ici l'aspect physique, le côté curiosité mathématique étant beaucoup plus amusant.

GÉNÉRALITÉS (Aspects théoriques)

(Paragraphe réservé aux matheux et aux curieux).

L'« invention » mathématique du nombre « e » permet de simplifier considérablement des formules scientifiques rencontrées en physique, chimie, et caetera. C'est ainsi que le courant à travers une jonction PN est lié à la tension appliquée aux bornes de la diode par la relation :

$$I_D = I_S (e^{q U_D / kT} - 1)$$

où : I_D = courant diode

I_S = « courant de saturation inverse »

q = charge électrique d'un « porteur » (un électron par exemple)

U_D = tension diode

k - « constante de Boltzmann »

T = température en °K (on a : $\pi \text{ } ^\circ C = 273 + \pi \text{ } ^\circ K$).

A 27 °C (= 300°K) on trouve $qU_D/kT = 39 U_D$.

Dans la pratique, où l'on a affaire à des courants supérieurs à 1 nA (= $10^{-9} A$) par exemple, on peut négliger le 1 par rapport à e^{39U_D} et la relation se simplifie :

$$I_D = I_S e^{39U_D}$$

La valeur de I_S peut varier très fortement d'une diode à une autre, mais pour une diode donnée on la considérera constante.

Le nombre e est irrationnel (comme π) et vaut 2,718281828459045...

L'équation de la diode peut donc s'écrire encore :

$$I_D \approx I_S \cdot 2,72^{39 U_D}$$

Il y a différentes façons pour définir le nombre e.

En voici une :

$$e = \lim_{n \rightarrow \infty} (1 + 1/n)^n$$

Pour $n = 1$ on trouve $(1 + 1/n)^n = 2$ et on est loin du bon compte.

Pour $n = 2$ on a 2,25 et $n = 5$ donne 2,48832.

Avec $n = 10$ on a 1,1¹⁰ et, puisque le 1,1 contient deux uns, le calcul des puissances successives (en oubliant la virgule) aboutit à l'établissement d'une hiérarchie de nombres nous rappelant Pascal.

Newton aussi est présent : avec les coefficients de son binôme.

En additionnant correctement les nombres de la rangée du bas de cette pyramide (10^{ème} rangée) et en plaçant la virgule au bon endroit, on trouve 1,1¹⁰ = 2,5937424601.

La figure 2 montre cette opération ainsi que l'allure de la courbe $(1 + 1/n)^n$; deux autres approximations relativement faciles à retenir, y sont indiquées également.

Il y a dans l'expression

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 + 1/n)^n$$

deux tendances opposées. On pourrait croire que cette limite est égale à 1, car l'expression entre parenthèses tend vers 1 et on sait que

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 + 1/n)^N = 1$$

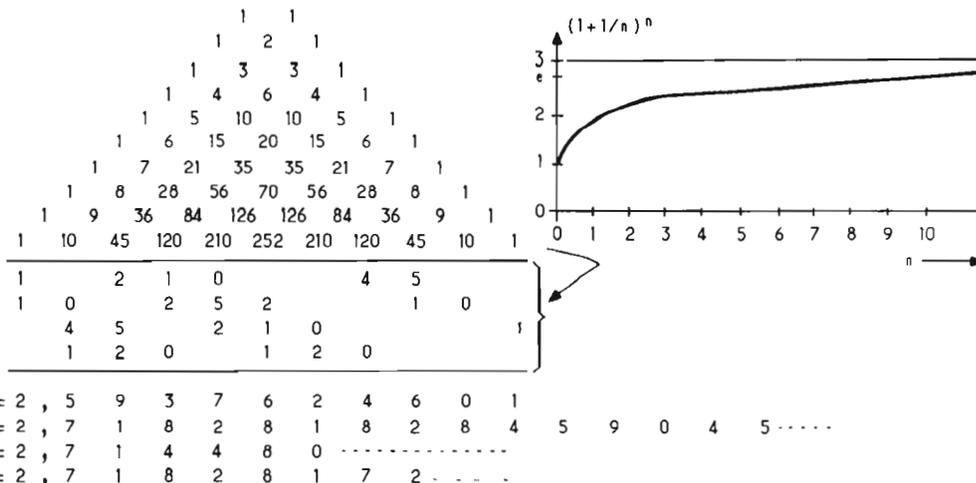


Fig. 2. - Digressions sur le thème « e ».

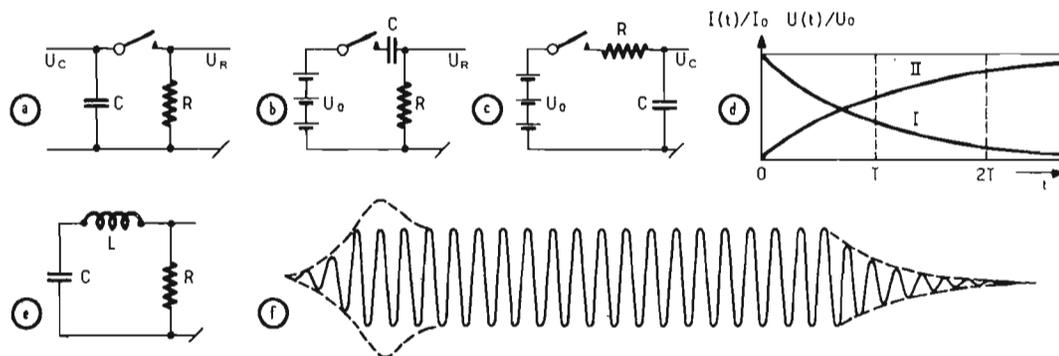


Fig. 3. - Le nombre « e » dans les constantes de temps.
a - Décharge d'un condensateur par une résistance : la formule contient « e ».
b - Circuit différenciateur RC : la formule contient « e ».
c - Circuit intégrateur RC : la formule contient « e ».

d - Evolutions vers des états stationnaires (d'équilibre) : les formules contiennent « e ».
e - Circuit résonnant RCL : les formules contiennent « e ».
f - Démarrage et extinction d'un oscillateur sinusoïdal : « e » intervient.

quand N est une valeur déterminée positive, aussi grande soit elle (mais pas infinie, bien sûr).

Cependant, on pourrait croire aussi que cette limite est « égale à », car l'exposant tend vers l'infini et on sait que

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 + \varepsilon)^n = \infty$$

quand ε est une valeur déterminée positive, aussi petite soit-elle (et on exclut donc $\varepsilon = 0$).

En réalité, la vraie valeur se situe entre 1 et ∞ , aucune des deux tendances ne l'emporte en définitive. Il est vrai que plus n croît et plus $(1 + 1/n)^n$ croît ; mais cette croissance devient en même temps de plus en plus lente, à tel point que l'on ne dépassera par exemple jamais la valeur 3. On peut prouver qu'il existe une valeur (que l'on appelle justement e) telle que la différence entre e et $(1 + 1/n)^n$, bien que toujours positive, peut être rendue inférieure à une valeur déterminée positive δ , aussi petite soit-elle, en choisissant n suffisamment grand en fonction de la petitesse de δ . Autrement dit, la fonction $(1 + 1/n)^n$ non seulement possède une asymptote, mais encore cette asymptote est horizontale, l'intercession avec l'ordonnée se faisant à la valeur e, par définition.

La méthode décrite ne permet pas de déterminer e avec précision si on rejette les cal-

culs longs : avec $n = 10$ on est toujours de 4,6 % en-dessous de la bonne valeur. Il existe des expressions permettant une détermination plus rapide de e ; mais nous ne les aborderons pas ici.

Signalons encore que les deux nombres irrationnels π et e sont liés, par le biais de la grandeur « imaginaire »

$\sqrt{-1}$ (appelée i par les mathématiciens et, pour ne pas la confondre avec la même lettre désignant un courant, j par les électroniciens) de la façon suivante :

$$e^{\pi \sqrt{-1}} = -1.$$

Cette dernière relation est un cas particulier de la relation plus générale

$$e^{\varphi \sqrt{-1}} = \cos \varphi + \sqrt{-1} \sin \varphi$$

Mais quittons ce domaine des nombres « complexes », au demeurant fort utile dans la théorie des courants alternatifs etc., pour rappeler quelques formules plus simples que l'on rencontre dès que l'on étudie le comportement d'une élémentaire cellule RC, ou encore RCL.

Ces formules nous intéressent directement car plus loin, dans les schémas pratiques de notre mini-orgue, nous allons rencontrer des réseaux de composants passifs de ce genre (et également les formes d'onde s'y référant) quand il s'agit de commander l'enveloppe du signal audio.

Le condensateur C de la figure 3a est initialement chargé à une tension U_0 . Au

temps $t = 0$ on ferme le contact. Après un temps $T = RC$ (que l'on appelle « constante de temps ») la tension aura $1/e^{\text{ème}}$ de sa valeur initiale, donc elle sera de U_0/e , au temps $2T$ on aura $U_{2T} = U_0/e^2$, au temps $3T$ on aura $U_{3T} = U_0/e^3$, etc. La tension finale sera de 0 Volt. L'expression formulaire de ce phénomène est :

$$U(t) = U_0 e^{-t/RC}$$

Le courant de décharge par courant R s'écrit :

$$I_R(t) = U_0/R e^{-t/RC}$$

Ces deux courbes ont l'allure de la courbe I de la figure 3d : évanouissement très progressif.

Figure 3b : branchons, au temps $t = 0$, brusquement une tension U_0 à l'entrée du circuit composé de C et R en série, en fermant le contact. De nouveau on a

$$I_R(t) = U_0/R e^{-t/RC} = I_C(t)$$

$$\text{et } U_R(t) = U_0 e^{-t/RC}$$

Figure 3c : branchons au temps $t = 0$ (U_C étant initialement de 0 V) une tension U_0 à l'entrée du circuit composé de R et C en série, en fermant le contact. On a :

$$I_C(t) = I_R(t) = U_0/R e^{-t/RC}$$

$$\text{et } U_C(t) = U_0 - U_0 e^{-t/RC}$$

$$= U_0 (1 - e^{-t/RC})$$

La tension finale sera de U_0 Volts d'après la courbe II de la figure 3d.

En prenant 10 comme base, un des termes devient $10^{-1/2,303RC}$ environ, expression bien moins « naturelle » que $e^{-t/RC}$.

Examinons encore la figure 3e. Si, au départ, le circuit oscille, cette oscillation s'évanouit selon la formule $i = i_0 e^{-R_p t/2L} \sin \omega t$, où R_p est positif. En introduisant dans le circuit une source d'énergie qui maintient les oscillations à amplitude constante, on a $i = i_0 \sin \omega t$. Ce circuit résonnant peut également faire partie d'un oscillateur comportant un ou deux transistors par exemple : si, au départ, il n'y a pas d'oscillations parce que la tension d'alimentation est débranchée, une oscillation dont l'amplitude croît exponentiellement se produit dès l'application de la tension d'alimentation, et on a :

$$i = i_0 e^{-R_n t/2L} \sin \omega t$$

où R_n a une valeur négative ; cette oscillation est amorcée par une quelconque perturbation se produisant inévitablement : bruit ou saut de tension. Aux bornes de R on a une tension proportionnelle à i : $U_R = iR$.

Dans un circuit résonnant de ce genre L/R est une mesure pour le « coefficient de surtension » que l'on appelle Q. Le nombre de périodes d'oscillation entre une amplitude donnée et une autre amplitude e fois plus forte ou plus faible est proportionnel à Q.

La figure 3f illustre l'allure que peut avoir une oscillation produite par un générateur de notes utilisant un circuit LCR et commandé par la tension d'alimentation (ou de polarisa-

tion d'une base) à travers le contact de la touche du clavier par exemple : il existe des orgues polyphoniques très chers et performants, basés sur l'emploi de tels générateurs : un par touche. Pendant la période d'attaque l'amplitude de l'oscillation croît exponentiellement en fonction du temps, avec une constante de temps de l'ordre de 10 à 50 ms généralement. Ensuite il y a une période de son soutenu (tant que la touche reste enfoncée).

Enfin, quand on lâche la touche, la période d'extinction de l'amplitude commence : extinction exponentielle en fonction du temps, avec une constante de temps variant généralement entre 0,1 s et 10 s suivant l'instrument que l'on veut imiter. La sensation auditive telle qu'elle nous parvient par l'oreille (qui introduit une fonction logarithmique, c'est-à-dire « l'inverse » d'une fonction exponentielle) est celle d'un son dont l'intensité croît d'abord linéairement, reste ensuite constante et décroît enfin linéairement. Un son apparaissant et disparaissant

brutalement est désagréable !

Afin de donner un peu plus d'ampleur à ce son on modifie l'enveloppe indiquée généralement par la superposition d'une oscillation, plus ou moins sinusoïdale, lente de l'ordre de 6 Hz ; l'effet obtenu s'appelle trémolo, à ne pas confondre avec le vibrato qui est également une modulation lente de 6 Hz environ mais cette fois-ci de la fréquence et non pas de l'amplitude. Dans les instruments électroniques de musique on cherche souvent encore une autre modification de l'enveloppe indiquée figure 3f : la possibilité d'avoir, pendant la période d'attaque, momentanément une amplitude dépassant celle que l'on a pendant la période de son soutenu ; les modalités de cette modification sont fonction des caractéristiques de l'instrument que l'on désire imiter.

La grande majorité des instruments monodiques (dont la fréquence doit donc être variée par variation d'un élément résistif ou capacitif ou inductif par exemple) possèdent

un générateur de base qui délivre un signal à amplitude constante. Ceci est également le cas du générateur de base de notre mini-orgue : nous lui avons donc adjoint un circuit de commande d'enveloppe qui peut être interprété comme un circuit de commande de gain agissant sur le signal de base à amplitude constante. L'enveloppe caractérisant l'extinction est obtenue en « multipliant » le signal de base par un niveau variant dans le temps suivant la courbe I de la figure 3d : ici, on obtient donc l'effet désiré de façon mathématiquement correcte ce qui est important car l'extinction du son peut s'étaler sur plusieurs secondes et d'éventuels défauts deviennent alors plus facilement perceptibles.

L'enveloppe caractérisant l'attaque est obtenue dans notre mini-orgue par un dosage variable des courbes I et II de la figure 3d (avec des constantes de temps différentes), le niveau variable avec le temps agissant de nouveau sur le même circuit de commande de gain que précédemment.

L'expression $e^{\pm t/T}$, applicable à une foule de signaux dont l'amplitude varie en fonction du temps, joue donc un rôle très important dans des circuits utilisables dans les instruments électroniques de musique. Notre mini-orgue exploite à fond également l'expression e^u , afin d'obtenir des courants de commande de fréquence les mieux adaptés à l'emploi d'un fil résistant linéaire et rectiligne comme clavier. Grâce à la base e ces expressions ont une forme très simple : le point fort de e .

Une constatation s'impose : base e = base économique

Faisons donc une dernière digression en étudiant sommairement les économies comparatives de quelques bases plus ou moins souvent utilisées, afin de rendre cette affirmation un peu plus plausible.

Pour afficher un nombre quelconque entre 000 et 999 en base dix (10^3 possibilités), il suffit d'entourer, dans un tableau de 3 colonnes à 10 positions chacune (figure 4a), une valeur appropriée dans chaque colonne.

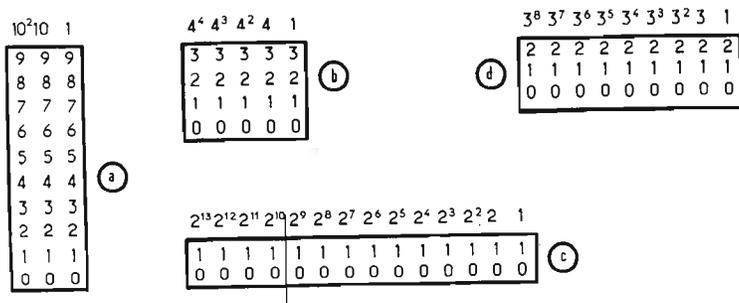


Fig. 4. - Quelques bases en notation numérique
 a - Base dix : peu économique.
 b - Base 4 : amélioration sensible.
 c - Base 2 : même amélioration que la base 4.
 d - Base 3 : écriture encore plus compacte.

$b^n = e$	bn
1 ∞	∞
1,414 2,885	4,0794
2 1,4424	2,8848
e 1,0000	2,7183
3 0,9096	2,7288
4 0,7212	2,8848
8 0,4808	3,8464
10 0,4343	4,3429

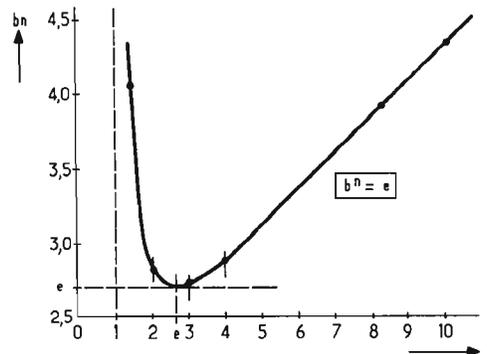


Fig. 5. - « Illustration » : base « e » = base économique.

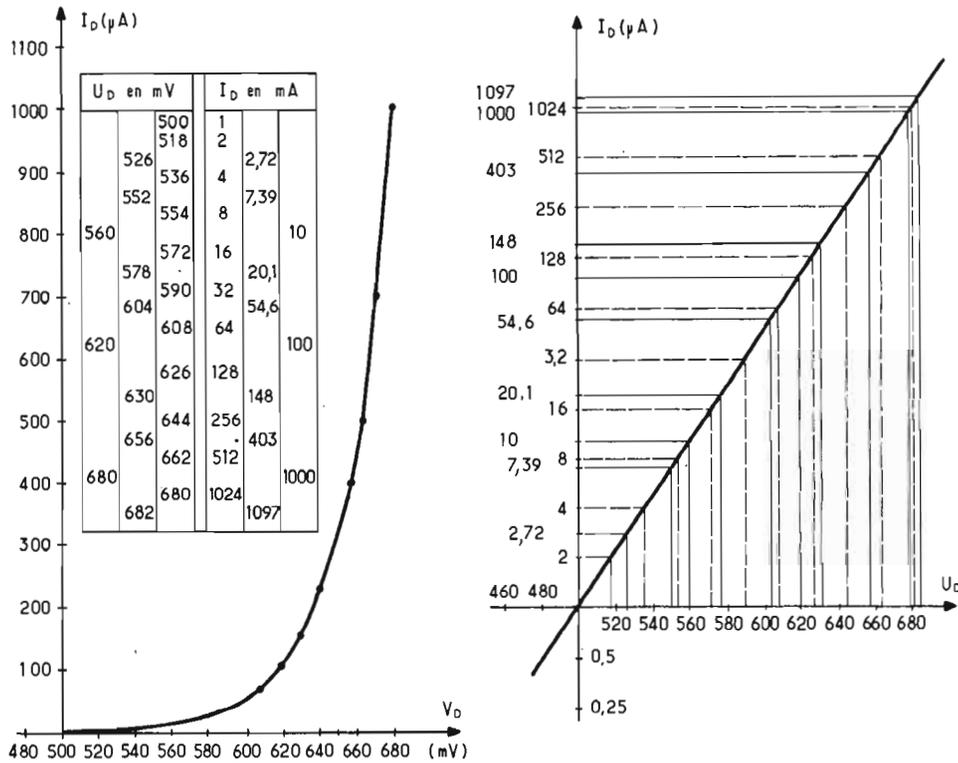


Fig. 6. - Le nombre « e » dans l'équation d'une diode. La représentation logarithmique donne une droite.

Au total on doit avoir à sa disposition donc au moins $3 \times 10 = 30$ positions.

Pour afficher ce même nombre en base 4 il suffit d'entourer, dans un tableau de 5 colonnes à 4 positions chacune (figure 4b), une valeur appropriée dans chaque colonne. Par exemple $991_{(10)}$ (Valeur de 991 en base dix) = $33\ 133_{(4)}$ (valeur de 33 133 en base 4). En base 4 on n'a donc plus besoin que de $5 \times 4 = 20$ positions (au lieu des 30 en base dix) et encore cela permet de faire davantage ; on peut écrire les $4^5 = 1\ 024_{(10)}$ nombres de $000_{(10)}$ à $1023_{(10)}$; la base 4 présente un net progrès sur la base dix.

En base 2, $99_{(10)}$ devient $111101111_{(2)}$: dix colonnes à 2 valeurs chacune, un total de $10 \times 2 = 20$ positions (figure 4c). Du point de vue économique (capacité de mémoire nécessaire), les bases 2 et 4 sont équivalentes.

En optant pour la base 3 (figure 4d), on améliore encore

la situation. Comparons-la à la base 2 : $11.1111.1111.1111_{(2)} = 211110210_{(3)} = 16383_{(10)}$. En base 2 il faut $14 \times 2 = 28$ positions (et cela ne permet déjà plus d'écrire plus de $16383_{(10)}$ nombres différents), tandis qu'en base 3 il suffit d'avoir $9 \times 3 = 27$ positions et l'on peut écrire des nombres encore plus importants (jusqu'à $222.222.222_{(3)} = 19682_{(10)}$).

On voit qu'une quelconque base b permet d'écrire en n chiffres b^n valeurs différentes au maximum et que le produit bn est une mesure pour la compacité du système d'écriture.

En généralisant un peu hâtivement, quittant le domaine des nombres entiers, on peut « démontrer » que la base e est encore supérieure à la base 3 :

$e^{21} \approx 2,71828^{21} \approx 1,318 \cdot 10^9$ avec $21 \cdot e = 57,084$ « positions », tandis que $3^{19} \approx 1,162 \cdot 10^9$ avec $19 \times 3 = 57,000$ positions.

Si la légère imprécision de cette « démonstration » laissait encore subsister des doutes, constatons que $e^{20,97} \approx 1,280 \cdot 10^9$ avec $20,97 \cdot e \approx 57,002$ « positions ».

Pour le même nombre de « positions » (57) la base e donne davantage de « valeurs différentes » ($1,280 \cdot 10^9$) que la base 3 ($1,162 \cdot 10^9$).

En faisant ce genre de calcul pour 8 situations convenablement choisies, on peut tracer la courbe de bn en fonction de n pour une valeur de b^n donnée. Puisque l'allure de cette courbe reste la même quelle que soit la valeur que l'on se fixe pour b^n , nous choisirons $e^{1,0}$ ce qui permet de trouver les renseignements nécessaires dans une table courante, celle des logarithmes naturels ou « népériens ». On trouve ainsi par exemple :

$$\sqrt{2} = 1,414 = e^{0,3466},$$

d'où $1,414^{1/0,3466} = 1,414^{2,885} = e$ et $bn = 1,414 \times 2,885 = 4,0794$.

Les sept autres lignes du tableau de la figure 5 peuvent être établies de façon analogue.

On voit que le minimum (assez flou) de la courbe de la figure 5 ainsi constituée se situe aux alentours de $b = e$, ce qui était à « démontrer ».

Revenons maintenant à la caractéristique de la diode : $I_D = I_S e^{39U_D}$, valable à environ 300°K ($\approx 27^\circ\text{C}$) pour des courants variant facilement entre $1\ \text{nA}$ ($= 10^{-9}\text{A}$) et $1\ \text{mA}$ ($= 10^{-3}\text{A}$) si la diode est de bonne qualité. A titre d'exemple, la diode utilisée donne $I_D = 1\ \mu\text{A}$ pour $U_D = 500\ \text{mV}$.

Le courant U_D est multiplié par un facteur e à chaque fois que l'on augmente U_D de $1/39$ de Volt, c'est-à-dire de $26\ \text{mV}$.

Comme $e^7 = 1096,63$, on obtient un facteur $1096,63$ pour $7 \times 26 = 182\ \text{mV}$.

De même, comme $e^{6,9} = 992,27$, on a un facteur $992,27$ (≈ 1000) pour $6,9 \times 26 = 179,4\ \text{mV}$.

Un facteur 1000 est donc obtenu pour un incrément d'environ 180 mV.

Et, puisque $1000 = 10^3$, on a un facteur 10 (une décade) par $180/3 = 60$ mV.

Très proche de 1000 on a 1024 qui peut s'écrire aussi 2^{10} et qui correspond donc également à un incrément de 180 mV. Puisque, pour multiplier I_D successivement 10 fois par 2 il faut 180 mV, on trouve un facteur 2 (une octave en musicologie) par $180/10 = 18$ mV.

Finalement, comme il y a 12 demi-tons par octave (le rapport entre deux demi-tons successifs étant de $\sqrt[12]{2} = 2^{1/12} \approx 1,05946$), il faut augmenter U_D de $18/12 = 1,5$ mV pour augmenter la note d'un demi-ton, c'est-à-dire multiplier sa fréquence par 1,05946, si la fréquence de l'oscillateur est proportionnelle au courant I_D .

Insistons encore sur le fait que ces chiffres pour le facteur

de multiplication par incrément de tension (2^2 par 1,5 mV ; 2^3 par 18 mV ; $2^{7,18}$ par 26 mV ; 2^{10} par 60 mV) sont des « constantes » physiques, valables par exemple entre 1 nA et 1 mA, qui ne dépendent que de la température et non pas du type de diode utilisé si l'on considère les petites diodes au Si (ou au Ge éventuellement, mais c'est à déconseiller) que l'on appelle « small signal diodes » et surtout les « diodes logarithmiques » ; ces diodes doivent présenter un très faible courant de fuite par rapport au plus faible courant I_D utilisé et une faible résistance du matériau semi-conducteur au plus fort courant I_D utilisé.

Pour les diodes au Si on trouve un coefficient de température de 2 mV par °C typiquement. Dans les applications un peu sérieuses ceci nécessite des mesures de compensation.

Pour 27 °C, et en supposant

que la diode employée fournit $1 \mu A$ à 500 mV, on peut maintenant facilement dresser le tableau de la figure 6. La courbe $I_D = f(U_D)$ qui en résulte sur une échelle linéaire devient difficile à lire si l'on veut couvrir une étendue de courants de 1000 à 1, donc correspondant à 10 octaves environ. C'est pour cette raison que l'on préfère la tracer sur une échelle logarithmique, chaque facteur de multiplication de I_D correspondant à un incrément constant selon l'axe vertical. On obtient ainsi une droite. D'éventuelles déviations de cette droite, susceptibles surtout de se produire aux deux extrémités, traduisent une déviation de la loi exponentielle : la représentation logarithmique permet de les déceler très facilement.

Les transistors bipolaires au Si planar type « petits signaux » donnent pratiquement les mêmes courbes pour $I_C = f(U_{BE})$.

En effet, U_{BE} (tension base-émetteur) engendre I_E (courant émetteur) exactement comme s'il s'agissait d'une diode, donc $I_E = f(U_{BE})$ est la même fonction que $I_D = f(U_D)$. Puisqu'il n'y a qu'une toute petite fraction de I_E qui passe par la base (I_E/β où β représente le facteur d'amplification en courant du transistor, généralement de l'ordre de 100 voire même 300 ou plus), la presque totalité de I_E devient I_C (courant collecteur).

En prenant un transistor pour la conversion $U_{in} - I_{exp}$ on a l'avantage de séparer l'entrée de commande (une tension appliquée à la base par rapport à l'émetteur) de la sortie fournissant le courant pour le circuit oscillateur/relaxateur (courant passant par le collecteur).

G. J. J. ARIANE

(A suivre)

LE PLUS IMPORTANT SPÉCIALISTE DE LA RÉGION RHONE ALPES

PIECES DETACHEES et cordons de jonction
COMPOSANTS ELECTRONIQUES
CHAINES HI-FI et HAUT-PARLEURS
AUTO-RADIO et antennes
APPAREILS de MESURES



DISTRIBUTEUR

AMTRON - AUDAX - BEYER - B.S.T. - COGECO - C' d'A - CENTRAD - CHINAGLIA -
DUAL - FRANCE PLATINE - GARRARD - GECO - HECO - HIRSCHMANN - I.T.T. -
JEAN RENAUD - K.F. - LENCO - MERLAUD - METRIX - OPTALIX - OREGA - PEERLESS -
PHILIPS - PROMOVOX - POLY PLANAR - PORTENSEIGNE - R.T.C. - RADIOTECHNIQUE
- R. CONTROLE - RADIOMATIC - ROSELSON - SIC - SUPRAVOX - SCOTCH 3 M -
SIARE - TEKO - WIGO - ERMAT - VOXON - WHARFEDALE - TOUTELECTRIC.

publistyl-conseil-lyon

TOUT (Nous n'expédions pas de catalogue) POUR LA RADIO

66 COURS LAFAYETTE - 69003 LYON - TEL. 60.26.23

AMATEURS ET PROFESSIONNELS : CONSEILLERS TECHNIQUES

14. LES MESURES SUR LES CIRCUITS DIGITAUX

LE développement des techniques digitales entraîne une forte consommation de circuits logiques que la micro-électronique a permis d'intégrer dans des modules de très faibles dimensions. La grande diffusion de ces circuits a permis de baisser considérablement leur prix, au point que l'on peut souvent les considérer comme des composants banals.

Cependant la pratique des circuits digitaux n'est pas évidente pour qui ne s'y est pas familiarisé : la mise en œuvre de montages faisant appel à cette technique est particulière et diffère quelque peu de celle des habituels montages à transistors. Nous avons, d'ailleurs, eu l'occasion, dans les chapitres précédents, d'utiliser quelques circuits intégrés logiques dans certaines applications simples.

Le présent chapitre poursuit un double objectif :

— rappeler de façon très rudimentaire au lecteur quelques aspects de ces techniques particulières pour lui donner le goût d'en savoir plus dans ce domaine, et,

ainsi, de le préparer à la réalisation d'un fréquencemètre digital que nous décrirons ensuite,

— offrir à l'amateur l'occasion de construire un générateur de signaux digitaux qui lui permette de faire l'essai de circuits intégrés logiques dans des conditions réalistes : ce type d'appareil ne court pas les rues.

Comme de coutume, mais il apparaît que l'on ne saurait trop insister dans ce domaine, nous déconseillons la réalisation de montages digitaux aux lecteurs très profanes ou qui n'ont pas la patience et le goût de se lancer dans cette technologie qui diffère sensiblement de la « grosse électronique » : ils le regretteraient et cela, bien sûr, nous ne le souhaitons pas.

Cela dit, la mise en œuvre de ces circuits, pour peu qu'elle soit réalisée avec soin et suivant les directives générales que nous indiquons, n'est pas insurmontable pour un amateur moyen.

Il est important, dans ce domaine plus que dans tout autre, de bien comprendre ce que l'on fait afin d'éviter les

erreurs d'interprétation ou de manipulation qui risqueraient de lasser l'expérimentateur et de lui faire consommer du composant. C'est pourquoi nous avons jugé utile d'apporter quelques éclaircissements élémentaires à l'usage de ceux qui seraient insuffisamment informés et que les amateurs éclairés pourront sauter s'ils le désirent.

Bien entendu, les notions de base que nous rappelons sur les circuits logiques sont très largement insuffisantes et nous ne saurions trop conseiller à nos lecteurs de les approfondir en consultant les ouvrages et articles qui foisonnent sur ce sujet.

LE MONDE DE LA LOGIQUE NE COMPREND QUE DEUX ETATS

C'est bien là la notion essentielle qu'il faut retenir.

En électronique classique, la pratique des amplificateurs linéaires a habitué l'esprit du technicien amateur à raisonner en termes de proportionnalité. C'est ainsi que l'on

peut parler de gain et de fidélité de reproduction du signal. Ces notions n'ont aucun sens en logique car l'on ne peut envisager que deux cas :

- il y a présence de signal (état ou niveau 1),
- il y a absence de signal (état ou niveau 0).

C'est un système binaire.

On conçoit alors facilement que la valeur du seuil de tension où l'on définit le passage du niveau 0 au niveau 1 puisse être imposée à un système logique. En fait, pour éviter une indétermination le seuil se partage en deux valeurs que l'on a l'habitude d'appeler seuil bas (en dessous duquel le niveau est 0) et seuil haut (au-dessus duquel le niveau est 1). Ces deux seuils sont séparés d'une courte zone de transition correspondant à une indétermination.

On a représenté sur la figure 1 la valeur pratique des différents niveaux pour une « logique » de + 5 V (valeur normalisée de la tension d'alimentation des circuits).

La transmission d'une unité d'information binaire (ou bit) nécessite donc le passage brusque du niveau 0 au

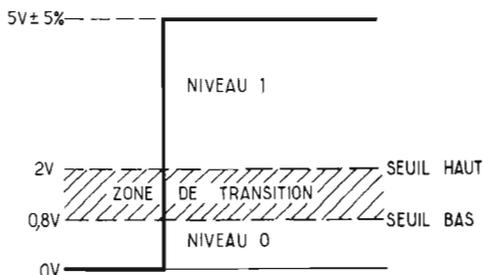


Fig. 1. - Les niveaux logiques.

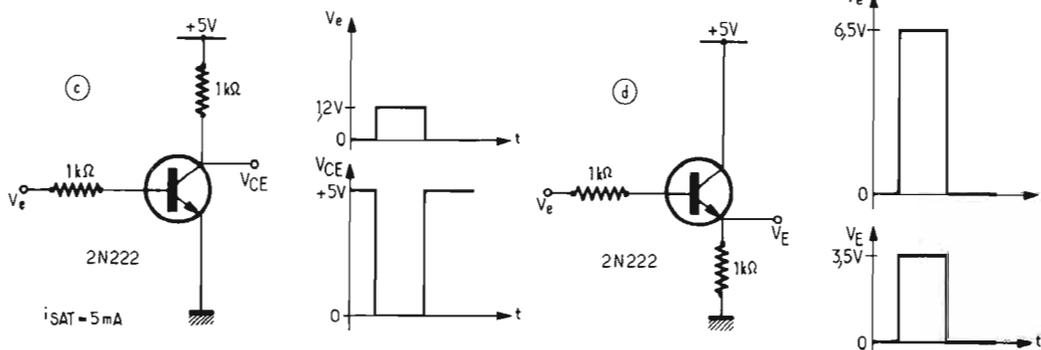
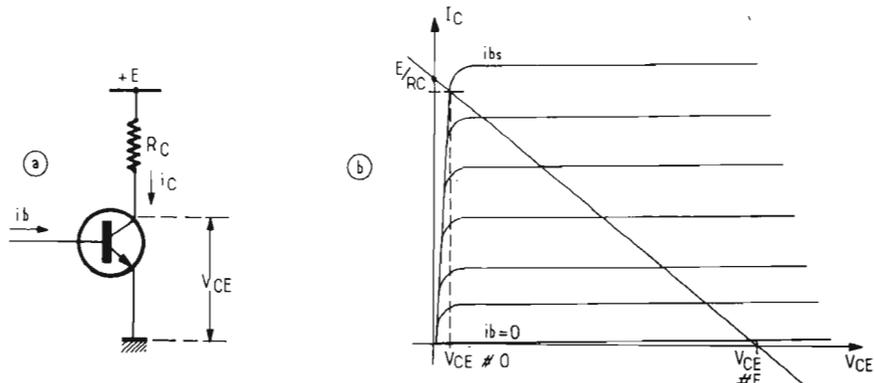


Fig. 2. - Le transistor en « tout ou rien ».

niveau 1 puis le retour à 0, ce qui correspond à la formation d'une impulsion.

On pourrait s'étonner de la grande simplicité de principe d'un système logique si on le compare à un système proportionnel ou **analogique** qui comporte une infinité d'états. Il faut retenir, comme on le verra, que c'est la succession ou la combinaison de plusieurs états logiques ou de plusieurs bits qui permettra de former une information quantifiée sur une échelle plus grande que zéro ou un...

LE TRANSISTOR EN LOGIQUE

Par ses propriétés de saturation franche, un transistor se prête assez facilement à ces manipulations par tout ou rien.

Dans un montage amplificateur classique à émetteur commun, avec une résistance R_c dans le collecteur, le courant collecteur est égal à β fois le courant de base (β = gain statique en courant). Voir la figure 2a.

Le courant collecteur crée dans la résistance de charge une chute de tension égale à $R_c \cdot I_c$, lorsque le courant de base est égal à i_b et la tension d'alimentation égale à E .

Considérons le diagramme bien connu I_c/V_{ce} d'un transistor NPN (voir fig. 1b). La droite de charge de pente $1/R_c$ coupe l'axe V_{ce} en E et l'axe I_c en E/R_c .

Lorsque $i_b = 0$, il n'existe pas d'autre courant collecteur qu'un éventuel courant de fuite I_{ce0} , insignifiant dans le cas d'un transistor silicium. La chute de tension dans R_c est quasi nulle et $V_{ce} = E$.

Si, au contraire, un courant important dit de saturation i_{bs} est envoyé sur la base, il déterminera un courant collecteur tel que $I_{cs} = \beta i_{bs}$. En consultant le diagramme, on voit que ce courant est voisin de E/R_c .

Si on augmentait encore i_b au-delà de i_{bs} , I_{cs} resterait sensiblement constant et V_{ce} serait très proche de zéro.

Avec une tension de 5 V d'alimentation, on peut donc

utiliser un transistor en logique : entre le cut-off ($i_b = 0$, $V_{ce} = 1$ logique) et la saturation ($i_b = i_{bs}$ et $V_{ce} = 0$ logique). On se sert, d'ailleurs de cette propriété pour réaliser des écrêteurs.

Le schéma de la figure 1a est théorique. En effet, si l'on augmentait par trop la tension d'entrée, on risquerait de détruire la jonction base-émetteur par excès de courant. En pratique on utilisera le montage de la figure 1c qui limite i_b à la valeur $V_e/1000$.

Ce dernier montage permet de réaliser un amplificateur d'impulsions très simple mais avec **inversion de polarité**. Si l'on veut obtenir une même polarité, il convient d'utiliser un deuxième étage en cascade ou un montage à émetteur follower tel que celui de la figure 1d, mais dans ce dernier cas, on demande une tension d'entrée plus élevée que la tension de sortie.

Bien entendu, une quantité d'autres montages plus élaborés sont possibles que nous n'avons pas représentés par souci de simplicité.

L'APPAREIL DE MESURE ELEMENTAIRE : LE TEMOIN LOGIQUE

Lorsque l'on dispose d'un oscilloscope, voire d'un multimètre, il est très facile de repérer l'état logique d'un point de test sur un circuit (1 logique si $V \geq 2$ V et 0 logique si $V \leq 0,8$ V). C'est évidemment faire un maigre cas des possibilités étendues de ces nobles appareils que l'on préférera utiliser à d'autres mesures.

En fait, puisqu'il s'agit de vérifier, en gros, la présence ou l'absence de tension en un point, rien ne remplace une bonne vieille ampoule 6 V 0,05 A pour sa simplicité : elle s'allumera pour 1 et restera éteinte pour 0, constituant ainsi un témoin logique.

Mais on connaît la fragilité de ces ampoules et leur consommation relativement élevée qui risque d'être incompatible avec l'aptitude qu'auraient certains montages à fournir du courant...

C'est pourquoi il est pré-

conisé de réaliser un témoin logique en utilisant une diode électro-luminescente (ou LED) qui éclaire parfaitement à partir d'un courant de 10 mA. La figure 3 présente un dispositif de ce type constitué d'un tube laiton de 10 à 15 cm de longueur et de 8 à 10 mm de diamètre. Le dessin de la figure 3 est très explicite. On utilisera une diode à lumière rouge de 5 mm.

La connexion souple de masse, terminée par une pince crocodile sera assez longue pour permettre un déplacement suffisant de la pointe de touche (20 à 30 cm).

D'autres montages peuvent être réalisés qui, par leur très faible consommation de courant de test, ne risqueront pas de perturber le fonctionnement d'un circuit logique à impédance élevée. Ces mon-

tages, décrits sur les figures 4a et 4b utilisent des transistors amplificateurs alimentés à partir du +5 V de l'unité à tester. Ils sont protégés contre un excès de tension à l'entrée.

Le circuit de la figure 4a est le plus simple. Il comporte un seul transistor NPN monté en amplificateur de courant. L'impédance d'entrée peut aller de 50 kΩ à 100 kΩ sui-

vant le type de transistor et la consommation de courant de test varie entre 25 et 50 μA pour 4 V à l'entrée.

Sur la figure 4b on a représenté un montage plus élaboré de 1,5 MΩ d'impédance, ne consommant que 3 μA sur la prise test. Il comporte 2 transistors montés en cascade, le premier attaquant le second par un montage Darlington. La résistance de

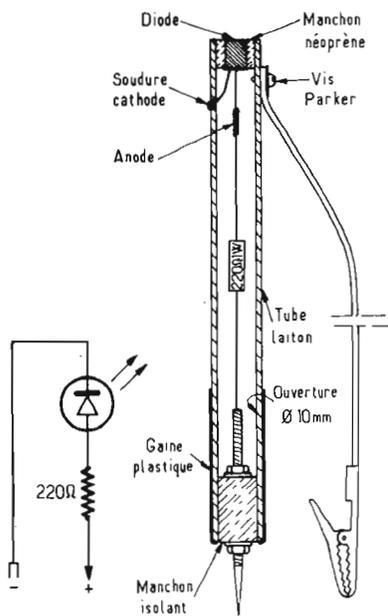


Fig. 3. - Témoin logique simplifié.

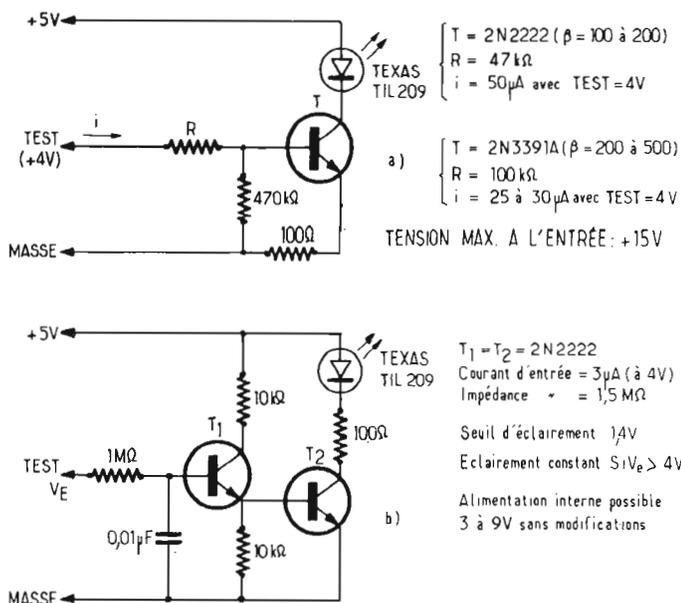


Fig. 4. - Témoins logiques à faible courant de test.

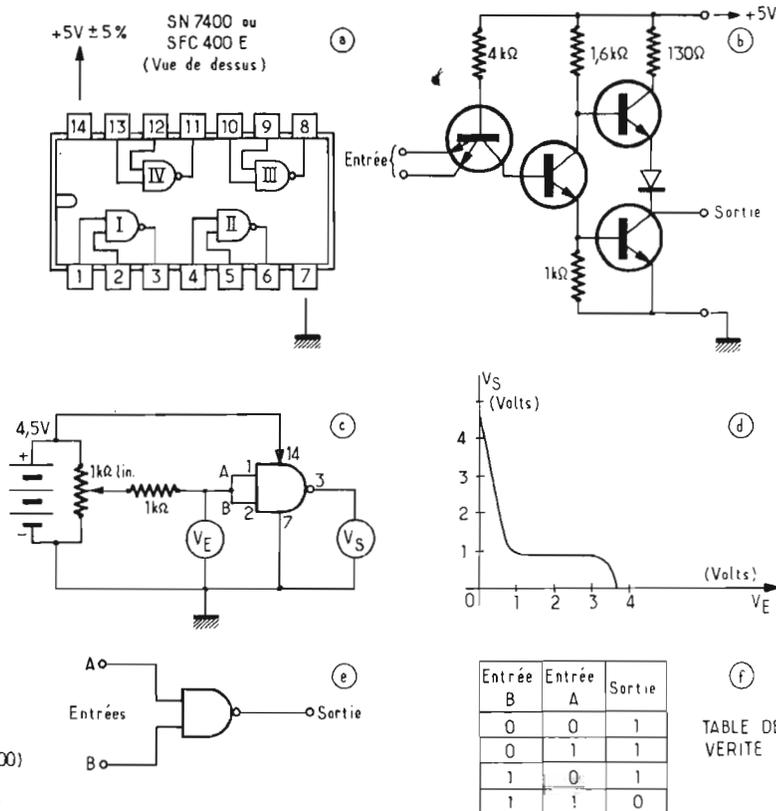


Fig. 6. - Quadruple porte NAND.

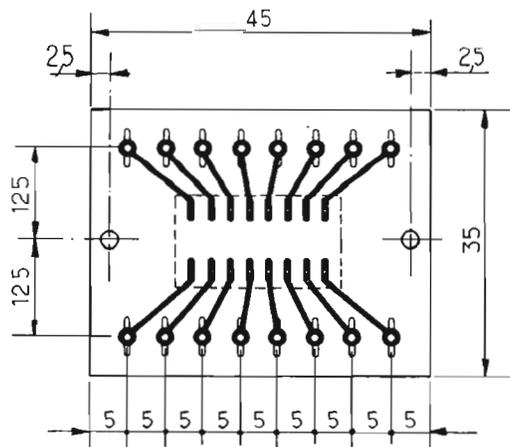


Fig. 5. - Support de circuit 2 x 7 broches monté sur plaquette imprimée.

10 kΩ dans l'émetteur de T1 n'est pas indispensable : elle fixe mieux le potentiel de liaison. On protège la diode par une résistance série de 100 Ω dans le collecteur de T2. Enfin, on filtre à l'entrée les tensions alternatives parasites au moyen d'un condensateur de 10 nF.

On notera que ce dernier montage peut être rendu entièrement autonome par une alimentation interne de 3 à 9 V.

L'un ou l'autre de ces montages peut être contenu dans un coffret de très petites dimensions, voire dans une sonde.

LES CIRCUITS INTEGRES LOGIQUES : COMMENT LES UTILISER

Le fait de ne disposer que de 2 états impose la mise en œuvre d'un grand nombre de circuits pour exprimer ou véhiculer une information complexe : d'où l'intégration des circuits. Cette opération s'est déroulée, fort heureusement suivant une normalisation à peu près universelle adoptée qui permet, tant du point de vue de l'alimentation que du brochage et des performances, de définir les règles d'utilisation simples.

— L'alimentation devra être limitée à 5 V ± 10 %, soit de 4,5 à 5,5 V. Elle sera, de préférence stabilisée ce qui n'est pas un problème puisqu'il existe des circuits spéciaux comme le SFC2309R de Sescosem qui ont été conçus pour cet usage (voir le chapitre consacré aux alimentations stabilisées).

— Des découplages HF de 20 à 100 nF seront disposés au pied de chaque circuit ou groupe de circuits entre + 5 V et masse ou commun. Pour tout montage on fera soigneusement le bilan de consommation pour être sûr que dans les pires conditions, le débit n'excède pas les possibilités de l'alimentation.

— On n'utilisera jamais de tensions négatives ou supé-

rieures à + 5 V à l'entrée d'un circuit. Il est nécessaire de n'utiliser que des signaux compatibles TTL pour ne pas courir le risque de destruction des circuits. Dans le cas d'une tension d'entrée quelconque, il est préférable d'employer un transistor tampon alimenté en + 5 V.

— Dans le cas où une entrée doit être portée au niveau logique 1, on pourra réunir cette entrée au + 5 V à travers une résistance de 4,7 kΩ. Dans de nombreux cas, le fait de laisser l'entrée en l'air aboutit au même résultat.

— Pour les montages d'essai, on utilisera des supports spéciaux. Pour faciliter les travaux sur maquette ou réaliser des tests de circuits intégrés, on aura intérêt à disposer d'un certain nombre de plaquettes support comme celle de la figure 5 (prévue pour 14 broches, mais on peut en réaliser pour 16 broches ou plus). Les bornes de sortie, réalisées au moyen de cosses spéciales pour circuit imprimé sont situées côté opposé au cuivre

de sorte que l'on aura une même présentation des sorties du circuit intégré que sur la documentation normalisée (vue de dessus).

Ce n'est qu'à l'occasion de la réalisation de cartes imprimées définitives que l'on pourra souder directement les électrodes du circuit sur la carte correspondante en utilisant un fer de faible puissance avec une panne très fine. Les court-circuits entre broches sont fréquents : on vérifiera donc avec soin les soudures d'un circuit sur un câblage imprimé.

OÙ IL FAUT QU'UNE PORTE SOIT OUVERTE OU FERMÉE

Le circuit de logique élémentaire le plus répandu est la porte NAND à 2 entrées ou plutôt la quadruple porte puisqu'il est possible d'en loger 4 identiques dans un boîtier DIL 14 broches.

La figure 6a représente un circuit de ce genre : le SN7400

(ou SFC 400E), sans doute le plus commun, avec lequel on peut faire, pour quelques francs, de nombreuses manipulations.

On trouvera en 6b, le schéma correspondant à une porte : il s'agit d'un amplificateur très facilement saturable, dont les deux entrées sont formées par deux émetteurs distincts sur le même transistor.

Si on relève la caractéristique $V_s = f(V_e)$ avec le montage de la figure 6c, on obtiendra la courbe 6d qui montre bien la forme particulière de cette caractéristique : l'ampli est normalement coupé si l'on réunit les entrées à la masse et la tension de sortie est donc élevée. Dès que l'on augmente cette tension d'entrée, la tension de sortie diminue très rapidement pour rester un peu inférieure au volt, puis s'écroule à 0 pour une entrée de l'ordre de 3,5 V. On aura donc une sortie 1 logique pour des entrées à la masse et une sortie 0 logique pour des entrées au 1 logique.

Cas n°	E	D	C	B	A	S1	S2	S3	S4	Diode
0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	*
1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	*
2	0	0	0	1	0	1	1	0	1	*
3	0	0	0	1	1	0	1	1	1	*
4	0	0	1	0	0	1	1	0	1	*
5	0	0	1	0	1	1	1	0	1	*
6	0	0	1	1	0	1	1	0	1	*
7	0	0	1	1	1	0	1	1	1	*
8	0	1	0	0	0	1	1	0	1	*
9	0	1	0	0	1	1	1	0	1	*
10	0	1	0	1	0	1	1	0	1	*
11	0	1	0	1	1	0	1	1	1	*
12	0	1	1	0	0	1	0	1	1	*
13	0	1	1	0	1	1	0	1	1	*
14	0	1	1	1	0	1	0	1	1	*
15	0	0	1	1	1	0	0	1	1	*
16	1	0	0	0	0	1	1	0	1	*
17	1	0	0	0	1	1	1	0	1	*
18	1	0	0	1	0	1	1	0	0	*
19	1	0	0	1	1	0	1	1	1	*
20	1	0	1	0	0	1	1	0	1	*
21	1	0	1	0	1	1	1	0	1	*
22	1	0	1	1	0	1	1	0	0	*
23	1	0	1	1	1	0	1	1	0	*
24	1	1	0	0	0	1	1	0	1	*
25	1	1	0	0	1	1	1	0	1	*
26	1	1	0	1	0	1	1	0	1	*
27	1	1	0	1	1	0	1	1	0	*
28	1	1	1	0	0	1	0	1	0	*
29	1	1	1	0	1	1	0	1	0	*
30	1	1	1	1	0	1	0	1	0	*
31	1	1	1	1	1	0	0	1	0	*

* = ALLUMÉE

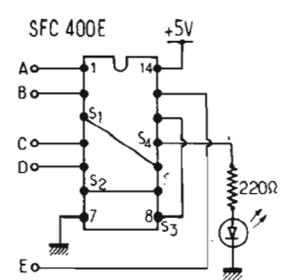
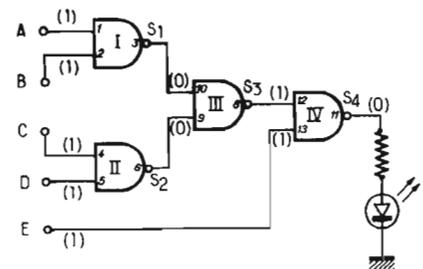


Fig. 7. - Petit problème de logique combinatoire.

On notera que, contrairement aux apparences, lorsque les entrées sont en l'air, du fait que la configuration particulière de ce montage, tout se passe comme si les entrées étaient au niveau 1.

On peut ainsi réaliser un circuit qui affiche un niveau opposé à celui des entrées, si les entrées A et B sont réunies. Ce circuit se nomme porte ET-NON ou porte ET inverseuse. Il est de coutume de le désigner par le terme anglais NAND, contraction de NON-AND.

Il existe également des portes OU qui réagissent lorsqu'une entrée OU l'autre est sollicitée. On trouvera des détails sur ces circuits dans les ouvrages de base sur la logique.

Il est intéressant de noter ce qui se passe lorsque l'on

excite séparément les entrées A et B d'un même circuit ET, par des niveaux 0 ou 1, en utilisant toutes les combinaisons possibles, soient 4 au total.

Le tableau de la figure 6f indique le résultat obtenu : la sortie est 1 si les entrées sont 0 ou différentes ; elle est 0 si les entrées sont toutes les deux à 1. Ce tableau très simple qu'il convient de bien retenir, se nomme « table de vérité ». Il sera constitué chaque fois qu'un problème de logique se posera.

LES COMBINAISONS

L'utilisation de plusieurs portes NAND entraîne une complexité qui peut être telle que l'état de la sortie ne soit pas déductible a priori. Il faut

alors procéder avec la méthode logique que nous préconisons.

Pour bien faire comprendre ce problème, nous avons choisi un exemple. On utilisera un seul SFC 400E et un témoin logique montés comme indiqué sur la figure 7.

Les sorties S1 et S2 des portes I et II sont envoyées vers les entrées de la porte III dont la sortie S3 est réunie à l'une des entrées de la porte IV. Chacune des entrées A, B, C, D, E peut être portée au niveau 0 (à la masse) ou 1 (en l'air). Le témoin logique est branché entre la sortie S4 de la porte IV et la masse.

On se propose de rechercher quelles sont les combinaisons pour lesquelles la diode reste éteinte.

Il convient de remarquer,

tout d'abord, que le nombre de combinaisons qui permet de combiner 2 valeurs de niveau logique sur 5 entrées est égal à 2^5 soit 32 (0 à 31).

On dressera une table de vérité comme celle de la figure 7 de 32 lignes et de 11 colonnes. On inversera les états toutes les lignes sur la colonne A, toutes les 2 lignes sur la colonne B, etc., toutes les 16 lignes sur la colonne E. Cette disposition offre 2 avantages :

- toutes les combinaisons sont couvertes sans erreurs ni omissions,
- la lecture horizontale correspondant à un cas n permet d'exprimer le nombre n en binaire (ainsi 20 s'exprime par 10100).

Pour aider la résolution de ce problème, on a dressé les

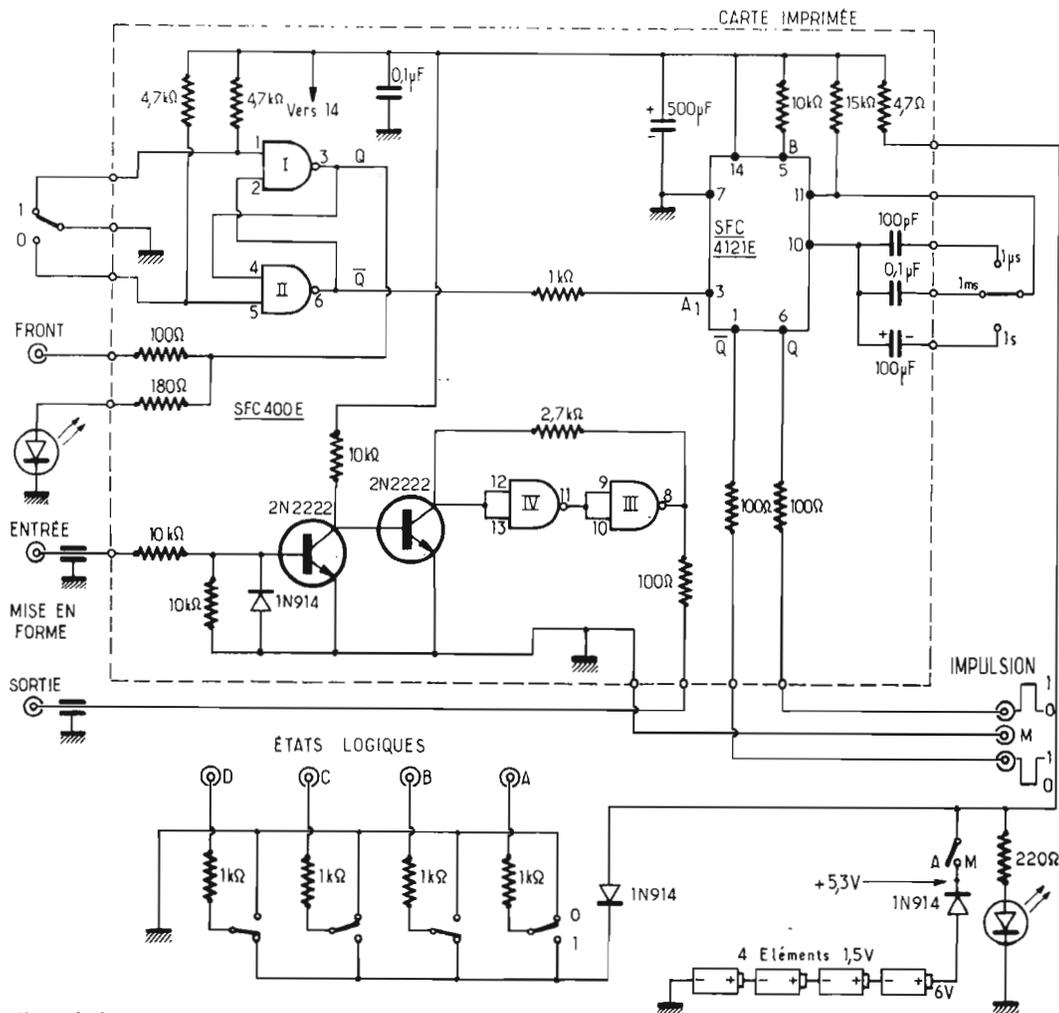


Fig. 8. - Schéma d'un générateur de signaux logiques.

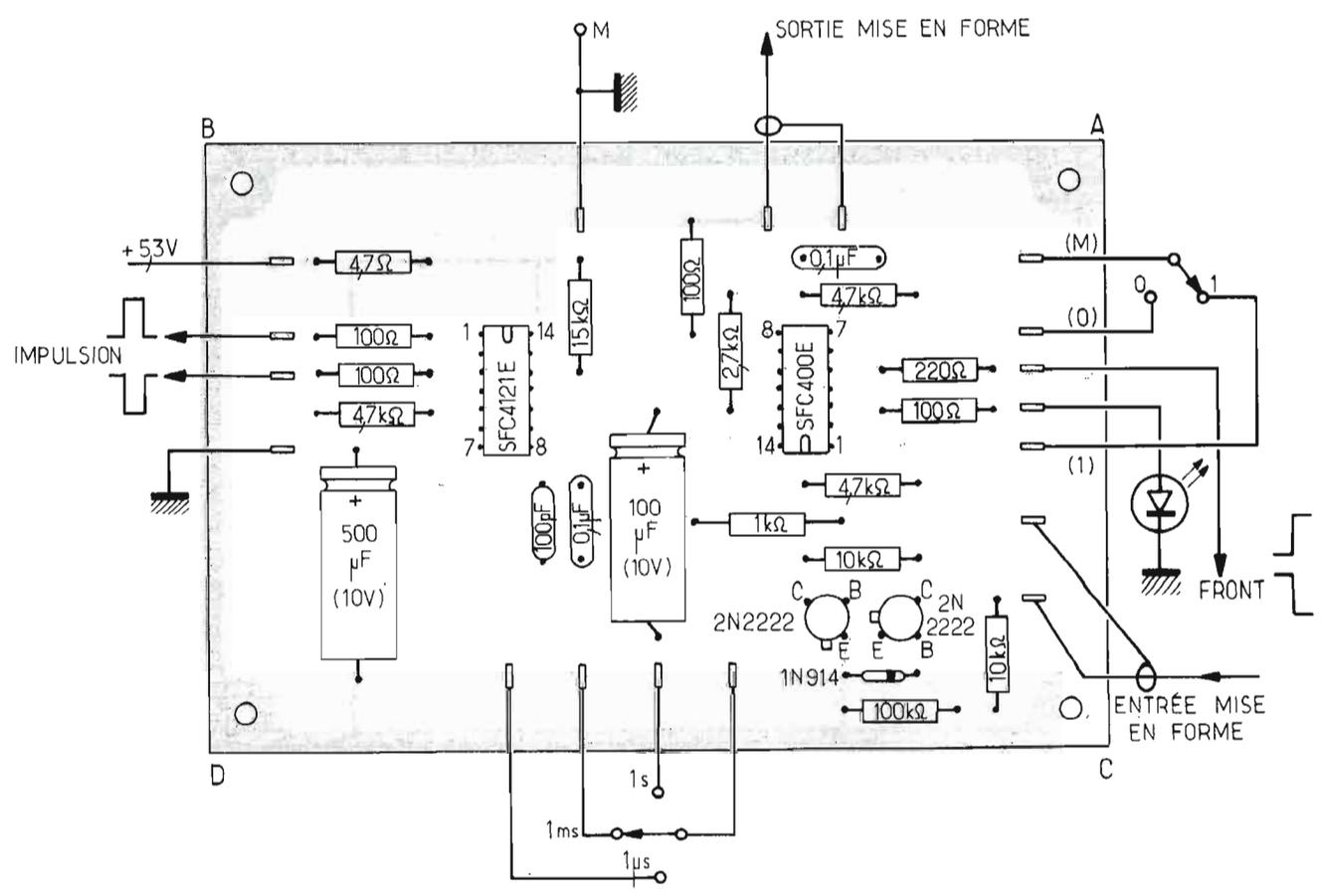
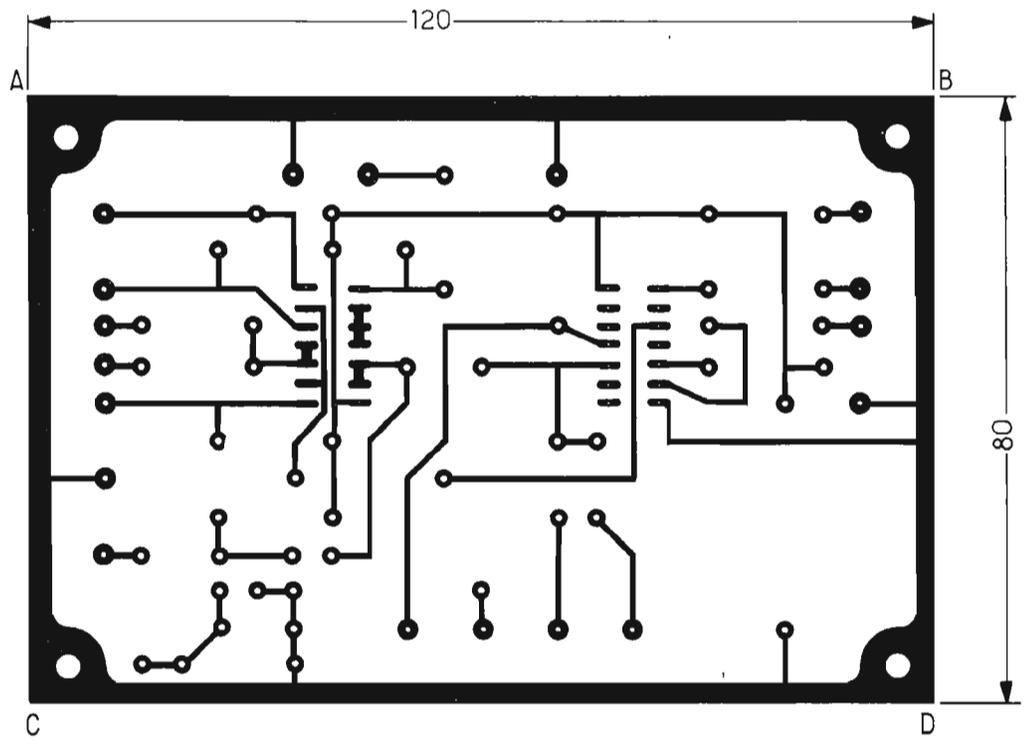


Fig. 9. - Carte imprimée du générateur.

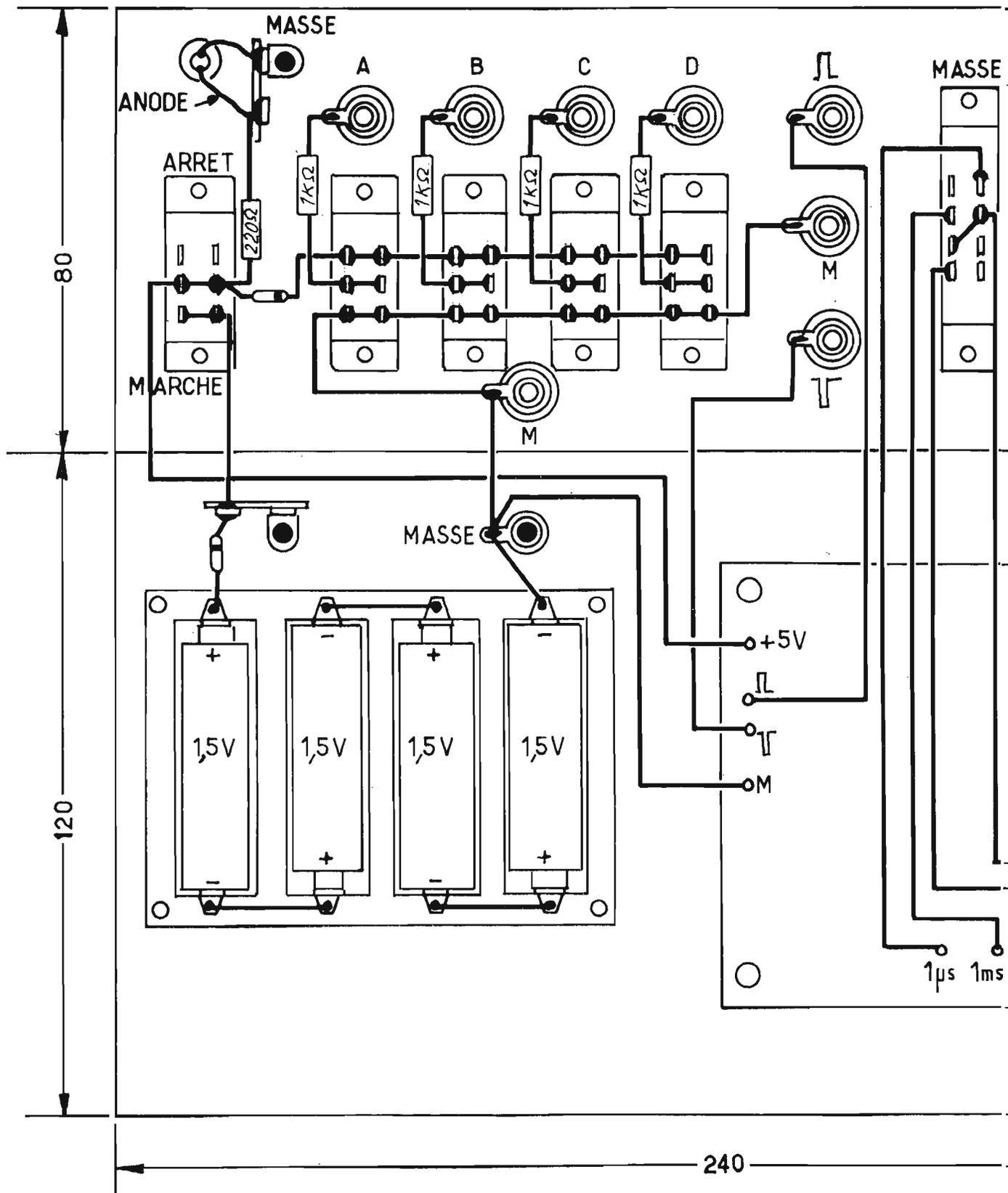


Fig. 10. - Plan de câblage.

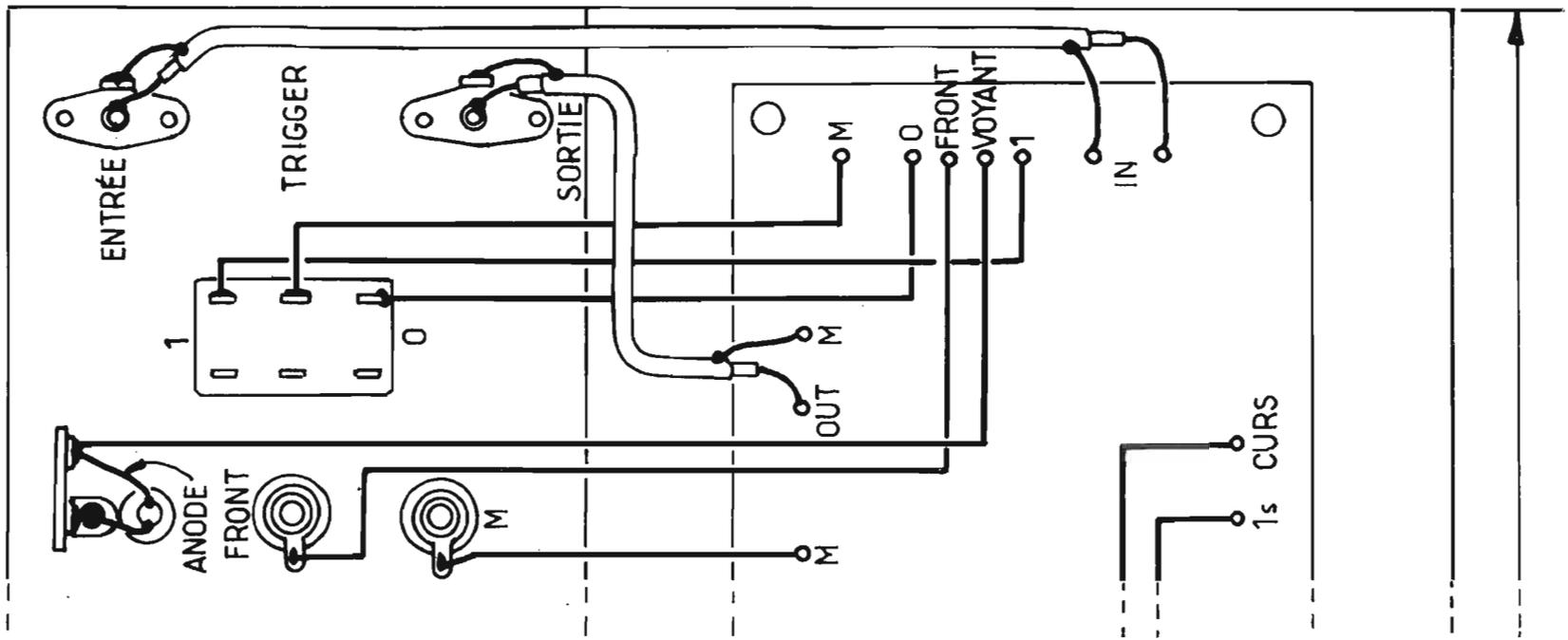
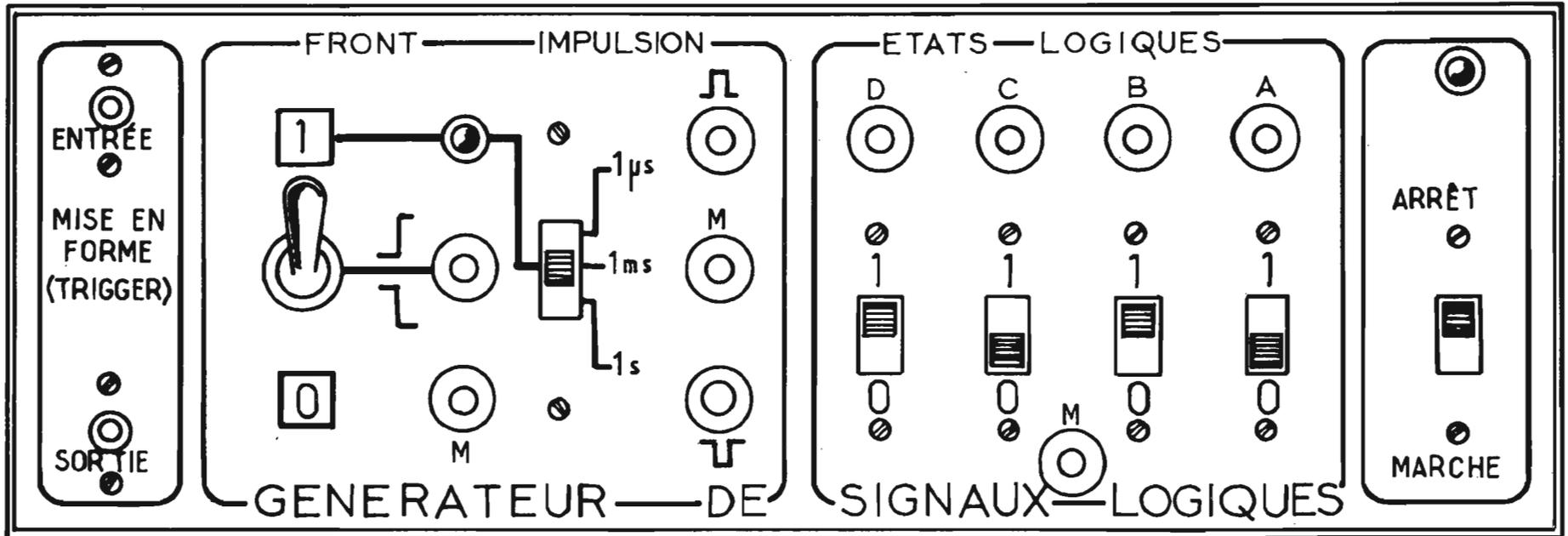


Fig. 11. - Face avant du générateur.

colonnes S1, S2, S3 et S4, sachant que :

- à S1 correspondent les entrées A et B,
- à S2 correspondent les entrées C et D,
- à S3 correspondent les entrées S1 et S2,
- à S4 correspondent les entrées S3 et E.

On appliquera la logique de la table de vérité de la figure 6 à chacun des cas élémentaires pour S1, S2, S3 et S4. On obtiendra enfin une extinction de la diode (S4 = 0) pour les 7 cas suivants : 19 - 23 - 27 - 28 - 29 - 30 - 31 du tableau, ce qui n'était pas intuitif.

Les chiffres en parenthèses indiqués sur le schéma correspondent aux 5 entrées en l'air (A = B = C = D = E = 1) ce qui représente le cas n° 31.

Partant de cet exemple, on pourrait en bâtir d'autres auxquels correspondraient des cas d'extinction ou d'allumage différents, ce qui montre l'intérêt des circuits combinatoires pour trier une information parmi plusieurs.

Nous invitons les lecteurs intéressés à construire d'autres exemples ce qui constitue un excellent entraînement à l'étude des circuits digitaux.

Comme nous l'avons indiqué, nous ne développerons pas d'autres aspects de la logique sous peine de nous égarer dans un véritable maquis de circuits. Nous renvoyons le lecteur à la documentation technique spécialisée.

UN GENERATEUR DE SIGNAUX LOGIQUES

L'expérimentation sur les circuits logiques, notamment sur les circuits séquentiels nécessite une mise en forme pour que les signaux d'entrée soient compatibles. Dans le cas contraire le fonctionnement des bascules, décades et autres « triggers » n'est pas assuré.

Il est d'autre part nécessaire de disposer d'une source

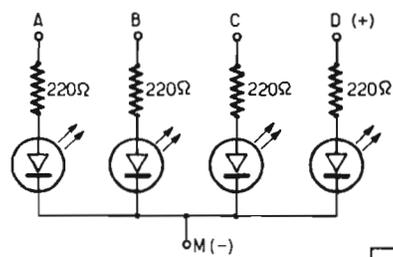
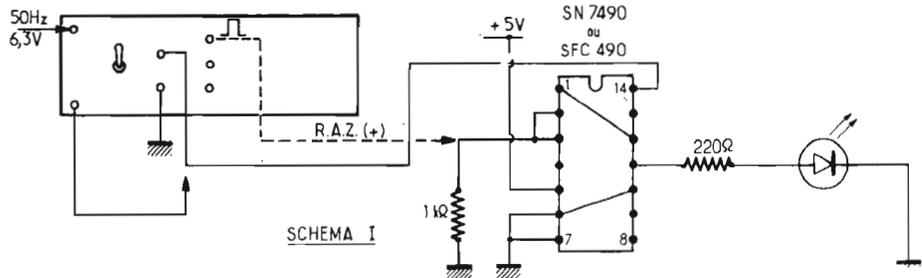
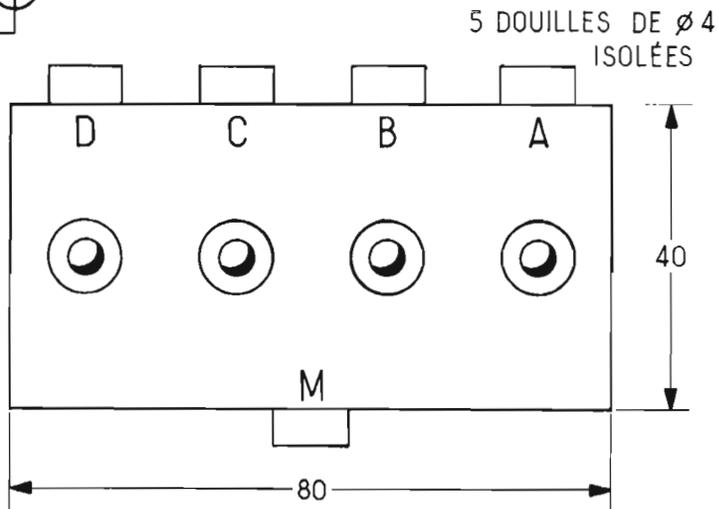
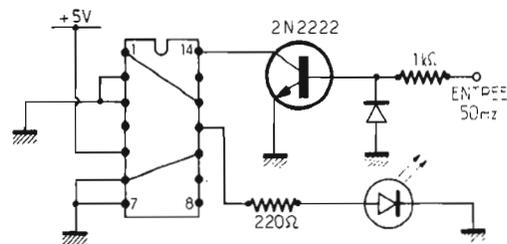


Fig. 12. - Batterie de 4 témoins logiques.



SCHEMA I



SCHEMA II

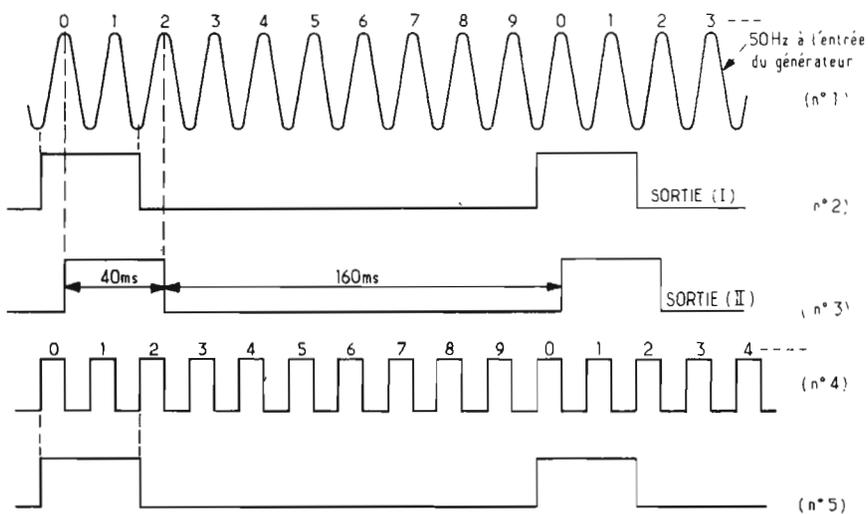


Fig. 14. - Essai d'une décade.

de variation 0-1 très brutale de tension et de générer une impulsion unique pour étudier la réponse de certains circuits à ce genre de sollicitation.

L'appareil que nous présentons est capable de fournir tous ces signaux. Il ne comprend, au total, que 2 circuits intégrés et 2 transistors.

Le schéma est donné sur la figure 8.

Les portes NAND I et II d'un demi-SFC 400E sont montés en bascule RS. L'état des sorties est défini par celui des entrées. On peut changer cet état par la manœuvre d'un simple inverseur. Le basculement est alors unique, même si l'inverseur rebondit sur son contact ce qui est assez fréquent. La transition est extrêmement rapide.

On obtient ainsi un « front » montant (0 à 1) ou descendant (1 à 0) suivant le mouvement de l'inverseur dont le curseur est réuni à la masse.

L'état de la sortie FRONT est signalé par un témoin logique branché en permanence. Si, par exemple, ce témoin est éteint, lorsque l'inverseur est sur 0, on saura que la manœuvre de l'inverseur de 0 vers 1 créera un front montant.

L'autre sortie du basculeur RS est envoyé sur un circuit monostable de précision SFC412E. Le front descendant (généralisé en même temps que le front montant disponible en sortie) entraîne la formation d'une impulsion unique dont la largeur est définie par le choix d'un condensateur en relation avec une résistance fixe (15 k Ω). Un tel

circuit avait déjà été employé dans le générateur d'impulsions du chapitre précédent.

Les largeurs disponibles sont 1 μ s, 1 ms ou 1 s. Les sorties sont en impulsion 0-1 ou 1-0.

Une autre fonction de l'appareil est la mise en forme rectangulaire compatible TTL d'une tension d'amplitude et d'allure quelconque (notamment sinusoïdale). Pour cela, la tension est envoyée sur un amplificateur à entrée protégée à 2 étages en cascade. Cet amplificateur est suivi d'un trigger de Schmitt qui utilise les deux autres portes NAND III et IV du SFC 400E. Il faut au moins 1 V efficace ou 2 V crête à l'entrée pour entraîner le fonctionnement du trigger.

Comme il faut craindre que des court-circuits puissent se produire à l'occasion de l'utilisation de l'appareil, toutes les sorties sont protégées par des résistances de 100 Ω en série pour prévenir toute destruction de circuit.

Un complément a été prévu en disposant un générateur d'états logiques 0 ou 1 à 4 bits. Les sorties sont commandées par de simples inverseurs (0-1). La protection est dans ce cas de 1 000 Ω pour une tension de 4,8 V.

L'alimentation de l'appareil se fait par piles (alcalines si possible). Quatre éléments en série donnent 6 V amenés à 5 V au moyen d'une diode et d'une résistance en série avec les circuits générateurs de tension brusque. Le circuit « états logiques » est isolé par diode des autres utilisations.

La figure 9 indique les caractéristiques de la carte

imprimée qui supporte tous les circuits (sauf le générateur d'états).

On trouvera sur la figure 10 le plan de câblage de l'ensemble et sur la figure 11 la présentation de la face avant du générateur (dimensions du coffret 120 x 240 x 80 mm).

En complément du générateur, il est préconisé de réaliser une batterie de 4 témoins logiques comme indiqué sur la figure 12. On notera la disposition DCBA de la gauche vers la droite ce qui, comme sur le générateur d'états, permet de lire directement la valeur du paramètre en binaire.

LES APPLICATIONS DU GENERATEUR

Il ne saurait être question de citer toutes les applications du générateur de signaux logiques. Pour bien montrer l'intérêt de cet appareil, nous avons choisi 4 exemples rela-

tifs aux essais de circuits intégrés logiques usuels. On utilisera, pour cela, des supports montés sur plaquettes (voir plus haut).

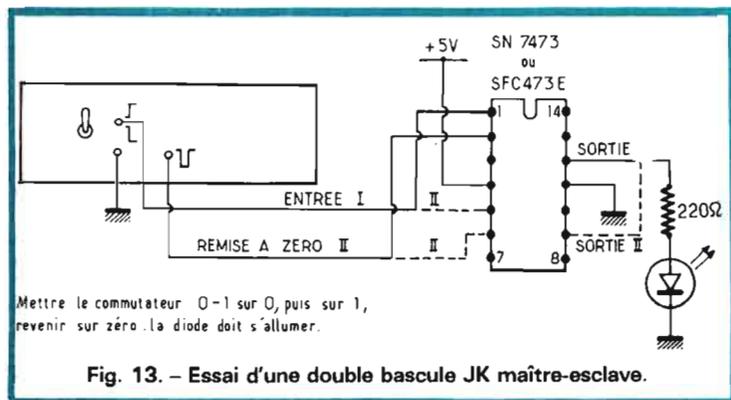
ESSAI D'UNE DOUBLE BASCULE JK MAITRE-ESCLAVE (FIGURE 13)

L'intégration de deux bascules dans un boîtier 14 broches est réalisée avec le circuit SFC 473E. Le contrôle du bon fonctionnement se fera successivement sur chacune des bascules de la façon suivante :

- on relie la broche d'entrée (CLOCK) à la sortie FRONT de l'appareil et la remise à zéro (CLEAR) correspondante à la sortie d'impulsion (1-0),
 - le témoin logique est branché sur la sortie Q de la bascule en essai.
- Au repos, la bascule est dans un état tel que Q = 0, après remise à zéro entraînée

RESUME DES CARACTERISTIQUES DU GENERATEUR

Fonction :	
Mise en formes	sortie d'un créneau rectangulaire compatible TTL (environ 3,5 V crête à la fréquence du signal d'entrée, ou basculement pour un niveau d'entrée croissant lentement de 0 à + 2 V ; protection contre les signaux négatifs ou trop positifs jusqu'à plusieurs dizaines de volts.
Front	génération d'un front montant de 0 à 3,5 V ou descendant de 3,5 V à 0 lorsque le commutateur passe respectivement de 0 à 1 ou de 1 à 0 (temps de montée 10 à 20 ns) ; un témoin logique indique l'état permanent de la sortie.
Impulsion	génération d'une impulsion unique lorsque le commutateur « Front » passe de 0 à 1 (sans effet de 1 à 0) ; la largeur de l'impulsion est réglable sur chacune des 3 valeurs suivantes : 1 μ s, 1 ms et 1 s ; la sortie s'effectue en impulsion de 0-1 ou en impulsion de 1-0.
Etats logiques	4 états logiques affichés DCBA de valeur 0 ou 1 permet tant la formation d'un mot binaire de 0000 à 1111 soit de 0 à 16 en décimal (la sortie Front peut être éventuellement utilisée comme 5 ^e état).



par le passage du commutateur de 0 à 1.

On ramène le commutateur sur 0 ce qui entraîne l'allumage permanent de la diode ($Q = 1$) jusqu'à ce que le commutateur soit de nouveau remis sur 1.

La bascule fera un nouveau cycle après une nouvelle commutation de 1 vers 0 (synchro par front arrière) et ainsi de suite.

ESSAI D'UNE DECADE (FIGURE 14)

On peut réaliser cet essai sur un circuit SFC 490. On attaque l'entrée du comptage par un signal à 50 Hz mis en forme ou par la manœuvre répétée du commutateur FRONT (schéma I). On observera alors un changement de niveau pour les états 0 à 2 (1) puis un retour à 0 logique (courbes n° 1, 2 ou 4, 5).

Si l'on dispose d'un oscilloscope à double trace, on observera les signaux correspondants (avec 50 Hz, on a bien un créneau 1 de 40 ms et un repos de 160 ms au zéro logique, ce qui donne bien une période de 200 ms, 10 fois plus importante que celle du 50 Hz).

Si l'on arrête le comptage à un instant quelconque et que l'on applique une impulsion de remise à 0, on se retrouvera à l'état n° 2, après le basculement 1-0.

Il est enfin possible d'attaquer le circuit par un transistor monté comme sur le schéma II, avec une source de 50 Hz branchée sur sa base (quelques volts). On observera alors le signal correspondant à la présentation n° 3 (le décalage est dû à l'inversion de phase données par le transistor-tampon).

ESSAI D'UNE MEMOIRE 4 BITS (FIGURE 15)

Ce circuit SFC 475E comporte 4 bascules dont l'état de sortie ne reflète l'état d'entrée qu'après application

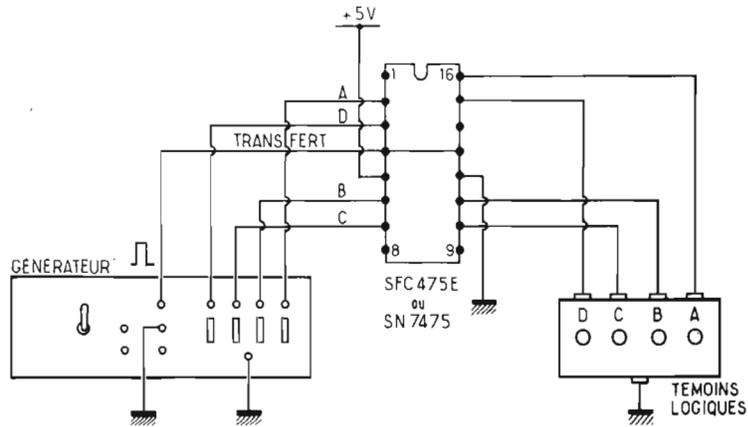


Fig. 15. - Essai d'une mémoire à 4 bits.

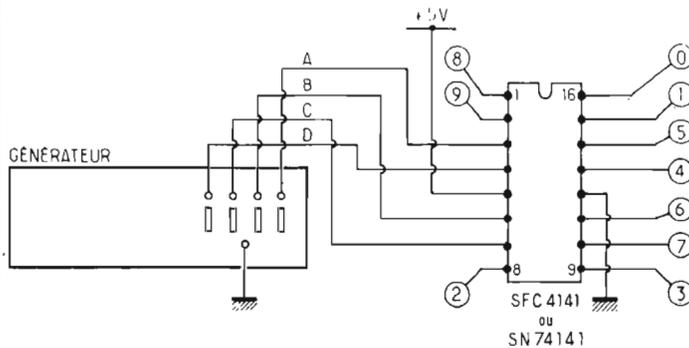
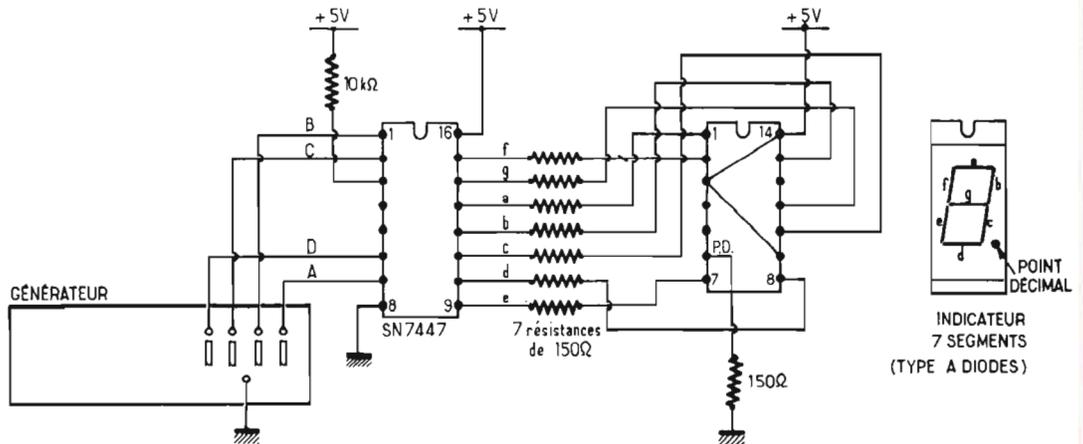
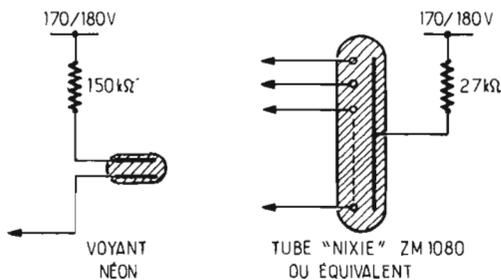
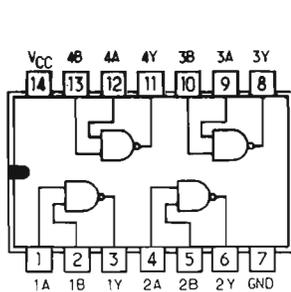


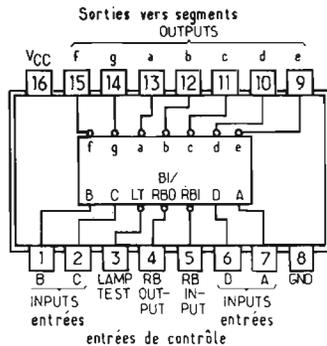
Fig. 16. - Essai de décodeurs/driver pour indicateurs numériques.

D	C	B	A	DEC.
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9

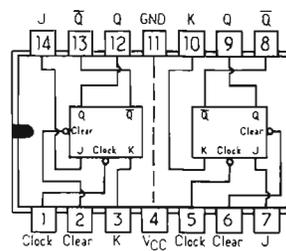




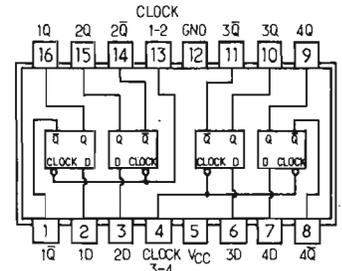
SN 7400
 QUADRUPLE PORTE "NAND" A
 DEUX ENTRÉES



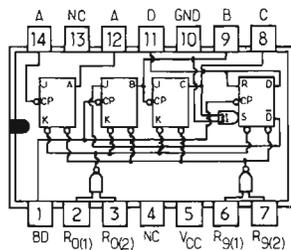
SN 7447
 DECODEUR/DRIVER POUR INDICATEUR
 7 SEGMENTS



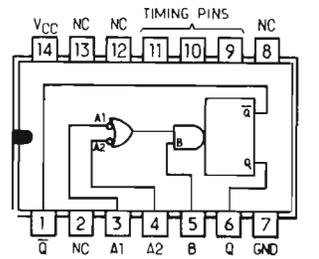
SN 7473
 DOUBLE BISTABLE JK MAITRE
 ESCLAVE



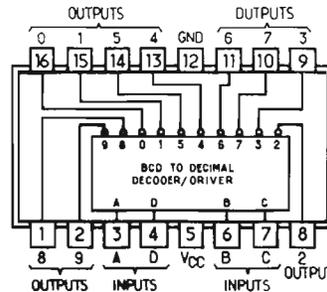
SN 7475 N
 MÉMOIRE A 4 BISTABLES



SN 7490
 DECADE (COMPTEUR)



SN 74121 N
 MONOSTABLE PROGRAMMABLE
 (C ENTRE 10 et 11, R ENTRE 9 et 14)



SN 74141 N
 DECODEUR/DRIVER POUR TUBE "NIXIE"

Fig. 17. - Quelques circuits
 intégrés digitaux parmi les
 plus utilisés - vues de dessus.
 (D'après docum. Texas Ins-
 truments).

d'une impulsion de transfert 0-1.

L'essai est extrêmement simple en utilisant le générateur d'états et la batterie de témoins logiques.

Les entrées ABCD et les sorties correspondantes sont branchées comme indiqué sur la figure. On utilisera le générateur d'impulsion unique qui formera l'impulsion de transfert (1 μ s) dès que le commutateur passera de 0 à 1. On fera l'essai avec toutes les entrées sur 1 puis sur 0.

**ESSAI DE
 DECODEURS/DRIVERS
 POUR INDICATEURS
 NUMÉRIQUES
 (FIGURE 16)**

La table de vérité montre dans quels états respectifs doivent être les quatre entrées ABCD pour opérer un affichage déterminé en digital.

Le circuit SFC 4141 est prévu pour un tube Nixie. On peut l'essayer en branchant un tel tube sur les sorties 0

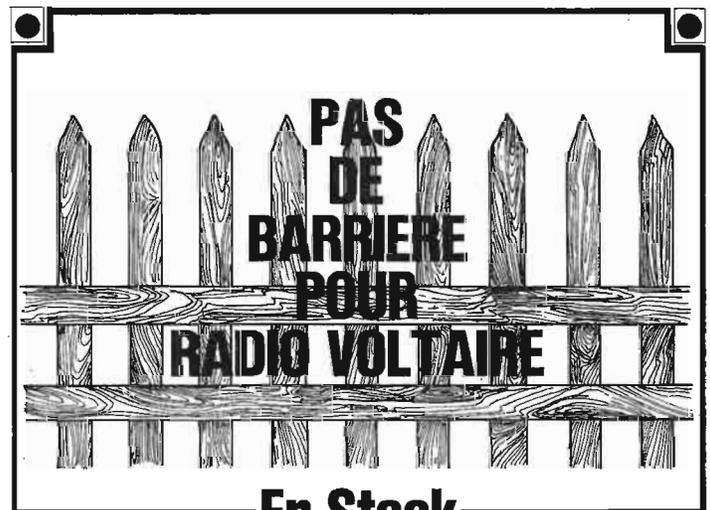
à 9 correspondantes, ou plus simplement, un témoin au néon successivement sur chaque sortie décodée.

Le circuit SN7447 (Texas) alimente un indicateur 7 segments à diodes électro-luminescentes. On entre sur ABCD de la même façon que précédemment. Le circuit est prévu pour mettre chacun des 7 segments à la masse (à travers 150 ou 180 Ω) suivant la matrice de décodage qui convient à la formation des chiffres décimaux.

Ainsi, comme on a pu le voir, les applications du générateur de signaux logiques sont nombreuses. Nous invitons les lecteurs intéressés à en étudier quelques autres (circuits OU, inverseurs, diviseurs binaires, décompteurs, registres, etc). D'autres cas peuvent être envisagés sur des ensembles ou sous-ensembles logiques divers (codeurs, multiplexeurs, etc.).

J.C.

(A suivre)



En Stock

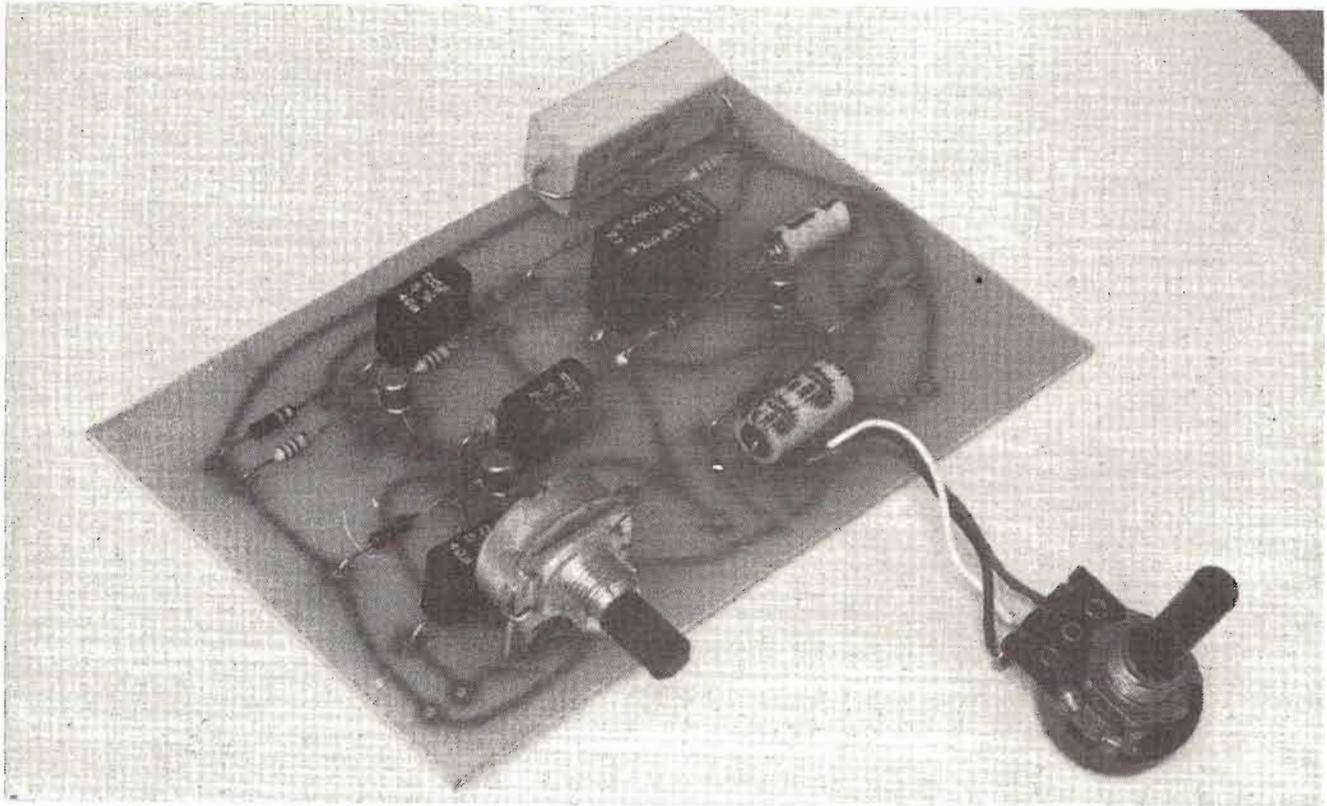
**TEXAS INSTRUMENTS
 RTC COGECO
 INTERNATIONAL RECTIFIER
 GENERAL INSTRUMENT
 EUROPE
 A. JAHNICHEN & C^{ie}**

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle

150, 155, av. Ledru-Rollin - 75011 Paris
 Tél. 357.50.11 +

UN LIMITEUR DE SOUFFLE



NOTRE appareil a pour but de supprimer le souffle des bandes magnétiques, ainsi que les « scratches » des disques. Ceci est souvent intéressant, surtout pour les cassettes et les disques usagés. Il ne fallait cependant pas, sous prétexte d'éliminer les bruits de surface, supprimer les aigus des enregistrements, ceci nuisant beaucoup à la présence et à la clarté de l'enregistrement. La solution consistait donc en l'élaboration d'un appareil agissant comme un filtre atténuant les aigus, lors de l'absence de modulation, mais se déconnectant dès l'apparition de celle-ci. C'est là le principe de fonctionnement de notre réalisation. Etant donné sa large plage de réglage de sensibilité d'entrée, notre appareil pourra se brancher en sortie de n'importe quel magnétophone, qu'il soit à cassette ou à bande classique.

On peut également le raccorder en sortie d'une platine,

à condition qu'elle soit munie d'une cellule céramique ou piezo. Dans le cas des platines munies de cellules magnétiques, il est nécessaire d'intercaler un préamplificateur équipé de la correction RIAA entre la platine et notre montage.

ETUDE TECHNIQUE

La partie essentielle de ce montage n'est en fait qu'une cellule RC formant un filtre passe-bas. Elle se compose du condensateur de $0,33 \mu\text{F}$, de la résistance de $1 \text{ k}\Omega$, du potentiomètre et de la résistance du circuit gate, source

du transistor à effet de champ. La variation de résistance du transistor à effet de champ est proportionnelle à la tension appliquée à la gate de celui-ci. Elle varie d'environ 450Ω au pincement.

Etudions la fréquence de coupure de cette cellule.

Si $V_{GS} = 0 \Rightarrow R_{FET} = 450 \Omega$.

Si le potentiomètre est au minimum, sa résistance est nulle et nous aurons alors :

$$F_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$= \frac{1}{2\pi (450 \cdot 10^3) 0,33 \cdot 10^{-6}}$$

$$= 340 \text{ Hz}$$

Dans ce cas, le filtre possède une atténuation de -6 dB par octave. Cela donne un niveau à 10 kHz d'environ -20 dB . Ce qui correspond à un filtrage très efficace.

Si par contre $V_{GS} = -2 \text{ V}$, le niveau de pincement du transistor est atteint, sa résistance devient infinie. Dans ce cas, ceci revient à déconnecter notre cellule RC. Donc nous atténuons plus les aigus.

Pour attaquer le transistor à effet de champ, nous trouvons un étage à transistor du type charge répartie, le gain de cet étage est de 20, le potentiomètre P_1 permet de faire varier sa tension

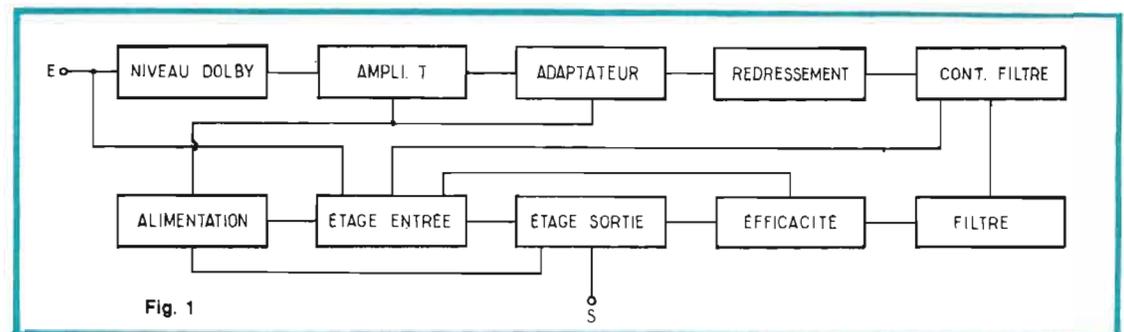


Fig. 1

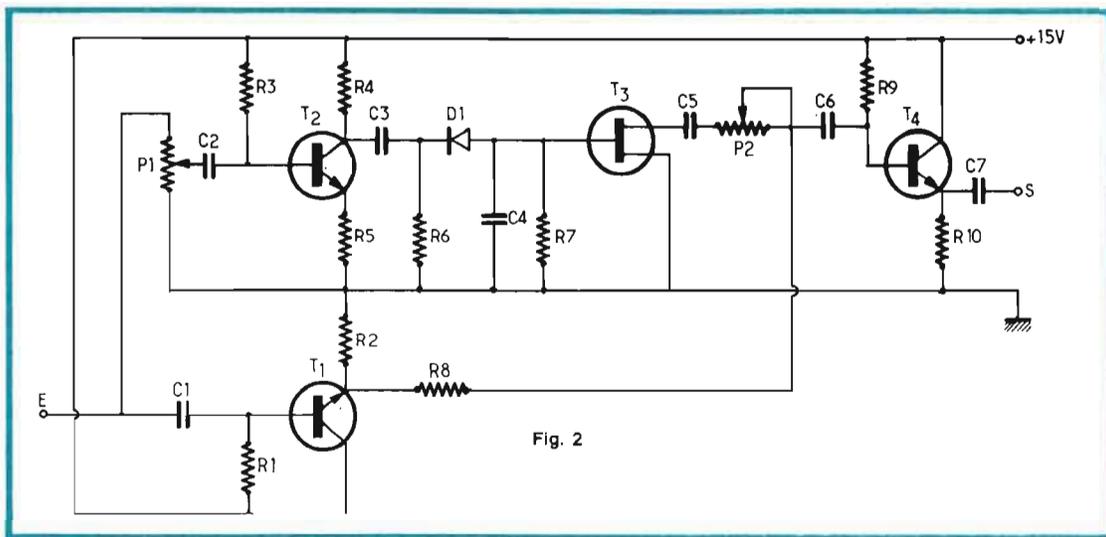


Fig. 2

d'entrée. La polarisation de la base de ce transistor est assurée pour une résistance de $2,7\text{ M}\Omega$. En sortie de cet étage, nous trouvons une cellule de redressement composée de la diode et de la capacité de $1\ \mu\text{F}$. Cette cellule redresseuse sert à obtenir les potentiels négatifs nécessaires à la polarisation des transistors à effet de champ.

D'autre part, nous trouvons deux transistors montés en collecteur communs : le premier d'entre eux sert d'étage d'attaque pour notre filtre RC variable ; le second sert d'étage adaptateur d'impédance pour la sortie.

LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

Pour beaucoup d'amateurs, le principe de fonctionnement du transistor à effet de champ reste obscur. Nous allons profiter du fait que nous employons un transistor de ce type dans notre montage pour tenter d'expliquer brièvement le fonctionnement de ce composant.

Pour expliquer le principe de base, imaginons un dispositif composé de deux réservoirs, d'une pompe et d'un robinet (fig. 3).

Le premier réservoir figure la source du transistor, le robinet, sa gate et le second réservoir sera le drain. La pompe figure le circuit d'alimentation.

a) Si le robinet est à moitié ouvert, cela correspond à une polarisation moyenne de la gate. Nous voyons que dans ce cas, une certaine quantité d'eau peut passer d'un réservoir à l'autre. Cela correspond, pour notre transistor, à un courant circulant dans le circuit source drain.

b) Si nous fermons peu à peu le robinet, de moins en moins d'eau pourra passer d'un réservoir à l'autre. Si nous abaissons la tension de gate sur notre transistor, le phénomène est tout à fait

comparable. En effet, si la tension de gate descend, le courant passant dans le circuit drain source devient de plus en plus faible.

c) Si maintenant nous fermons complètement le robinet il ne passera plus rien du tout. Le même phénomène se produit sur notre transistor. En effet, si l'on abaisse suffisamment le potentiel de gate, on aboutit au pincement du transistor et le courant ne passe plus du tout (ou presque) dans le circuit drain source.

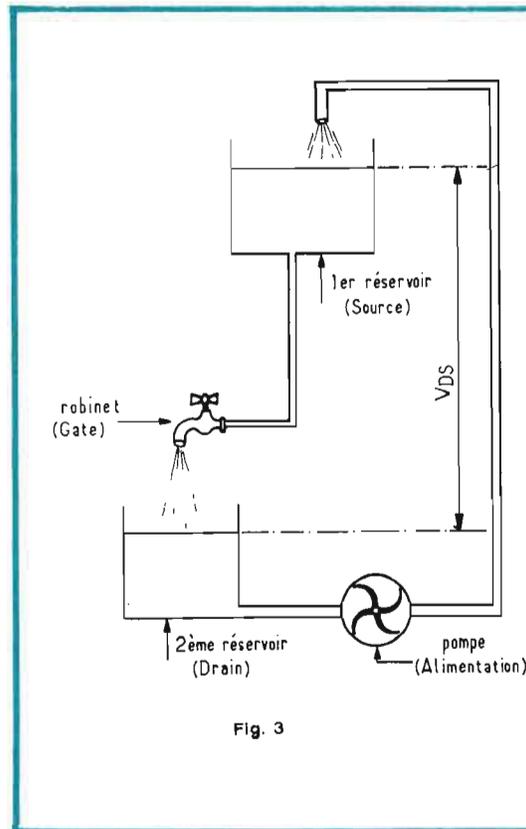


Fig. 3

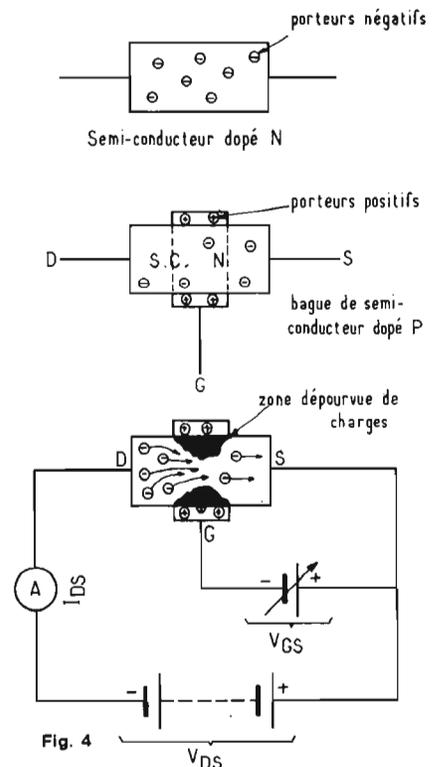


Fig. 4

d) Si maintenant nous ouvrons plus le robinet qu'au départ, une plus grande quantité d'eau passera d'un réservoir à l'autre, il en sera de même pour le courant passant dans le circuit drain-source du transistor.

Nous voyons donc que le transistor à effet de champ se comporte finalement comme une résistance variable dont la valeur dépend du potentiel de gate.

A présent que vous avez une vue d'ensemble du fonctionnement de ce composant, venons-en à des considérations un peu plus électroniques car malgré tout, la plomberie n'est pas l'essentiel.

Prenons un barreau de semi-conducteur (silicium) dopé négativement (cas d'un semi-conducteur dans lequel on a introduit des ions étrangers porteurs de charges négatives). Il possède une résistance propre dont la valeur sera $R = \rho / s$.

ρ étant la conductance ; celle-ci est fixée par le dopage (densité de porteurs, nombre d'ions étrangers négatifs par unité de volume) du semi-conducteur.

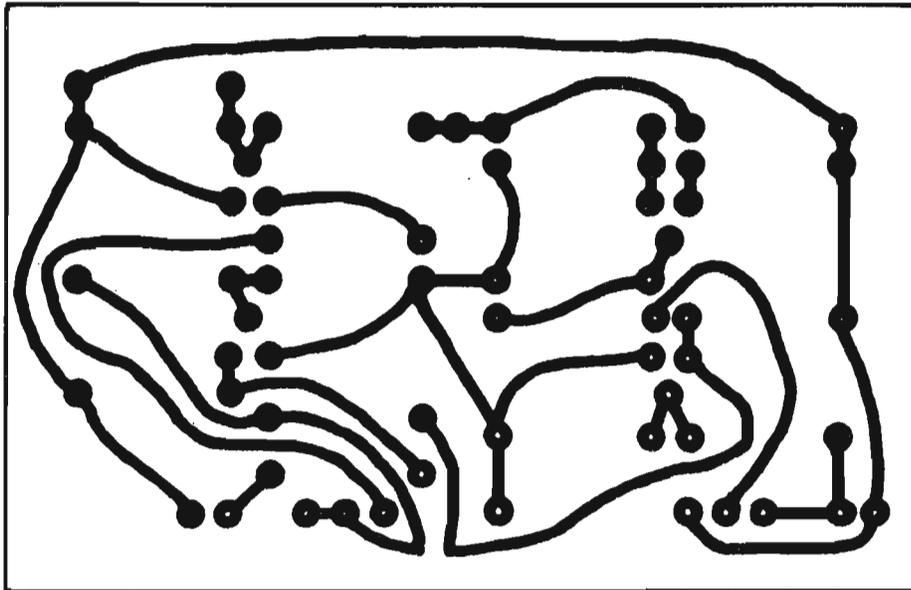


Fig. 5

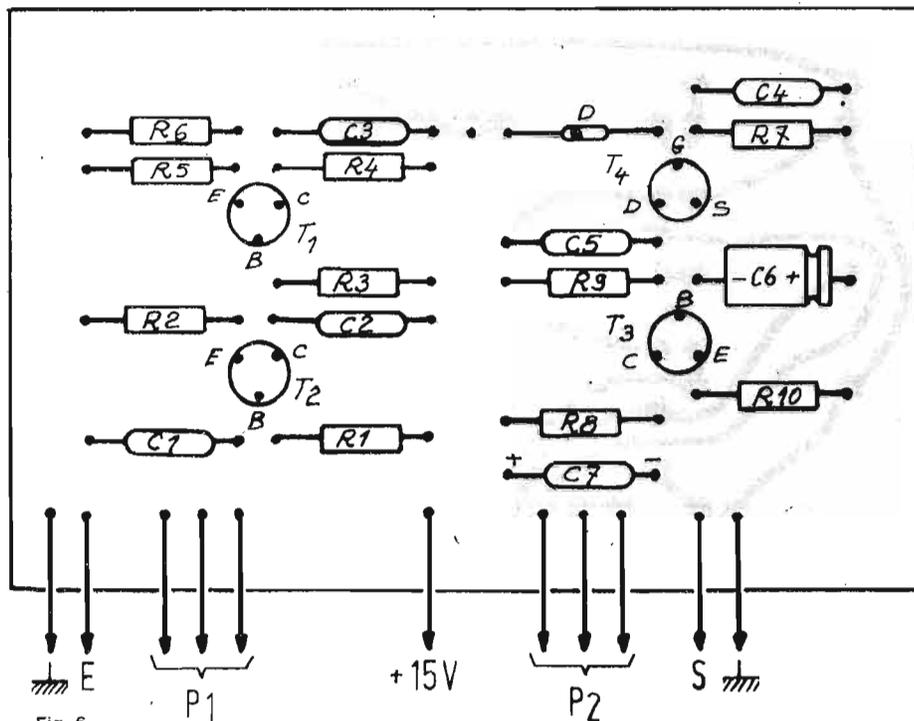
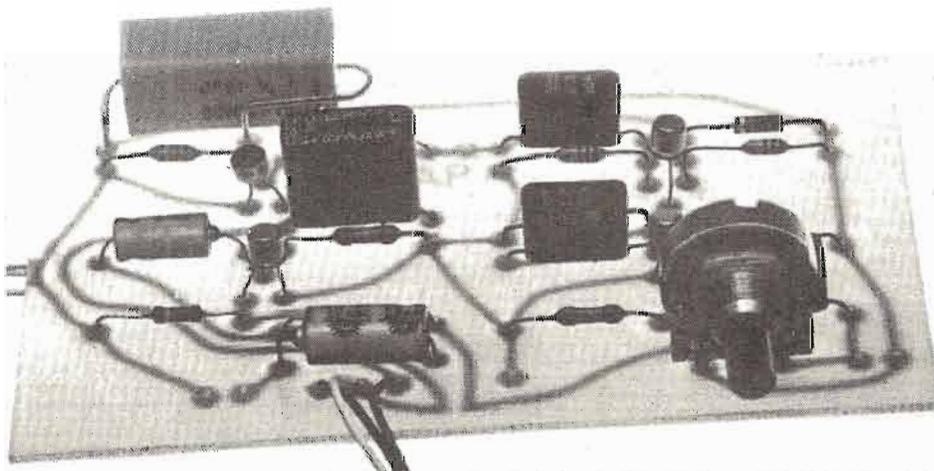


Fig. 6



Ce paramètre est fixe ; l étant la longueur du barreau, celle-ci est fixée à la construction et S étant la section.

Etudions comment nous pouvons faire varier cette résistance. Il nous est impossible de jouer sur les paramètres ρ et l . Par contre si nous entourons notre barreau d'une bague d'un semi-conducteur dopé positivement (semi-conducteur dans lequel on introduit des ions étrangers porteurs de charges positives) nous formons une jonction PN. Nous savons qu'au voisinage d'une jonction PN se trouve une zone dépourvue de charges, donc non conductrice de l'électricité (en effet, puisqu'il n'y a pas de charge dans cette zone, aucun courant ne peut passer). Donc sur le plan électrique, tout se passe comme si nous avions réduit la section de notre semi-conducteur dopé N. Les deux extrémités du barreau dopé N formeront le drain et la source, la bague dopée P constituera la gate. Etudions à présent ce qui se passe si nous polarisons la gate de façon négative par rapport à la source. Dans le cas d'une telle polarisation, la zone dépourvue de charge va augmenter en raison du champ électrique provoqué par cette polarisation.

Donc la section électrique de notre barreau va encore diminuer, donc sa résistance augmentera. Si l'on rend suffisamment négatif le potentiel de gate par rapport à la source, nous voyons que la zone dépourvue de charges finira par tenir tout le barreau, sa section sera alors nulle et sa résistance deviendra infinie. C'est là le phénomène de pincement. Cela se produit pour $V_{gs} \approx -3 \text{ V}$ (V_{gs} étant la tension gate-source). D'autre part, nous voyons que pour être utilisée convenablement, V_{gs} doit toujours être négative ; c'est en effet le seul moyen de créer la zone dépourvue de charges qui nous intéresse.

Etudions ce qui se passerait si la tension V_{gs} devenait posi-

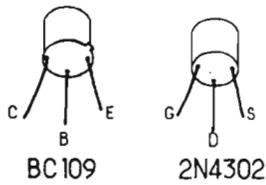


Fig. 7

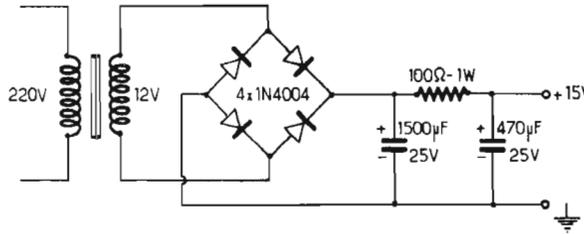


Fig. 8

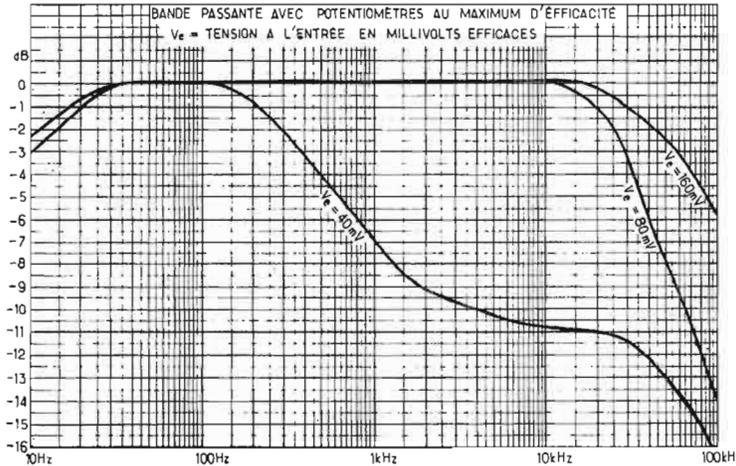


Fig. 9

tive. Dans ce cas, la diode que constitue la jonction PN deviendrait conductrice et étant donné les très faibles courants qu'elle peut supporter, la jonction PN fondrait, ceci correspond au claquage du transistor.

En récapitulation, nous voyons qu'il n'a toujours été question que de tension pour la polarisation de la gate. En effet aucun courant ne passe dans la gate. Ces transistors permettent donc de réaliser des appareils à très haute impédance d'entrée.

REALISATION PRATIQUE

a) Le circuit imprimé :

Ce circuit a été réalisé par procédé photo-sensible. Le mylar a été réalisé à l'aide de bandes et de pastilles de marque Brady.

Le circuit est réalisé sur une plaquette de verre époxy de 120 mm x 80 mm. Le tirage

de ce circuit a été effectué par la société Sonerel.

Le plan de ce circuit est donné à la figure 5. On prendra soin de le tirer en deux exemplaires, car un circuit ne comporte que l'un des canaux, il est donc nécessaire pour les installations stéréophoniques de réaliser deux modules.

b) Implantation des composants :

Le schéma d'implantation des composants est donné à la figure 6. On soudera d'abord les résistances puis les condensateurs en veillant à respecter la polarisation des condensateurs chimiques. On soudera en dernier les transistors en respectant leur brochage. Il faut éviter de trop chauffer le transistor à effet de champ.

Une fois le câblage des plaquettes terminé, elles seront fixées l'une à l'autre à l'aide de tiges filées, celles-ci étant superposées. On vérifiera

qu'aucun contact ne risque de s'établir entre les deux plaquettes, afin d'éliminer tout risque de court-circuit.

Les potentiomètres seront raccordés à l'aide de fil de câblage classique.

c) L'alimentation :

Celle-ci étant fort simple, nous ne vous proposons pas de plan de circuit imprimé. Elle pourra être câblée sur barette à cosse ou sur plaquette M Board.

Elle se compose d'un transformateur 12 V 500 mA, d'un pont diodes constitué de 4 diodes 1N4004, de deux condensateurs chimiques et d'une résistance 100 Ω/1 W.

d) Nous ne vous proposons pas de boîtier pour cette réalisation. Nous laissons libre cours à votre imagination. Nous vous conseillerons cependant de chercher dans la série des boîtiers Tecko ; de nombreux modèles conviennent pour cette réalisation.

MISE EN ROUTE DE L'APPAREIL

On raccordera l'appareil à un magnétophone ou à n'importe quelle autre source. On placera l'appareil au minimum de sa sensibilité. Cela s'obtient en tournant P_1 à fond vers la droite. On mettra alors l'appareil sous tension. Le son doit être sourd et totalement dépourvu d'aigus. On tournera alors P_1 très doucement vers la gauche jusqu'à ce que les aigus réapparaissent. L'appareil est alors prêt à fonctionner. P_2 servira à régler l'efficacité du filtre aigu lors des passages très bas de la musique.

NOMENCLATURE

- $T_1 = T_2 = T_3 =$ BC 109
- $T_4 =$ 2N4302
- $R_1 =$ 220 kΩ
- $R_2 =$ 1 kΩ
- $R_3 =$ 1,7 MΩ
- $R_4 =$ 10 kΩ
- $R_5 =$ 510 Ω
- $R_6 =$ 120 kΩ
- $R_7 =$ 1,8 MΩ
- $R_8 =$ 1 kΩ
- $R_9 =$ 220 kΩ
- $R_{10} =$ 1 kΩ
- $P_1 =$ 100 kΩ
- $P_2 =$ 470 Ω
- $D =$ 1N914
- $C_1 =$ 0,15 μF
- $C_2 =$ 0,15 μF
- $C_3 =$ 0,15 μF
- $C_4 =$ 1 μF
- $C_5 =$ 0,33 μF
- $C_6 =$ 16 μF - 15 V
- $C_7 =$ 47 μF - 15 V

CARACTERISTIQUES

- Impédance d'entrée : 33 kΩ
- Impédance de sortie : < 500 Ω
- Gain en tension : $0,8 < A_v < 0,95$
- Bande passante ± 1 dB (hors filtre) : 18 Hz - 25 kHz
- Efficacité du filtre : - 11 dB à 10 kHz
- Niveau minimum à l'entrée : 100 mV
- Dynamique de sortie max. : 10 V.

C.D.A.P.

LES MAGNETOPHONES A CASSETTES

SUPERSCOPE

C106 et C108

A son apparition la cassette était surtout destinée à être utilisée sur des appareils portatifs utilisés pour des prises de son en extérieur ou en des endroits où une alimentation secteur n'était pas possible. A une ou deux exceptions près, que nous avons signalées dans notre revue lors de leur apparition sur le marché français, ces magnétophones n'ont guère évolués et sont restés des copies assez fidèles, à quelques gadgets près, des premiers appareils de ce type. Les efforts des constructeurs se sont surtout portés sur les possibilités d'intégrer la cassette au matériel Hi-Fi et nous avons décrit ici de nombreux appareils de ce genre.

Avec ces modèles C106 et C108 Superscope propose deux appareils radicalement différents et a porté ses efforts sur les facilités d'utilisation.

LE MAGNÉTOPHONE À CASSETTE SUPERSCOPE C106

Cet appareil est présenté dans un coffret dont les dimensions sont : 175 x 105 x 55 mm, il est de couleur bronze foncé ce qui lui donne une impression de grande solidité et de sobriété un peu

militaire, tendance que l'on retrouve dans la nouvelle gamme de récepteurs portatifs de plusieurs constructeurs japonais.

Posé debout l'appareil présente sur sa façade avant le logement pour la cassette protégé par une porte transparente qui permet de contrôler en cours d'enregistrement ou de lecture l'avance de la bande. Juste en dessous, à droite, est située la touche d'éjection de la cassette. La face arrière comporte le haut-parleur incorporé qui est de forme circulaire et de 55 mm de diamètre.

Les commandes de fonctions mécaniques sont situées sur la partie supérieure on trouve de gauche à droite : les touches enregistrement, marche avant rapide, écoute, stop, et marche arrière rapide. Cette dernière touche a en fait deux fonctions car il est possible de la faire fonctionner même lorsque la touche écoute est enfoncée ce qui permet par approches successives de trouver rapidement l'endroit de la bande que l'on veut écouter.

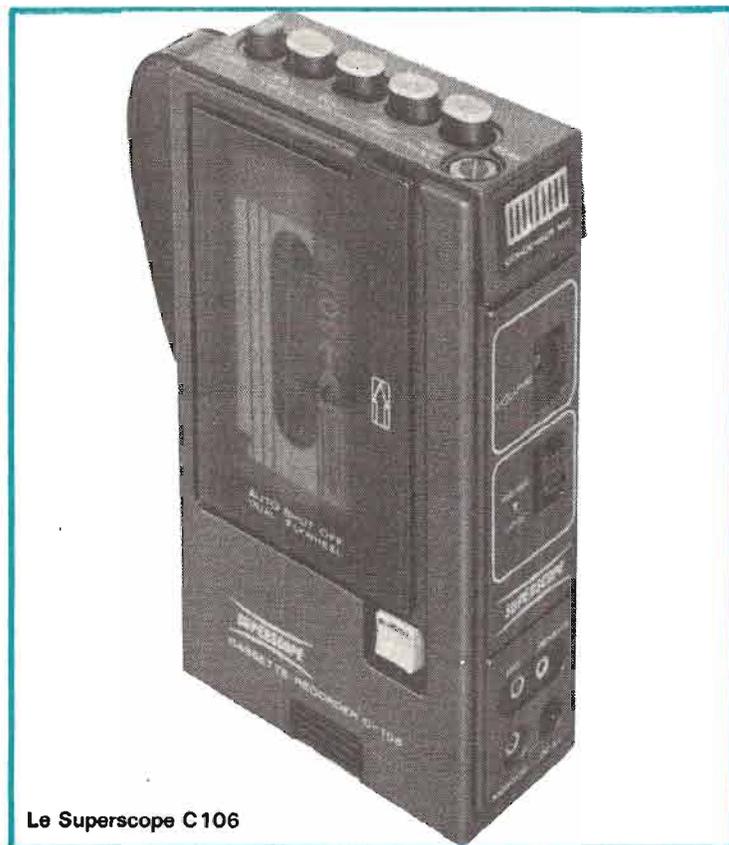
A côté de cette touche, dans le coin droit de cette face supérieure est situé un indicateur visuel qui remplit deux fonctions : en position enregistrement d'indicateur de

niveau de modulation, et en position lecture de contrôle visuel de l'état des piles.

Sur le côté droit de l'appareil sont situés, de haut en bas, le microphone à condensateur incorporé, le potentiomètre de volume avec indication de 1 à 10. En dessous se trouve une touche « pause » qui arrête le fonctionnement tout le temps que

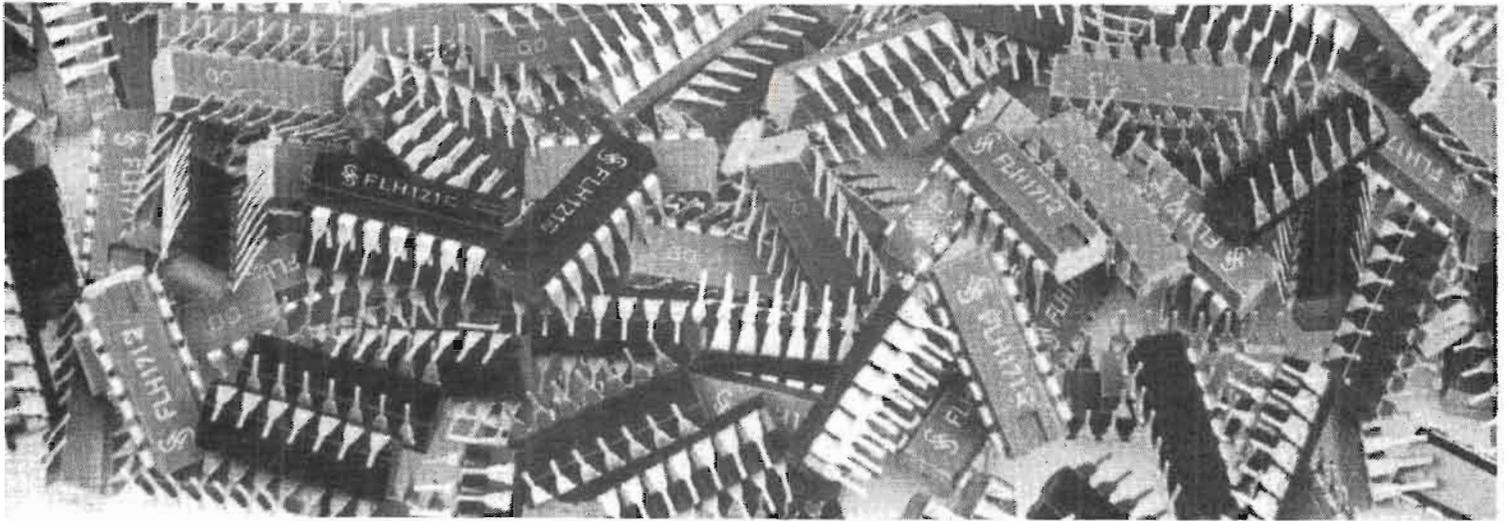
l'on presse sur la touche ; pour un arrêt plus long cette touche est verrouillable. Sous cette touche sont rassemblées les différentes prises : microphone extérieur avec commande à distance, écouteur/monitor, et la prise alimentation secteur extérieure 6 volts.

L'alimentation de l'appareil



Le Superscope C106

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

indicateur stéréophonique différentiel

L'INDICATEUR stéréophonique que nous vous proposons ici, n'est pas simplement un interrupteur qui allume un voyant lorsque la touche « stéréo » est enclenchée, ni encore un détecteur de sous-porteuse 19 kHz, comme on peut en trouver dans les décodeurs multiplex. Le montage décrit ci-dessous détecte la différencé de tension qui existe entre les deux voix d'un amplificateur stéréophonique.

Branché à la sortie de l'amplificateur, il vous permettra de savoir si l'amplificateur est équilibré, c'est à

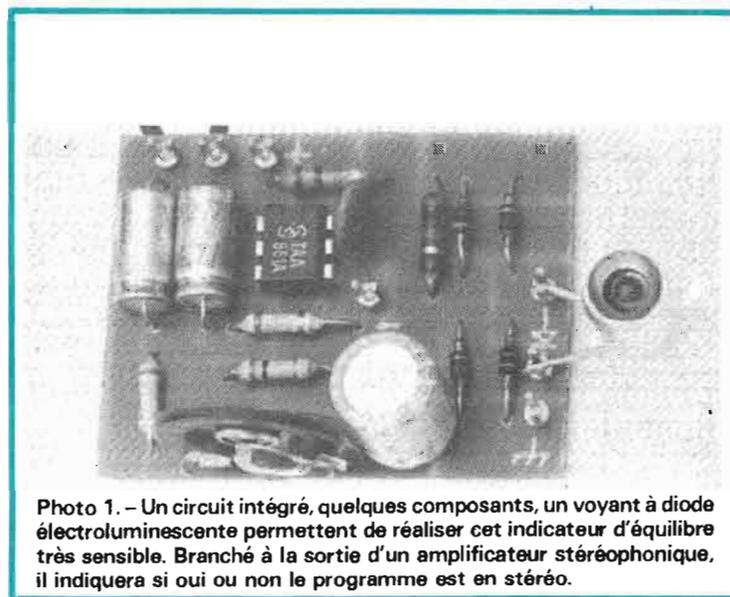


Photo 1. - Un circuit intégré, quelques composants, un voyant à diode électroluminescente permettent de réaliser cet indicateur d'équilibre très sensible. Branché à la sortie d'un amplificateur stéréophonique, il indiquera si oui ou non le programme est en stéréo.

dire si l'amplificateur envoie un signal identique sur chaque voie, cette première fonction exigea l'emploi d'un signal de départ monophonique (tel celui délivré par un tuner accordé sur une station monophonique), ou d'un oscillateur.

La seconde fonction plus utile, est la détection des sources stéréophoniques. En effet, dans le cas d'une reproduction sonore stéréophonique, les signaux qui sont envoyés vers les enceintes acoustiques sont différents ; ils diffèrent par leur phase réciproque et aussi par leur contenu. Si, par exemple, une contre basse-

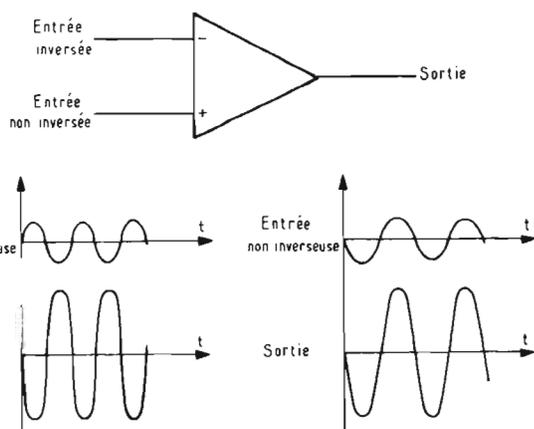


Fig. 1

joue dans l'espace de droite, le signal de droite aura une amplitude supérieure à celui de gauche ; au contraire, si une trompette joue à gauche, elle donnera un signal plus fort dans le canal de gauche.

Si un instrument donne deux signaux, de même amplitude mais déphasés, l'instrument semblera plus éloigné du canal pour lequel l'onde arrivera en retard.

L'effet stéréophonique n'est pas, en effet, dû uniquement aux différences d'amplitude, mais aussi aux différences de phase entre les signaux des deux voies.

L'AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

Le circuit intégré linéaire le plus couramment utilisé est l'amplificateur opérationnel. Cet amplificateur a la particularité d'être, dans la majorité des cas un amplificateur différentiel. La figure 1 donne la représentation de l'amplificateur différentiel. Il possède deux entrées, l'une marquée +, l'autre marquée -. Si on applique une tension positive sur l'entrée marquée +, et que l'entrée - reste au potentiel de la masse, la tension de sortie devient positive. Si au contraire, on applique cette tension positive sur l'entrée -, la tension de

l'entrée + restant au potentiel de la masse, la tension de sortie deviendra négative : l'amplificateur a réagi en fonction de la différence de tension existant entre ses entrées.

Si maintenant, on applique, par rapport à la masse une tension identique sur les deux entrées, la tension de l'entrée + tendra à faire apparaître une tension positive à la sortie tandis que celle appliquée à l'entrée « moins » tendra à faire apparaître une tension opposée. Comme le coefficient d'amplification, le gain, est identique sur chaque entrée, la tension de sortie restera très faible, les deux actions tendant à s'annuler.

Pratiquement, lorsque la tension appliquée sur les deux entrées est identique, il peut toutefois y avoir l'apparition d'une tension de sortie non nulle, due à des dissymétries internes du circuit intégré. Nous sommes ici en présence d'un fonctionnement dit en mode commun. Ce terme de mode commun signifie que la tension des deux entrées varie dans le même sens et cela simultanément. Un bon amplificateur opérationnel ne doit pas réagir lorsque la tension varie identiquement sur les deux entrées.

La terminologie de ces amplificateurs utilise deux termes qui sont : la tension

d'entrée maximale en mode commun et le taux de réjection en mode commun. La tension d'entrée en mode commun est la tension maximale que l'on peut envoyer sur les deux entrées et pour laquelle l'amplificateur fonctionne normalement. N'importe quelle variation différentielle autour de cette tension provoquera l'apparition d'une tension à la sortie de l'amplificateur. Le taux de réjection en mode commun est le rapport entre la tension d'entrée en mode commun définie ci-dessus et la tension différentielle (appliquée entre les deux entrées), qui produirait le même effet. Par exemple, si un amplificateur à un taux de réjection en mode commun de 60 dB, il faudra appliquer sur les deux entrées à la fois une tension mille fois (60 dB) plus élevée que celle qui est nécessaire en fonctionnement différentiel pour obtenir la même variation de la tension de sortie.

APPLICATION A L'INDICATEUR STEREO

La figure 2 représente le schéma complet de l'indicateur stéréophonique. Il ne s'agit évidemment plus du montage élémentaire décrit initialement. Nous avons ajouté différents éléments

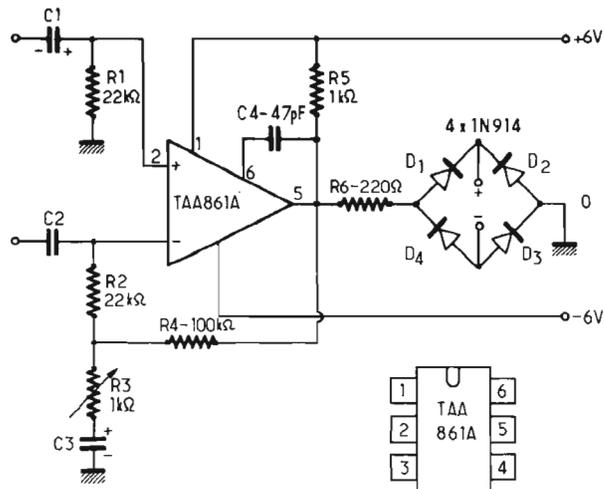


Fig. 2

destinés à l'adapter à la tâche pour laquelle nous l'avons destiné.

Cet amplificateur sert à l'amplification de tensions alternatives, nous avons donc prévu des condensateurs d'entrée assurant la séparation du montage vis à vis des éventuelles tensions pouvant exister sur le montage situé en amont. La résistance R1 sert à abaisser l'impédance d'entrée de l'entrée non inverseuse. En effet, dans un amplificateur opérationnel soumis à une contre réaction l'impédance d'entrée de l'entrée non inverseuse est plus faible que celle de l'entrée inverseuse. Ici, l'impédance d'entrée de l'entrée inverseuse est égale à la somme des résistances $R_2 + R_3$, C3 est en effet un court circuit vis à vis des tensions alternatives et la résistance R4 vient en parallèle sur R3, puisque la tension de sortie, en fonctionnement en mode commun est pratiquement nulle. On peut donc considérer que la résistance R1 doit être égale à R2.

En fonctionnement différentiel, le pont de résistances R4 R3 applique une contre réaction sur l'entrée inverseuse.

Cette contre réaction, du point de vue alternatif est déterminée par le rapport entre R4 et R3. En courant

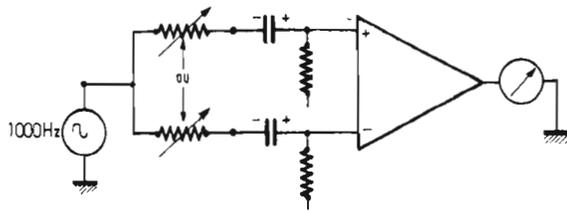


Fig. 3

continu, le condensateur C_3 ne sert à rien et se comporte comme une résistance infinie, la contre réaction est donc totale et permet de stabiliser le point de fonctionnement en continu. Le condensateur C_4 , de faible valeur sert à compenser l'amplificateur en fréquence, il évite les oscillations parasites.

L'indication d'écart est donné par diode électroluminescente. Comme la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est alternative, le pont permet de bénéficier du redressement double alternance. La résistance R_6 limite la valeur du courant dans la diode électroluminescente. Il est possible, à la place du pont de redressement de placer un galvanomètre qui donnera une idée de l'écart entre les deux signaux. Si toutefois on adopte une telle solution, il faudra prendre soin d'ajuster rigoureusement le gain des deux entrées, le taux de réjection de mode commun n'étant pas infini, il faudra le compenser en rendant le montage

dissymétrique. Pour ce faire, on réunira les deux entrées (fig. 3), on placera une résistance en série avec l'une des entrées, et on enverra une tension au point commun ; on réglera alors la valeur de la résistance pour que le galvanomètre ne dévie pas. Attention, ne pas envoyer sur les entrées une tension supérieure à la tension d'alimentation (considérer la valeur de crête qui est de 1,4 fois environ la valeur efficace de la tension d'entrée). Suivant la configuration interne de l'amplificateur opérationnel, on sera appelé à introduire l'une des deux résistances, en principe une seule suffira.

Dans le cas d'un fonctionnement avec diode électroluminescente, il n'est pas nécessaire d'opérer avec autant de soin. En effet, l'ensemble diode électroluminescente-pont redresseur possède un seuil si bien que la diode ne s'illumine que si la tension de sortie devient suffisamment élevée, ce détecteur, à diode est peut-être moins sensible que celui

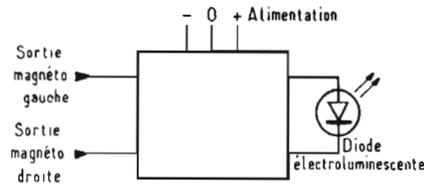


Fig. 4

à galvanomètre, mais il détecte toutefois instantanément les signaux stéréophoniques.

REALISATION

Le montage comporte moins de vingt éléments, sa réalisation ne pose pas de difficulté particulière.

Le montage le plus délicat ici étant sans doute celui du circuit intégré pour lequel il faudra faire attention à ne pas court-circuiter les bornes par un pont de soudure. La seconde difficulté est la soudure des diodes du pont, diodes qui ne devront pas être soumises à une température trop violente, leur soudure devra être rapide, et au besoin on pincera, côté éléments, le fil pendant sa soudure. La diode sera branchée, dans le bon sens aux bornes de sortie, elle pourra être disposée à une certaine distance du module, à un endroit où elle sera visible. L'alimentation, symétrique sera prise sur l'amplifi-

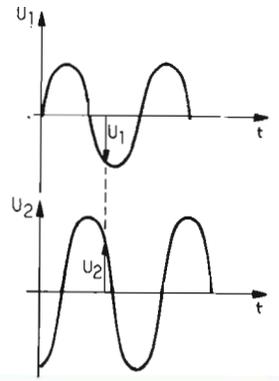


Fig. 5

icateur de puissance ou obtenue à partir de piles.

UTILISATION

La figure 4 montre comment on peut utiliser cet indicateur. Il est préférable de l'installer à un endroit où le niveau de sortie est sensiblement constant, c'est à dire à la sortie du préamplificateur, avant les potentiomètres de réglage du niveau. Si cela n'est pas possible, on pourra placer l'indicateur à la sortie des haut-parleurs après avoir installé des potentiomètres limitant le niveau d'attaque de l'indicateur. Une sortie de magnétophone constituera la sortie idéale pour le raccordement de l'indicateur. La sensibilité du montage sera ajustée à l'aide de la résistance ajustable R_3 , une différence de niveau de 10 mV suffit pour que le voyant s'allume. Les différences de phases seront détectées très rapidement, car lorsque deux tensions, de même amplitude ne sont pas en phase, la différence de tension instantanée est importante (fig. 5). Les différences de phase propres à la stéréophonie seront détectées très rapidement. Il existe un cas particulier de monophonie où on peut trouver des différences de tension sur les deux canaux telles que le voyant s'illumine, il s'agit du souffle existant entre les stations lorsqu'un récepteur MF n'est pas accordé sur un émetteur. Dans ce cas, le décodeur stéréophonique fonctionne partiellement et envoie de

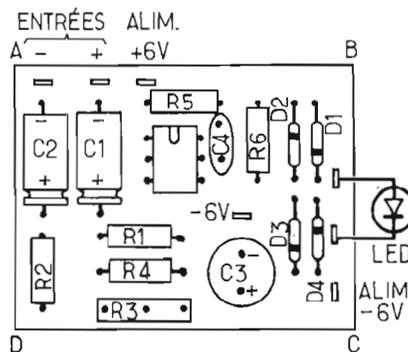
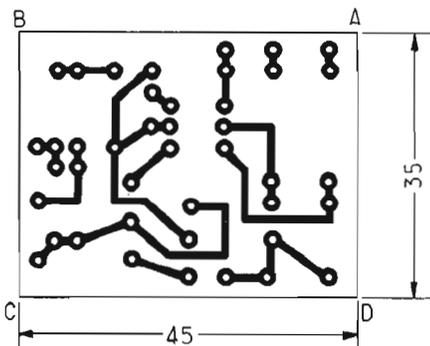


Fig. 6

SUPERSCOPE C106 et C108

(Suite de la page 236)

est obtenue par quatre piles de 1,5 volt placées dans un conteneur situé au-dessous de l'appareil.

Cet appareil peut également être équipé d'une poignée avec commande comparable à celles qui équipent les caméras cinématographiques pour amateurs.

tion sont situées au même endroit et ont la même disposition et les mêmes possibilités que celles du modèle précédent. Par contre, la face droite, si elle comporte de la même façon le microphone, le potentiomètre de puissance et la commande « pause », on trouve sous cette commande

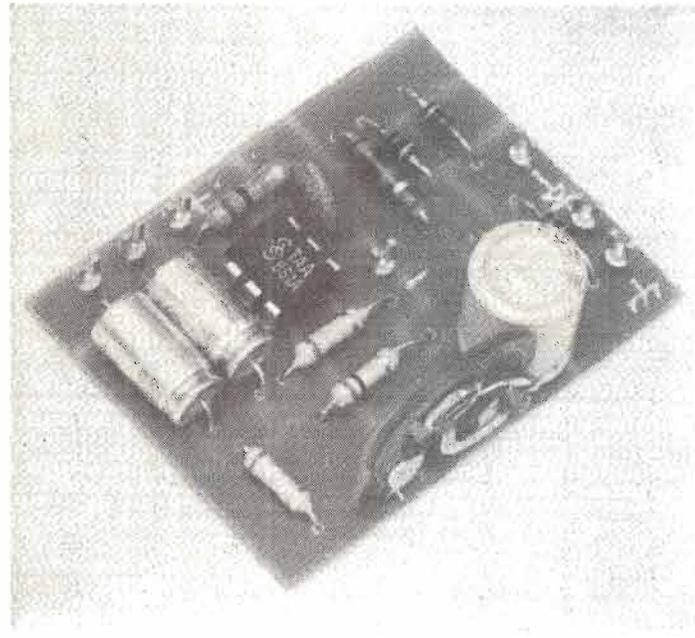


Photo 2. - Le potentiomètre ajustable, en bas du montage, sert à régler la sensibilité. Il détermine l'écart de tension à partir duquel la diode s'illuminera.

chaque côté des signaux aléatoires pas toujours en phase.

CONCLUSION

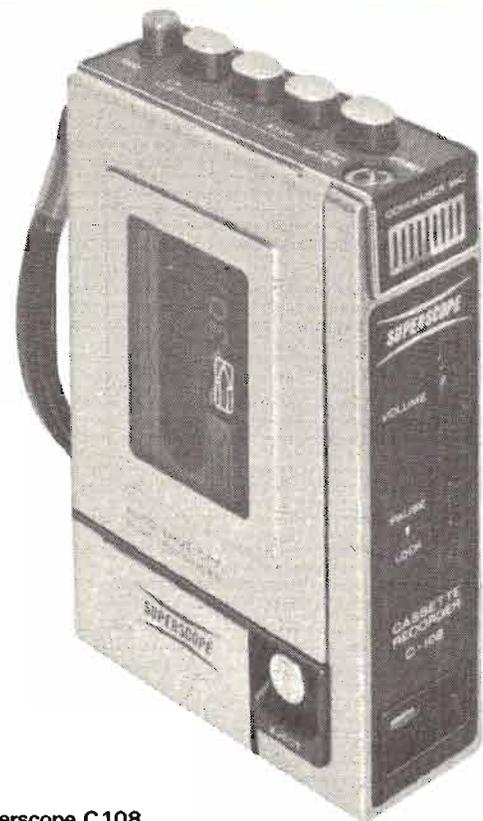
Appareil simple, utile parfois, cet indicateur d'écart pourra être également employé en multiphonie pour détecter un écart de phase ou de tension entre les voies gauche et droite. Si par exemple on attribue aux voies arrières un niveau inférieur à celui des voies avant, on pourra placer sur l'une des entrées un potentiomètre de niveau de façon à ce que les tensions arrivant sur les entrées du circuit intégré soient identiques.

Beaucoup d'autres utilisations sont possibles, indicateur d'équilibre de pont par exemple. Si vous voulez un signal de sortie sonore, le pont pourra être remplacé par un écouteur, mais attention, il faudra toujours veiller à ce que le courant de sortie du circuit intégré soit inférieur à 70 mA, dans le cas contraire, la vie du circuit pourrait être mise en danger. A vous maintenant d'essayer et de découvrir d'autres applications...

E.L.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 résistance de 22 k Ω 5 % 1/4 W.
- 1 résistance de 100 k Ω .
- 1 résistance de 1 000 Ω .
- 1 résistance de 220 Ω .
- 1 résistance ajustable de 1 000 Ω .
- 2 condensateurs chimiques 4,7 μ F 10 V.
- 1 condensateur chimique 100 μ F 10 V.
- 1 condensateur céramique 47 pF.
- 4 diodes type IN914 ou autre.
- 1 diode électroluminescente rouge.
- 1 circuit intégré type TAA 861A Siemens, Telefunken, Sescossem.
- 1 circuit imprimé.



Le Superscope C108

LE MAGNÉTOPHONE A CASSETTE SUPERSCOPE C108

Ce modèle se différencie du magnétophone précédent d'abord par sa présentation un peu plus compacte puisque ses dimensions sont : 130 x 95 x 40 mm, de plus le coffret est en aluminium brossé ce qui lui donne une apparence un peu moins sévère tout en restant sobre.

Les commandes de fonc-

un compteur totalisateur digital avec bouton de remise à zéro par simple pression.

Sur ce modèle les prises micro extérieur à télécommande, écouteur/monitor et alimentation extérieure sont situés sur le côté gauche de l'appareil.

Le magnétophone à cassette C108 est livré avec une sacoche à bandoulière qui permet comme d'ailleurs le modèle précédent un fonctionnement qu'elle que soit la position de l'appareil.

VISITE A LA SOCIETE

BANG ET OLUFSEN

DÉBUT juillet la société Bang et Olufsen avait invité au Danemark la presse technique française pour lui présenter ses nouveaux produits qui seront mis sur le marché dans les prochains mois et notamment la nouvelle gamme d'enceintes acoustiques Uni-Phase.

Dans les laboratoires de l'usine de Struer les ingénieurs de la société B et O se sont penchés sur le problème de la distorsion de phase dans les enceintes acoustiques comportant plusieurs haut-parleurs. Ils ont en effet constaté et démontré mathématiquement que dans ce cas certaines fréquences du spectre sont retardées par les temps de réponse des filtres et des haut-parleurs et provoquent une distorsion sur le son original.

La solution adoptée pour remédier à ce défaut a été d'ajouter un haut-parleur tampon dynamique au système habituel graves aigus médiums. Ce procédé, ajouté à un nouveau système de filtres, permet de supprimer la distorsion de phase. D'autre part, il a été remarqué qu'avec les enceintes classiques ordinaires les fréquences basses parviennent à l'oreille de l'auditeur avec un léger retard sur les fréquences élevées.

Pour réduire ce retard, les ingénieurs de B et O ont réalisé une face avant formant un angle obtus et supportant les haut-parleurs de façon à ce que les axes acoustiques soient alignés.

Les écoutes comparatives qui ont été effectuées pour clore cette réunion ont démontré les améliorations apportées par ces procédés. L'enceinte acoustique qui a remporté tous les suffrages

était le modèle M70 dont les caractéristiques sont les suivantes :

Puissance : 70 W

Impédance : $4/8 \Omega$

Réponse en fréquences : 27 à 20.000 Hz (+ 4, - 8 dB)

Distorsion : < 1 %

Sensibilité : 5 W

Dispersion : 120°

Fréquence de croisement : 500 et 4.500 Hz

Dimensions : 350 x 650 x 290 mm.

VIBRASSON ET LE BEOCLUB

Le matériel haute fidélité Bang et Olufsen est importé en France par la société Vibrasson. Nos lecteurs connaissent depuis longtemps les appareils de cette marque, bien connus pour leurs excellentes qualités et qui se distinguent des autres productions



La nouvelle enceinte acoustique UNI-PHASE M70

par leur « design », à la fois moderne et d'une élégante sobriété.

Pour distribuer ces appareils la société Vibrasson a opéré une sélection chez les revendeurs Hi-Fi et s'est assurée le concours de véritables spécialistes en créant des « clubs centers » locaux, facilement repérables par une affichette. Pour mieux servir encore les véritables amoureux de la musique, elle a également créé, il y a maintenant deux ans, un centre d'informations avec auditorium : le Beoclub situé dans le 18^e arrondissement 162 bis, rue Ordener.

Ce centre d'informations est ouvert à toute personne désireuse de se procurer une chaîne haute fidélité B et O. L'entrée donne sur un vaste hall où sont exposés tous les appareils de la gamme. Un personnel qualifié vous renseignera sur toutes les possibilités offertes par chacun des matériels présentés, leurs caractéristiques et leurs prix. Au fond de ce hall une porte ouvre sur l'auditorium aux qualités acoustiques remarquables où il vous sera possible d'écouter, dans les meilleures conditions, la ou les chaînes de votre choix. Une impressionnante discothèque vous permettra d'entendre la symphonie ou l'interprète que vous préférez (ou presque) car tout disque imparfait ou usagé est automatiquement supprimé et les disques sont choisis en fonction des qualités de l'enregistrement. Par l'intermédiaire d'un dispatching, un test de comparaison pourra être effectué entre différents appareils de petites lampes situées à côté de chacun d'eux signalent, lorsqu'elles sont allumées, les appareils en fonctionnement.

Il ne vous sera cependant pas possible de repartir avec votre chaîne sous le bras puisqu'il s'agit seulement d'un centre d'informations, mais, à votre demande, l'adresse du club-center le plus proche de votre domicile ainsi qu'une



L'auditorium du BEOCLUB

carte d'introduction vous seront remises.

Le mot club implique généralement les idées de service et de carte de membre qu'en est-il pour le Beoclub et comment en devient-on membre ? — Tout acheteur d'un appareil B et O se voit proposer par son revendeur une demande d'adhésion au club. Celle-ci remplie doit être envoyée au Beoclub et une carte de membre vous est expédiée en retour.

Les services offerts sont d'abord une garantie de deux ans avec, en cas de vol ou de destruction par le feu, l'assurance de son remplacement gratuit dans les 30 jours qui suivent le sinistre. Un disque classique 33 tours édité spécialement vous est également expédié à titre de bienvenue. Vous recevrez aussi régulièrement un bulletin d'informations où sont présentés les nouveaux modèles de la marque, les nouvelles du club et un compte-rendu des manifestations : concerts et voya-

ges musicaux, etc., organisés par le club.

Un autre département intéressant de la société Vibrasson est la bourse aux échanges, il est situé 9, rue Duc, et là, le possesseur d'une chaîne B et O désireux de la moderniser peut apporter l'appareil qu'il souhaite remplacer, celui-là sera immédiatement expertisé et un prix de reprise lui sera proposé ; s'il y a accord un chèque d'achat du montant de l'estimation lui sera remis et automatiquement déduit du montant de son nouvel achat dans n'importe quel Beocenter de France.

Tout matériel repris par la bourse aux échanges est contrôlé avant sa remise en vente. Nous avons d'ailleurs visité ces ateliers où chaque technicien dispose d'un box fermé et d'un matériel de contrôle et de mesure de qualité. Nous avons même remarqué dans ces derniers, des appareils portant la marque B et O ce qui prouverait

s'il en était besoin, l'attention portée par cette marque au service après-vente, au point de fabriquer des appareils de contrôle spécialement étudiés pour en équiper ses ateliers.

Les appareils repris par la bourse aux échanges sont vendus aux personnes désireuses de se procurer une chaîne d'occasion, la garantie est alors d'un an et les acheteurs ont également le droit de bénéficier des services du club. Ce service fonctionne également par correspondance.

A leur arrivée du Danemark, tous les appareils sont déballés et leurs principales caractéristiques vérifiées avant leur mise sur le marché français. Ce contrôle « avant » vente est une garantie de plus pour l'acheteur et vient s'ajouter à tous les efforts faits par les sociétés Vibrasson dans le seul but de toujours donner davantage de satisfactions à ses clients.

"HI-FI SPOKEN"

l'anglais et la HI-FI

LES MAGNETOPHONES

Pour mieux comprendre les magnétophones qui comportent de nombreuses appellations anglaises ou américaines, nous vous donnons ici une traduction telle qu'elle s'applique à la Hi-Fi assortie d'une explication simple pour chaque terme.

AC: Alternative Current: courant alternatif.

Désigne l'alimentation à partir du secteur.

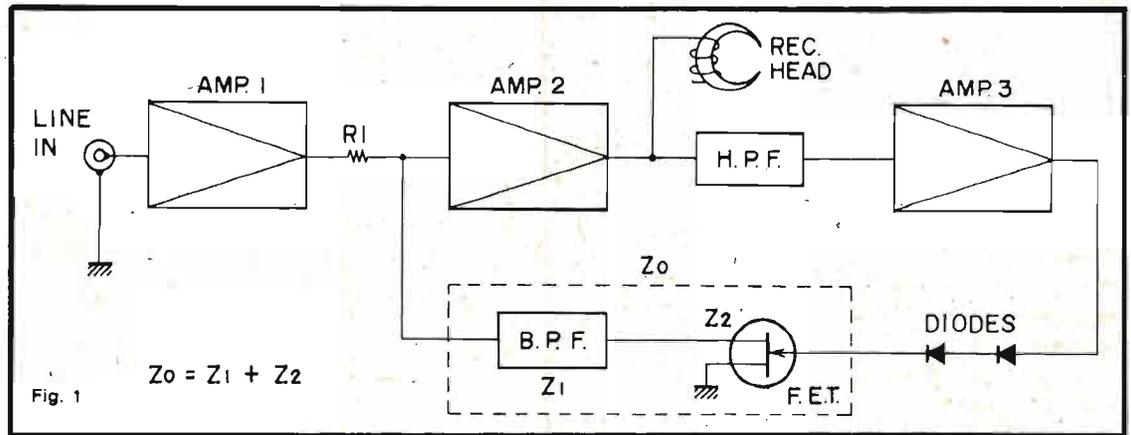
ADJUSTMENT: réglage.

ADR SYSTEM: Automatic distortion reduction: dispositif de réduction automatique de la distorsion.

Il a pour but d'éliminer la distorsion résultant de la saturation qui se produit lorsque les signaux d'entrée sont de haut niveau et que simultanément leur fréquence est supérieure à 8 000 Hz (fig. 2).

ALIGNMENT BEACON: indicateur d'azimutage.

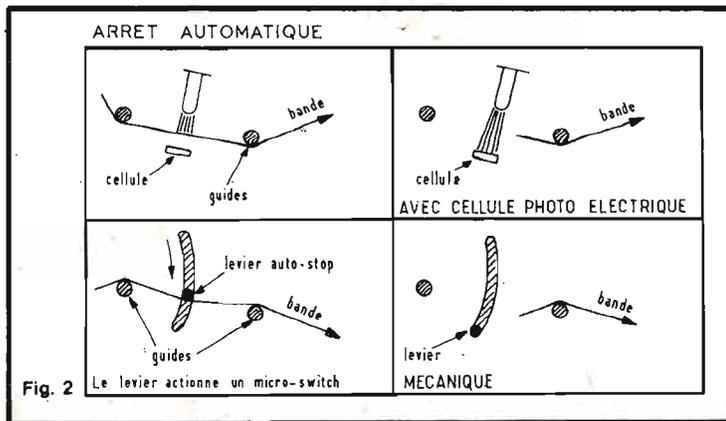
Dispositif pouvant comporter deux voyants lumineux associés à un générateur basse fréquence, qui s'illuminent en



même temps lorsque l'alignement des têtes est correct (azimuth).

APF: automatic program finder: recherche automatique d'un enregistrement.

Dispositif qui assure le rebobinage automatique dès la fin d'un programme enregistré soit par absence de modulation, soit par une amorce métallique (bande sensing). Il permet aussi à l'appareil de repartir en lecture à partir d'un point déterminé (début de modulation ou morceau de bande métallique collé).



AUTOMATIC STOP : arrêt automatique.

Il a pour but d'arrêter le fonctionnement de l'appareil lorsqu'une bande se termine ou lors d'une rupture éventuelle de celle-ci. L'arrêt peut être total avec coupure de l'alimentation ou partiel c'est-à-dire restant sous tension avec arrêt des moteurs donc du défilement. Il peut fonctionner soit avec cellule photo-électrique soit avec un levier en contact avec la tension de la bande et actionnant un petit contacteur (fig. 2).

AZIMUTH ALIGNMENT : réglage d'azimuth.

Il est assez rarement réalisable par des non spécialistes car il requiert une grande précision. Consiste à positionner correctement les têtes afin d'assurer la compatibilité entre bandes et d'éviter le décalage de pistes (fig. 3). Un bon alignement garantit une diaphonie faible. Il existe maintenant des appareils de haut de gamme permettant ce réglage d'une manière simple (fig. 3bis).

BEARING (ball bearing) : roulement à billes.

On les trouve sur les appareils de qualité afin d'éviter l'usure et pour assurer un défilement parfaitement régulier, aux endroits où existe une forte friction. Ils ont pour effet de limiter le taux de pleurage et de scintillement.

BIAIS : prémagnétisation.

Il est nécessaire d'appliquer à la tête d'enregistrement un champ magnétique uniforme qui prémagnétise l'oxyde de la bande. La fréquence du champ est élevée (80-100 kHz) en moyenne. Elle détermine en partie la bande passante. En général le champ est pré-régulé et correspond à l'usage d'un certain modèle de bande si l'on désire obtenir une qualité optimum. Sur les appareils de type professionnel il existe un réglage à la disposition de l'utilisateur (fig. 4, fig. 5).

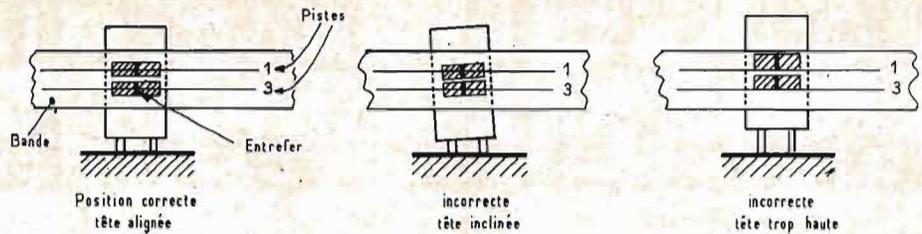


Fig. 3

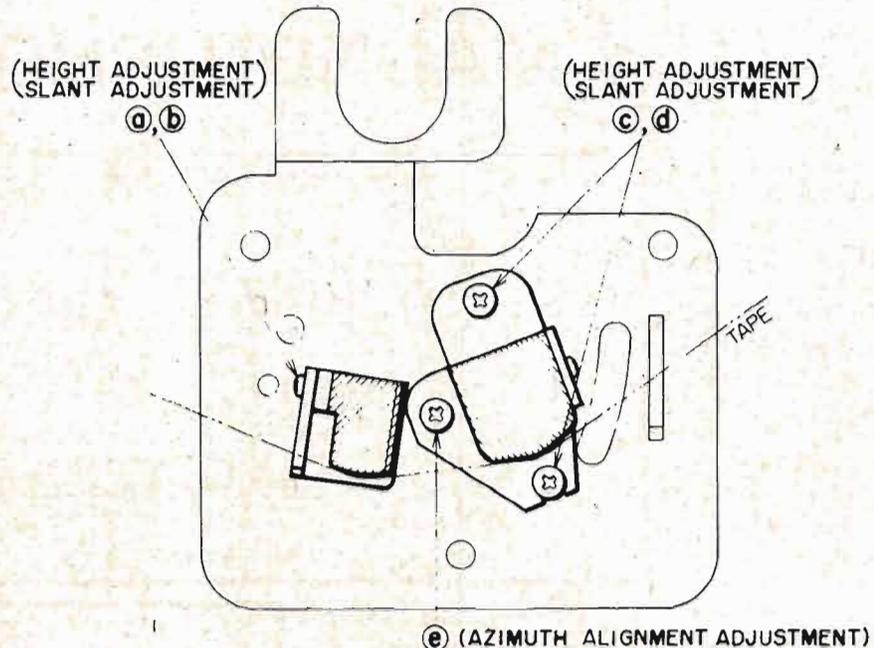


Fig. 3 bis

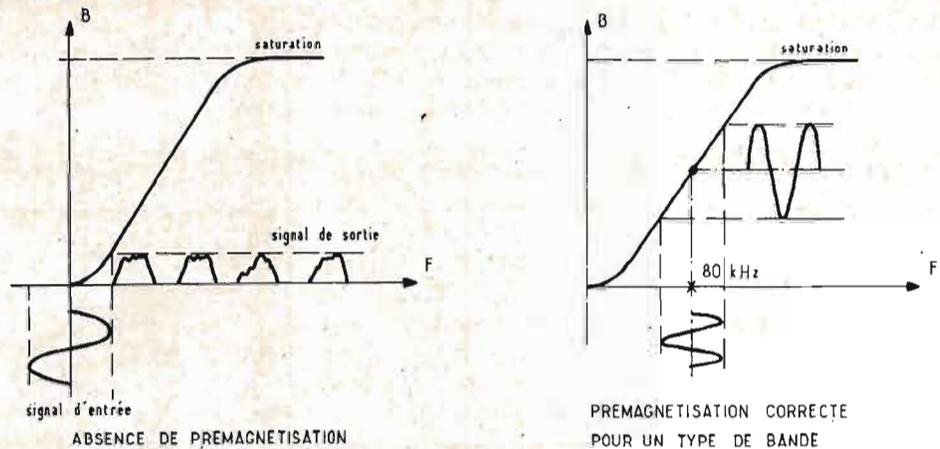


Fig. 4

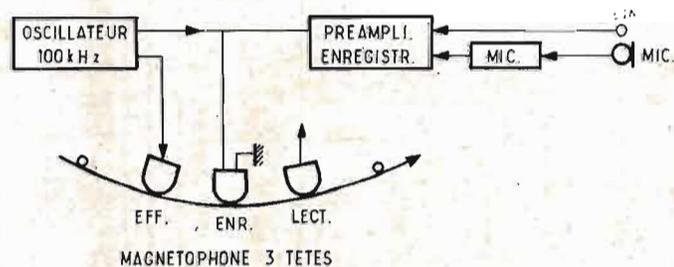


Fig. 5

BLEND : mélange, mixte.

Réglage permettant le mixage de plusieurs sources (micro-ligne...) sur une même piste.

BRAKE : frein.

L'efficacité du freinage est très importante lors des manœuvres de rembobinage rapide principalement. Un freinage trop brutal risque de causer une élongation de la bande magnétique, voire une rupture. Trop faible, au contraire, la bande peut sortir des gorges de la bobine et venir s'emmêler autour de l'axe en entraînant sa détérioration.

CAPSTAN : cabestan.

Arbre vertical assurant l'entraînement de la bande au moyen d'un galet presseur venant s'appuyer contre lui. Il est solidaire du moteur, soit directement, soit par l'intermédiaire d'une courroie. Il est réalisé avec une grande précision et doit être maintenu très propre afin de limiter le scintillement et le pleurage (fig. 6, Fig. 6bis).

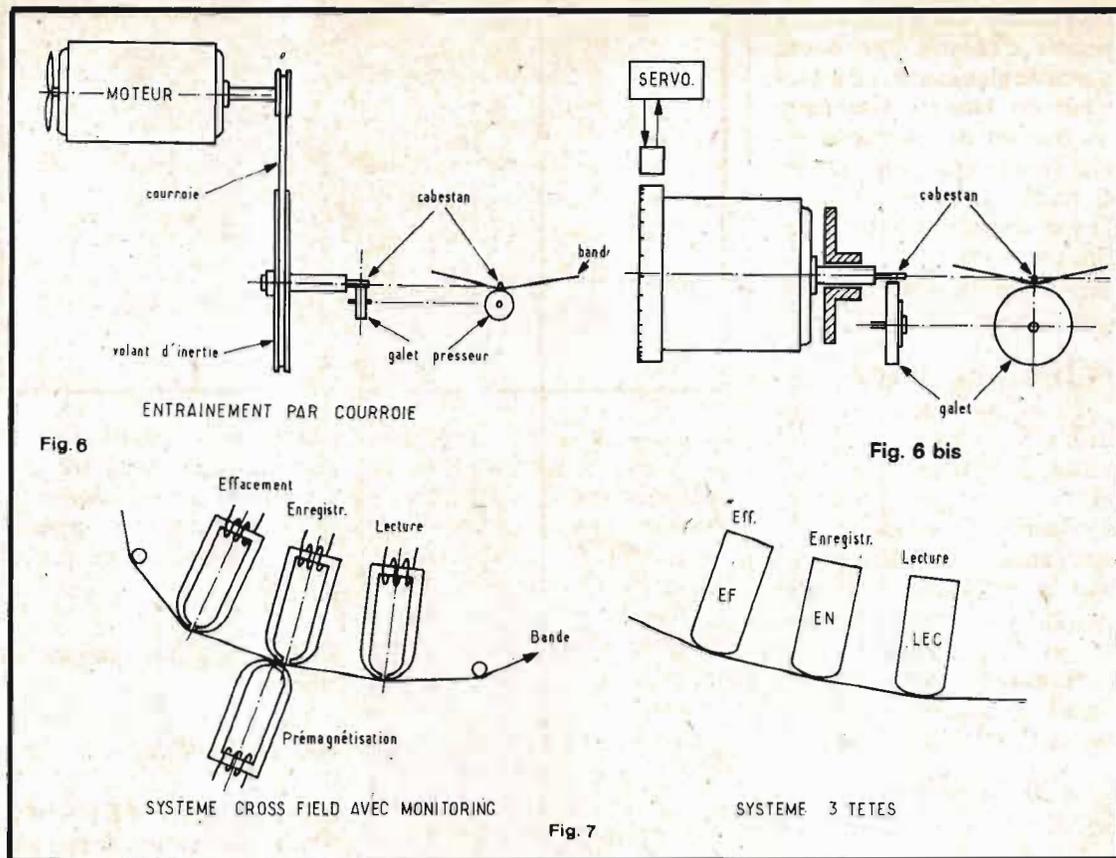
CARTRIDGE : cartouche.

Les cartouches dites « stéréo 8 » comportent huit pistes donc quatre programmes stéréophoniques. Elles permettent un enregistrement ou une lecture continue sans interruption et ce, indéfiniment... La vitesse de défilement est de 9,5 cm/s. La largeur de la bande est de 6,35 mm.

CASE : coffret, caisse, boîtier.

CHANNEL : canal, voie.

Un magnétophone stéréophonique comporte deux entrées pour l'enregistrement et deux sorties pour la reproduction que l'on nomme canal gauche (left channel) et canal droite (right channel). « 2 CH » est équivalent à stéréophonie. « 4 CH » signifie 4 canaux et indique le fonctionnement en quadriphonie. Les quatre entrées et sorties peuvent alors être utilisées simultanément.



CHECK : (to) contrôler, vérifier.

CHROME, CHROMIUM DIOXYDE : (CrO₂) dioxyde de chrome.

Les appareils lecteurs/enregistreurs à cassette comportent habituellement un sélecteur de type de bande. La position « Chrome » est prévue pour la reproduction des cassettes au dioxyde de chrome (CrO₂) qui possèdent des caractéristiques magnétiques différentes de celles des bandes ordinaires. Leur usage permet d'obtenir une bande passante accrue qui se traduit par une meilleure restitution des aigus. La correction nécessaire est effectuée dès la commutation sur « chrome ».

CONNECTION PLUG : prise de raccordement.

Il peut s'agir de prises DIN, de prises CINCH ou RCA pour l'enregistrement ou la lecture en liaison avec un amplificateur ou une source. Il existe parfois sur les magnétophones des prises permettant le raccordement d'enceintes acoustiques (speaker).

CONTINUOUS PLAY : lecture continue ou défilement continu.

Les appareils utilisant les cartouches stéréo 8 peuvent fonctionner en continu. Les 4 programmes stéréo peuvent être écoutés indéfiniment. Les magnétophones « reverses » dont la bande peut être lue ou enregistrée dans les deux sens

comportent parfois un sélecteur permettant au défilement de s'effectuer dans les deux directions lorsque le dispositif assurant l'inversion est en place (bande métallique, cellule).

COATING (BACK COATING) : pellicule dorsale.

Le dos des bandes magnétiques à support polyester est habituellement brillant. Certaines bandes comportent un dos mâtt qui évite aux spires de coller entre elles (back coating).

COATING : revêtement, pellicule.

COUNTER (index) : compteur, indicateur (photo 1).

Il facilite le repérage d'un point de la bande (recherche-montage)

CROSS FIELD : champs croisé.

Système d'enregistrement qui consiste à utiliser une tête spéciale séparée pour appliquer la prémagnétisation à la bande. Celle-ci est placée à l'opposé de la tête d'enregistrement qui ne reçoit que la

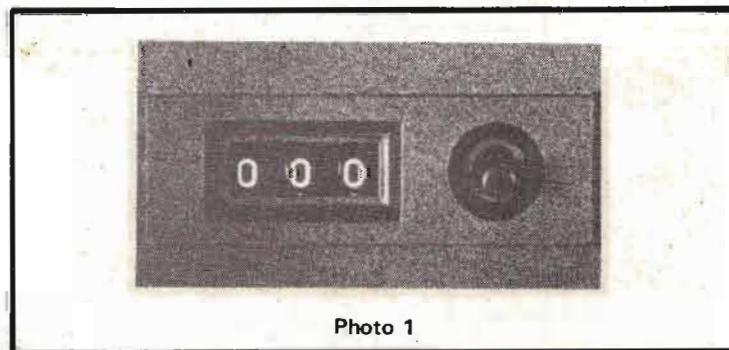


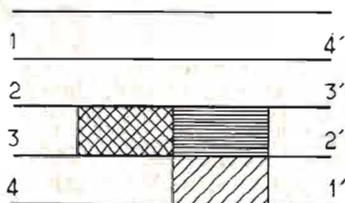
Photo 1

modulation. Cette technique a permis d'obtenir une bande passante plus étendue dans les aigus en limitant l'influence du courant de prémagnétisation sur le signal à enregistrer. Certaines têtes actuelles qui ont un entrefer extrêmement fin permettent d'obtenir le même résultat selon la technique classique (fig. 7).

CROSSTALK : diaphonie.

La diaphonie exprimée en décibels, mesure l'interférence qui existe entre deux pistes voisines, c'est-à-dire l'influence réciproque de l'une sur l'autre. Le chiffre en dB qui la représente doit être grand. Ex. : magnétophone stéréo 45 à 50 dB. Elle est généralement donnée pour un signal enregistré à 1 000 Hz par la formule suivante :

$$C = 20 \log \frac{E_0}{E_2 - E_1}$$



C = diaphonie en dB

-  E₀ = signal de sortie 1000Hz (volts)
-  E₂ = diaphonie 1000Hz (volts)
-  E₁ = diaphonie sans signal d'entrée (volts)

CrO₂ CHROMIUM DIOXYDE : dioxyde de chrome.

Les bandes au dioxyde de chrome possèdent de meilleures qualités magnétiques que les oxydes ferriques généralement utilisés. Pour cette raison, on les choisit de préférence pour les appareils à cassettes afin d'obtenir une plus large bande passante que la faible vitesse de défilement (4,75 cm/s) interdisait jusqu'alors. L'utilisation de ce type de cassette implique que le lecteur comporte un dispositif correcteur (normal-chrome).

CUE : (to) Dispositif de repérage.

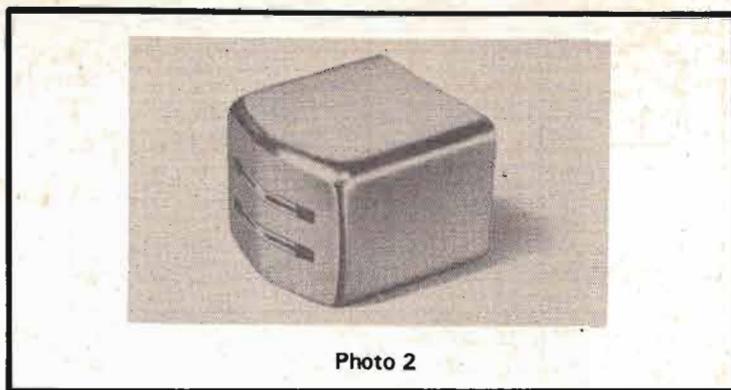


Photo 2

Le système « cue » ou « cueing » peut être utilisé soit pour repérer le début ou la fin d'une séquence enregistrée en cours de rembobinage rapide, soit pour le montage de bande afin de connaître l'endroit exact où l'on doit couper.

CYCLE CONVERSION : changement de période.

Il existe parfois un commutateur permettant aux magnétophones de fonctionner soit en 50 Hz, soit en 60 Hz selon la fréquence du secteur du pays d'utilisation (France - 50 Hz).

DC : direct current : courant continu.

Indique un courant dont la valeur ne varie pas dans le temps et qui n'a aucune périodicité. Définit un type d'alimentation.

DECK : platine.

Elle comporte uniquement les éléments d'entraînement de la bande, ainsi que les diverses commutations nécessaires au fonctionnement. On y trouve généralement les préamplificateurs d'entrée et de sortie. La platine ne comporte pas d'amplificateur et doit par conséquent être com-

plétée par un amplificateur de puissance si l'on désire obtenir un certain niveau sonore au moyen d'enceintes acoustiques. L'écoute au casque est possible.

DEPRESS : (to) appuyer ou abaisser.

DEPTH : profondeur.

CYCLE CONVERSION SWITCH : bouton de changement de période.

Permet d'utiliser l'appareil dans différents pays (Europe, Etats-Unis)

DNL : Dynamic noise limiter : réducteur de bruit de fond.

Le DNL est un réducteur de souffle. Il agit uniquement à la lecture. Toute bande ou cassette enregistrée d'une façon classique peut bénéficier des avantages de ce dispositif dont l'efficacité permet d'améliorer le rapport signal/bruit d'environ 3 décibels.

DROP OUT : perte de modulation.

Souvent utilisé sous sa forme anglaise, ce terme indique une perte de son qui peut être due soit à l'usure partielle de la bande ; soit à un mauvais

contact occasionnel de la bande avec les têtes.

DOLBY NR : réducteur de bruit Dolby.

Le « Dolby » est un système breveté de réduction de bruit de fond qui agit à la fois à l'enregistrement et à la lecture de façon symétrique. Tout enregistrement fait avec Dolby doit être lu avec Dolby. Réciproquement, il ne faut pas mettre en fonction ce dispositif pour lire une bande enregistrée de façon classique. Le Dolby B équipe de nombreux appareils notamment à cassette et améliore le rapport signal bruit de 7 à 8 décibels en moyenne. Il limite ainsi le souffle totalement sans altérer le signal enregistré.

DRIVE BELT : courroie d'entraînement.

La courroie d'entraînement relie le moteur au cabestant généralement au moyen d'un volant d'inertie. Elle absorbe les vibrations du moteur tandis que le volant atténue le scintillement et régularise le mouvement de rotation.

DRIVE SYSTEM : système d'entraînement.

Il existe des magnétophones à un moteur et à trois moteurs. Dans le premier cas, le moteur doit assurer toutes les fonctions : entraînement de la bande, rembobinages rapides. Dans le second cas, il existe un moteur sur chaque axe de bobine débitrice et réceptrice ce qui a pour effet d'abord de limiter les organes de transmission, donc l'usure, ensuite, d'obtenir un couple supérieur ce qui assure un rembobinage beaucoup plus rapide. Le troisième moteur assure l'entraînement du cabestan. Il est donc parfaitement adapté à cette fonction et peut être asservi afin d'assurer une excellente régularité de défilement. Les caractéristiques mécaniques des « trois moteurs » sont donc supérieures. Ils peuvent fonctionner au moyen de relais ce qui permet d'utiliser parfois une télécommande.

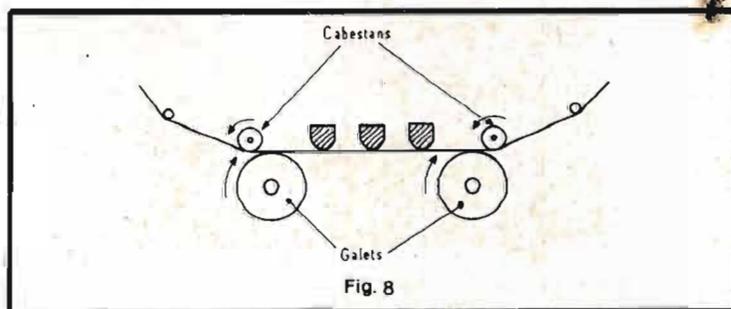


Fig. 8

DUAL CAPSTAN : double cabestan.

Le système d'entraînement à double cabestan assure une meilleure stabilité de défilement de la bande ainsi qu'une pression plus constante de celle-ci sur les têtes (fig. 8).

DUST : poussière.

La poussière est néfaste quand elle se dépose sur les guides de bande qui doivent être fréquemment nettoyés. Le frottement de la bande sur les têtes crée également un important dépôt de poussières d'oxyde. Leur nettoyage doit être entrepris très souvent car, petit à petit le niveau d'enregistrement et de lecture diminue jusqu'à l'interruption complète qui pourrait être interprétée comme une panne. Un simple coton tige imbibé d'alcool suffit alors.

EDITING : montage.

Il peut s'effectuer sur un même appareil en éliminant certaines séquences à l'aide de la pause à l'enregistrement ou par copie sur un second enregistreur. Il est aussi possible de couper la bande.

EJECT : éjection ou éjecter.

Sur les appareils à cassette, signale la touche qui commande l'éjection de la cassette.

EMPTY REEL : bobine vide.

Elle est aussi appelée bobine réceptrice (take up reel).

EQUALIZER (EQ) : égaliseur.

Afin d'obtenir une reproduction fidèle il est nécessaire d'effectuer des corrections de la courbe de réponse (égalisation) qui tiennent compte des différents facteurs introduisant des modifications (type de bande utilisée, vitesse de défilement).

ERASE HEAD : tête d'effacement.

Lorsque l'on enregistre, cette tête placée avant celle d'enregistrement, entre en

fonction afin d'effacer la bande magnétique qui défile, pour la rendre vierge. Elle est alimentée par un oscillateur dont la fréquence assez élevée est de l'ordre de 80 à 100 kHz (fig. 9).

ERASE RATIO : taux d'effacement.

Indique en décibels, l'efficacité de l'effacement de la bande magnétique par la tête d'effacement. Il se calcule en utilisant une bande totalement vierge sur laquelle on enregistre un signal à 1 000 Hz que l'on efface ensuite. Puis, on fait le rapport des tensions de sortie mesurées dans ces conditions en tenant compte du bruit propre de la bande. Soit la formule :

$$Er = 20 \log \frac{Eo}{E2 - E1}$$

Er = taux d'effacement
Eo = signal de sortie 1 000 Hz
E2 = signal 1 000 Hz résiduel et bruit de fond
E1 = bruit de fond de la bande

FAST : rapide.

Manœuvre de bobinage rapide avant ou arrière.

FAST FORWARD : avance rapide.

Désigne le bobinage rapide vers l'avant. La bande s'enroule alors à grande vitesse sur la bobine réceptrice.

FAST WINDING TIME : temps de rembobinage rapide.

FEATURES : caractéristiques.

On trouve sous ce titre les indications concernant les per-

formances de l'appareil et ses possibilités chiffrées.

Fe2O3 : oxyde de fer.

Symbole chimique de l'oxyde de fer. Les bandes magnétiques sont constituées habituellement par un support de polyester recouvert d'une pellicule d'oxyde de fer. Ce dernier se magnétise en fonction du signal de prémagnétisation qui le polarise d'une manière continue et aussi en fonction du signal modulé provenant de la source.

FELT : feutre.

Ils peuvent servir au nettoyage de la bande avant le passage sur les têtes, à assurer la pression de la bande sur les têtes, à réaliser une friction sur chaque axe porte bobine pour maintenir une tension constante et régulière de la bande en cours de défilement.

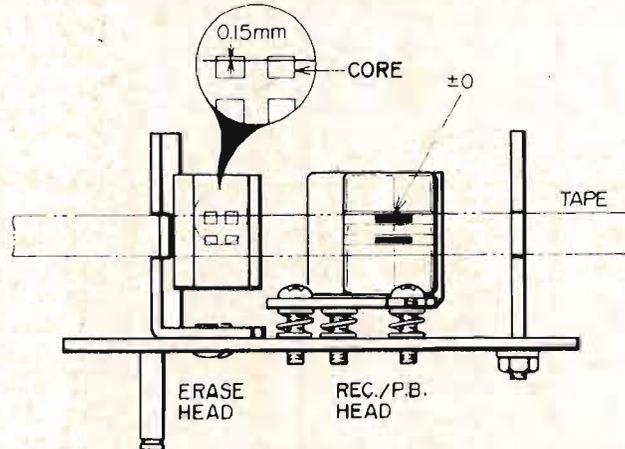


Fig. 9

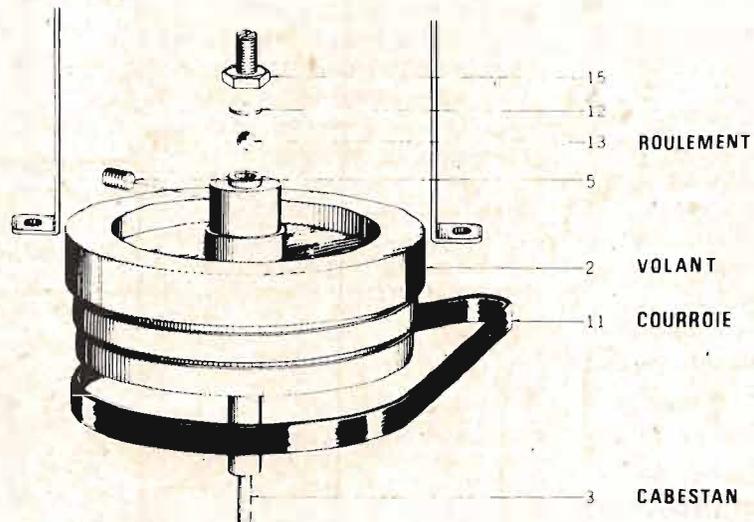


Fig. 10

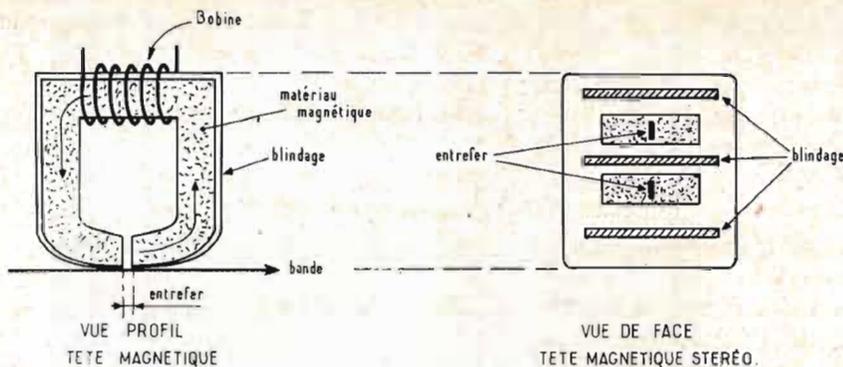
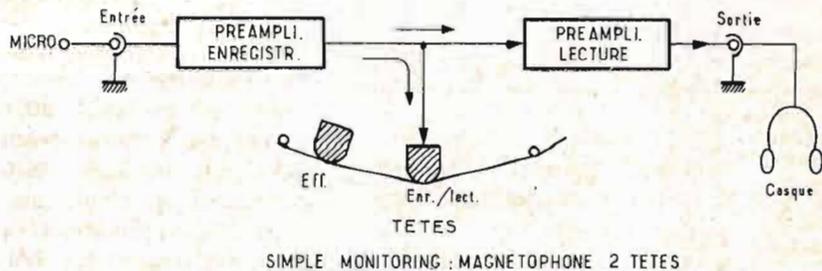


Fig. 11



SIMPLE MONITORING : MAGNETOPHONE 2 TETES

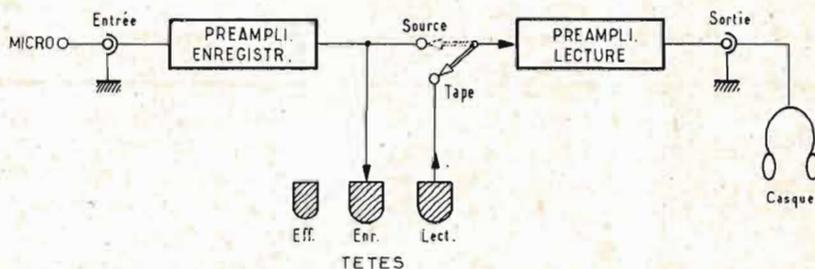


Fig. 12

FERRICHROME (FeCr) : bande du type ferrichrome.

Les nouvelles bandes ferrichrome possèdent une couche d'oxyde de fer recouverte d'une couche d'oxyde de chrome. Elles rassemblent les propriétés magnétiques de ces deux matériaux en donnant une courbe de réponse plus étendue dans les aigus et un excellent rapport signal bruit.

FLYWHEEL : volant d'inertie.

Il a pour effet de régulariser le mouvement de rotation du cabestan en limitant le scintillement et le pleurage grâce à son inertie. Il peut être relié au moteur soit directement soit par l'intermédiaire d'une courroie, laquelle absorbe les vibrations (fig. 10).

FLUTTER : scintillement.

Il est engendré par une pièce mécanique dont la rotation n'est pas régulière et qui donne des à-coups. Il peut pro-

venir d'un mauvais équilibrage (non homogénéité du matériau), de l'ovalisation d'un palier par suite d'usure. Il se mesure habituellement associé au pleurage à la fréquence de 3 000 Hz et se nomme alors fluctuation.

FORWARD : (FWD) avance, en avant.

Touche ou levier de défilement déclenchant le déplacement de la bande vers l'avant en lecture. Il est synonyme de « play » ou « play back ».

FRONT : face, devant.

Peut désigner soit une face de l'appareil, soit les canaux avant quand il s'agit de quadriphonie.

FUNCTION : fonction.

Indique les touches permettant d'exécuter les différentes manœuvres (lecture, enregistrement, rembobinages, pause).

GAP : entrefer, trou (fig. 11).

teyer très souvent la surface des têtes de manière à éliminer les dépôts d'oxyde qui s'accumulent sur l'entrefer allant jusqu'à le court-circuiter complètement.

GX HEAD (Glass, X-tal) : tête GX verre et cristal de ferrite.

Type de tête d'une exceptionnelle résistance qui permet d'obtenir une qualité constante pendant très longtemps en raison d'une usure extrêmement réduite. Elle favorise la reproduction des aigus grâce à l'entrefer très fin découpé dans un cristal de ferrite très dur. La bande frotte sur une surface de verre époxy qui évite l'abrasion et donc les dépôts d'oxydes.

HEAD : tête.

Les magnétophones comportent soit trois têtes qui assurent les fonctions : effacement, enregistrement et lecture, soit deux têtes (fig. 9), sur les plus simples : effacement et enregistrement/lecture combinés. Cette dernière ne permet pas le monitoring puisqu'elle ne peut être utilisée qu'en enregistrement ou en lecture alternativement (fig. 12).

HEAD AZIMUTH ALIGNMENT : azimuthage de tête.

Consiste à positionner correctement la tête, donc les entrefers (stéréo) selon un axe vertical de façon à réaliser un alignement parfait par rapport aux pistes selon les normes standards pour tous les magnétophones. On assure ainsi la compatibilité entre diverses bandes.

Il constitue une interruption dans le circuit magnétique sous la forme d'une fente dont la largeur, aussi étroite que possible détermine la qualité de la tête notamment dans l'enregistrement ou la reproduction des aigus. Selon qu'il s'agit de l'une ou l'autre de ces fonctions l'entrefer sera plus ou moins fin. Pour les têtes mixtes on utilise une largeur moyenne.

Il est indispensable de net-

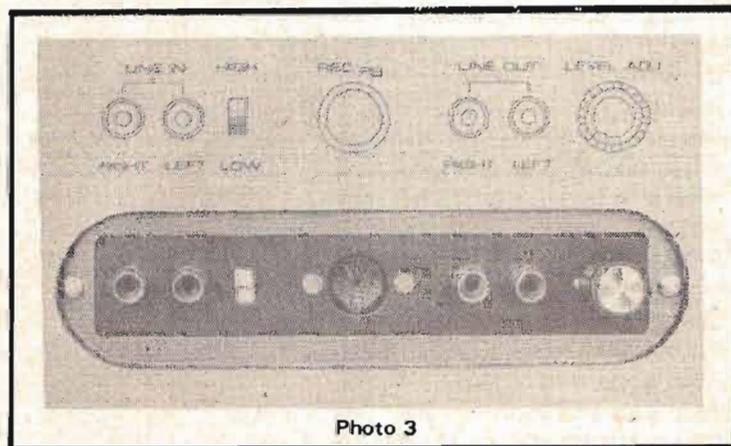


Photo 3

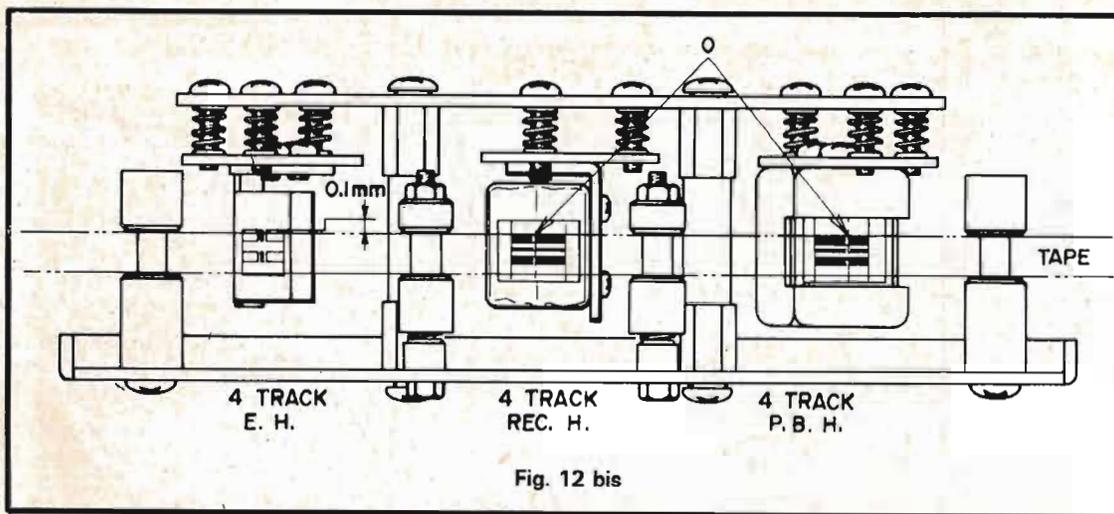


Fig. 12 bis

Cette opération est généralement réalisée en laboratoire. Seuls quelques rares appareils possèdent des facilités pour permettre aux non spécialistes d'obtenir une compatibilité parfaite dans le cas d'échanges de bandes.

HEAD COVER : capot de protection des têtes.

HISSING NOISE : sifflement de la bande.

— bruit engendré par le frottement de la bande sur les parties mécaniques,
— ou tout autre bruit de sifflement.

HEIGHT : hauteur.

HEAD HEIGHT : hauteur de têtes (fig. 12 bis).

La hauteur des têtes est réglable. Elle est habituellement réalisée en laboratoire de manière à rendre l'appareil compatible pour toute bande enregistrée.

HIGH (input) : haut (niveau d'entrée), élevé (fréquence). Photo 3.

Certains appareils comportent plusieurs niveaux d'entrée qui permettent un réglage optimum de l'enregistrement en fonction de la sensibilité de sortie de la source. On évite ainsi la saturation résultant d'un trop fort niveau d'entrée ou le souffle dans le cas contraire.

Les fréquences élevées sont désignées par « high fréquences ».

HUM : murmure, ronflement.

Il existe parfois des bruits parasites résiduels qui se traduisent par un ronflement. Mauvais filtrage, rayonnement parasite, masse défectueuse, etc.

HEADPHONE (phone) : casque.

Permet l'écoute individuelle dans de bonnes conditions s'il est Hi-Fi ou facilite le monitoring lors de la prise de son en écartant les bruits extérieurs pour n'entendre que ceux enregistrés sur la bande (magnétophone 3 têtes) ou ceux provenant de la source.

IMPEDANCE : impédance.

On parle d'impédance lorsqu'on mesure la résistance opposée par un élément conducteur au passage d'un courant alternatif. A la différence des éléments traversés par des courants continus qui ont une valeur fixe, ici l'impédance est fonction de la fréquence et de la valeur de l'élément lui-même (capacité (C), inductance (L), résistance (R)). Elle s'exprime en ohms.

INPUT : entrée.

L'entrée permet le raccordement d'une source pour l'enregistrement. Il convient

avant tout branchement de s'assurer de ses caractéristiques : impédance, sensibilité, type de connecteur, si l'on veut obtenir les meilleurs résultats (souffle minimum, peu de distorsion).

INCH : pouce # 2,5 cm (IN).
Unité de mesure de longueur anglaise.

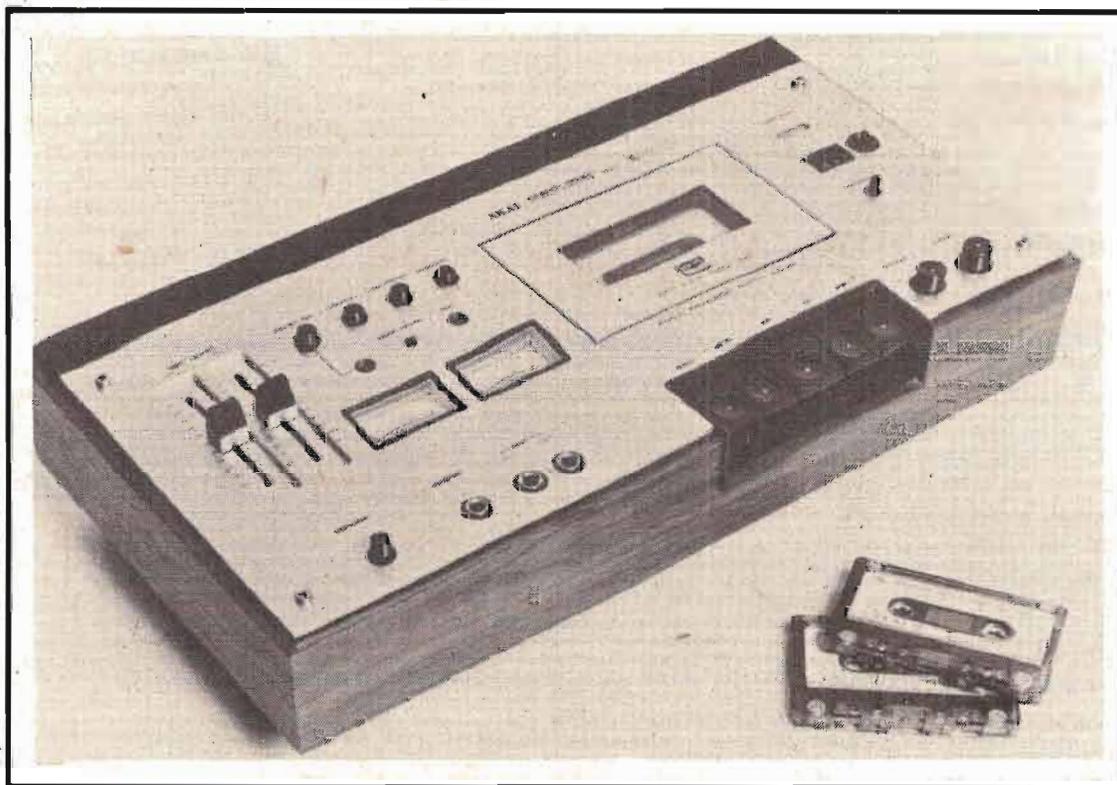
INPUT IMPEDANCE : impédance d'entrée.

C'est un élément à considérer avant de raccorder une source. L'impédance de celle-ci doit être égale ou sensiblement égale à celle de l'entrée du magnétophone si l'on veut obtenir un rendement optimum et éviter saturation ou bruit de fond.

IPS (INCH PER SECOND) : pouce par seconde.

Mesure de vitesse de défilement exprimée en unités anglaises. Les correspondances avec le système métrique pour les vitesses standards de défilement sont les suivantes :

- 1 7/8 ips = 4,75 cm/s
- 3 3/4 ips = 9,5 cm/s
- 7 1/2 ips = 19 cm/s
- 15 ips = 38 cm/s.



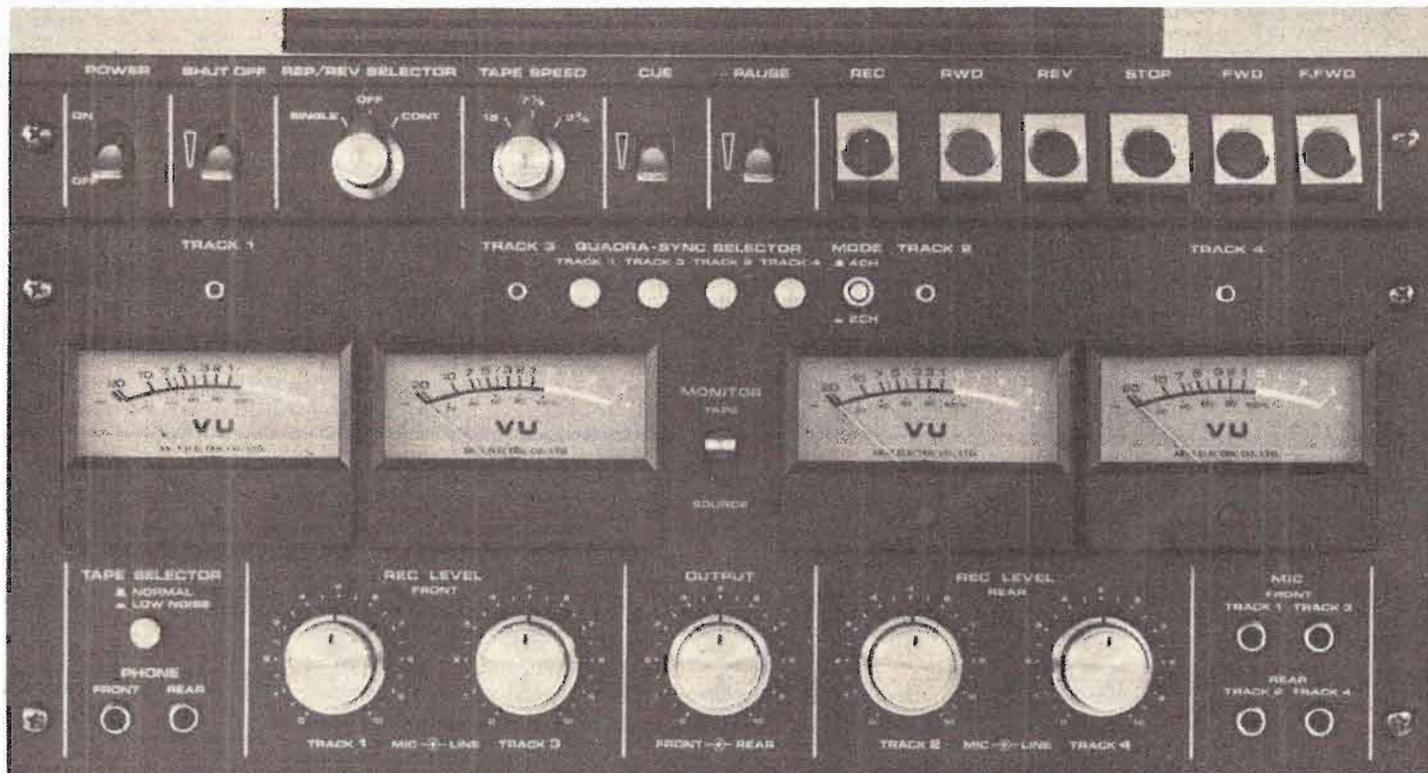


Photo 4

KEY BOARD : clavier à touches.

Il commande les différentes fonctions du magnétophone (enregistrement, lecture, rembobinages, pause, etc.).

KNOB : bouton.

Permet d'effectuer différents réglages.

LEATHER : cuir (très souvent SKAI par extension).

LEVEL : niveau. Photo 4.

Représente la valeur d'un signal en amplitude à un moment donné. Il peut être fixe ou variable. Les vu-mètres servent à visualiser des niveaux (enregistrement, reproduction) et donnent la valeur du signal. Il s'exprime en décibels. Le vu-mètre donne un niveau moyen en raison de son inertie. Quand il est assorti à un indicateur de crête (peak) on obtient une lecture instantanée du niveau.

LEVEL LIMITER : limiteur de niveau.

Dispositif électronique utilisé à l'enregistrement pour limiter automatiquement le

niveau et ainsi éviter les saturations lors des pointes de modulation (forte).

LEVER : levier.

Commutateur de fonctions utilisant un levier.

LINE : ligne.

Il peut s'agir d'une entrée ou d'une sortie ou du réglage correspondant. Le niveau ligne est celui du préamplificateur d'enregistrement ou de lecture. Raccordement tuner, auxiliaire, tape.

LOCK : verrou.

La touche « enregistrement » comporte habituellement un système de verrouillage afin d'éviter les fausses manœuvres.

Certains appareils comportent un système de verrouillage des bobines pour l'utilisation verticale.

LOW : (input), bas (niveau d'entrée).

Le sélecteur de sensibilité doit être placé sur « low » lorsque le niveau du signal provenant de la source est

bas. Ceci afin d'éviter la saturation. Bas niveau (20 à 60 mV).

LOUDSPEAKER : haut-parleur (par extension enceinte acoustique).

C'est l'élément de reproduction sonore. Il se situe à la sortie de l'amplificateur qui lui communique la puissance nécessaire. Cet amplificateur peut-être incorporé au magnétophone ou être extérieur.

LOW NOISE : High density : bande à faible bruit ou standard.

MECANISM : mécanisme.

MEMORY : mémoire (photo 5).

Elle permet de retrouver facilement en cours de rembobinage un point de la bande préalablement sélectionné au moyen du compteur remis à zéro à cet endroit.

MICROPHONE (MIC) : microphone.

Élément sensible de prise de son. Il doit être choisi en fonction :

1) de l'impédance d'entrée micro dans deux catégories :
a) basse impédance : 200 ou 600 Ω qui autorise l'usage de longs câbles.

b) haute impédance : 47 k Ω . Ne permet pas de longs câbles (2 m).

Il existe aussi des micro d'impédance moyenne qui doivent le plus possible se rapprocher de celle du magnétophone.

2) de la qualité recherchée qui doit être en rapport avec celle du magnétophone et le type de prise de son à réaliser.

Il existe plusieurs catégories :

- electrostatic : électrostatique (ordinaire),
- dynamic : dynamique (moyen - bon),
- electret : électret (bon),
- condenser : condensateur (bon),
- ribbon : ruban (excellent mais fragile).

MIXER : mélangeur.

Certains appareils permettent de mélanger deux ou plusieurs sources sur une seule piste.

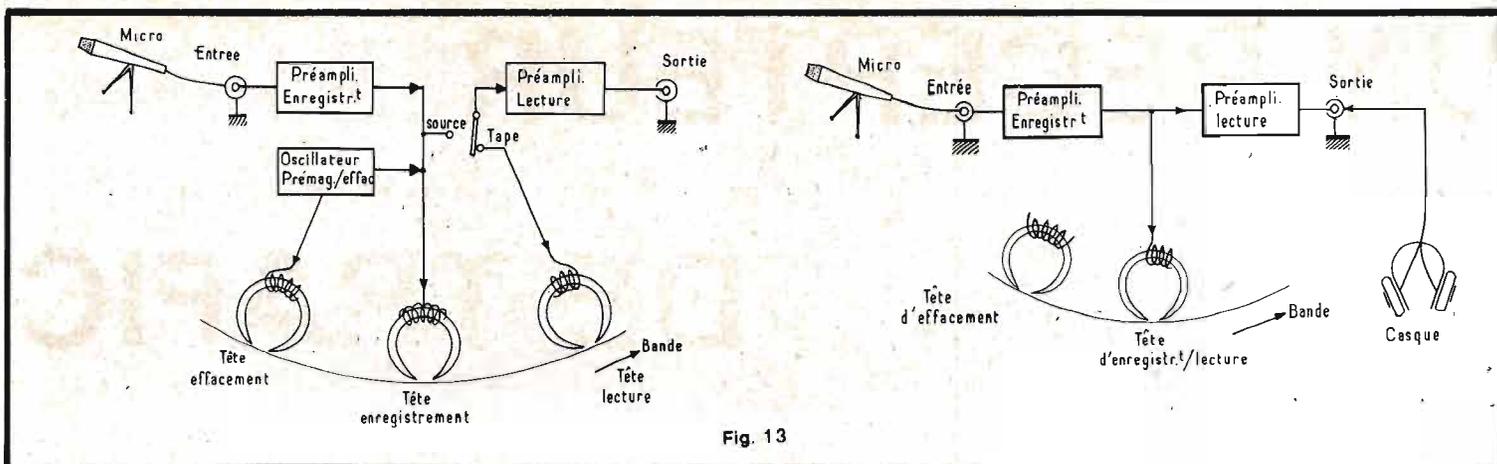


Fig. 13

ex. : micro-ligne (RCA) - micro-ligne (DIN), ligne (RCA) - ligne (DIN).

MONITOR (to) : contrôler l'enregistrement.

MONITORING : contrôle d'enregistrement.

Il permet de s'assurer de la qualité d'un enregistrement en cours de prise de son. Il s'effectue soit en écoute direct de la source au moyen d'un casque ou de haut-parleurs soit en contrôle indirect grâce à une troisième tête qui sert à la lecture de la bande pendant ou après l'enregistrement et qui permet de s'assurer immédiatement de la qualité finale (fig. 13).

MOTOR : moteur.

Ils peuvent être au nombre de un ou trois. Dans le premier cas, le moteur doit entraîner la bande au moyen du cabestan et du galet presseur ainsi que les bobines débitrices et réceptrices.

Dans le second cas, la fonction entraînement de la bande est assurée par un moteur parfaitement adapté possédant un couple convenable, et une grande régularité de défilement (moteur synchrone - moteur asservi). La fonction entraînement des bobines est réalisée par deux autres moteurs montés généralement sur chaque axe porte bobine ce qui simplifie considérablement la mécanique et permet une commande par relais beaucoup plus souple. Les trois moteurs peuvent parfois être télécommandés.

Le rembobinage est beaucoup plus rapide.

NAB : National Association of Broadcasters.

Définit un certain nombre de normes afin de rendre compatibles les enregistreurs.

OIL : huile.

Certains moteurs ou pièces mécaniques nécessitent une lubrification périodique.

O.L.S. : Over level suppressor : limiteur.

Ce dispositif électronique a pour effet d'éviter la saturation lors des pointes de modulation (forte) en cours d'enregistrement.

OPEN REEL : bobine.

Désigne les bobines dont les diamètres courants sont 13 - 18 et 25 cm.

OSCILLATOR : oscillateur.

Toute platine magnétophone comporte un oscillateur qui fournit les courants d'effacement et de prémagnétisation nécessaires pour réaliser l'enregistrement. Fréquences courantes (80 à 150 kHz).

OPERATE : fonctionner, faire fonctionner, commander.

OUTPUT : sortie.

La ou les sorties permettent le raccordement soit à un amplificateur, soit à un second enregistreur soit à des haut-parleurs si l'amplificateur est incorporé, etc.

Elles se caractérisent par leur niveau de sortie et leur impédance ainsi que par le type de connecteur qui les constituent (DIN - RCA ou cinch).

PAD : tampon, feutre.

Désigne habituellement les feutres de nettoyage de bande ou ceux qui assurent la pression de celle-ci sur les têtes sur certains modèles. Ce sont aussi les coussinets qui assurent le freinage, etc.

PANEL : panneau.

Face avant, face arrière, etc.

PAUSE : pause, arrêt momentané.

Elle permet soit de régler parfaitement l'appareil (niveau d'enregistrement) avant la prise de son, soit

d'éliminer un passage non désiré en cours d'enregistrement en stoppant le défilement sans toutefois arrêter le magnétophone ni modifier les réglages.

PC BOARD (printed circuit board) : circuit imprimé.

Supportent les composants électroniques sous la forme de plaquettes en matière isolante sur lesquelles sont fixées les différentes liaisons en circuits conducteurs.

PEAK : crête, maximum.

Les différents sons ou modulations qui sont des phénomènes variables dans le temps passent par différentes valeurs instantanées maximales en amplitude qu'on nomme « peak » ou crête.

PEAK INDICATOR : témoin de haut niveau - indicateur de crête.

On trouve maintenant sur certains appareils des voyants indiquant les pointes de modulation qui réagissent très rapidement. Les vu-mètres classiques, en raison de leur inertie ne sont pas capables de suivre les fortes variations qui sont parfois très brèves. On évite ainsi la saturation sur les forts signaux.

PHONES : casque d'écoute (voir headphones).

PITCH CONTROL : réglage de vitesse.

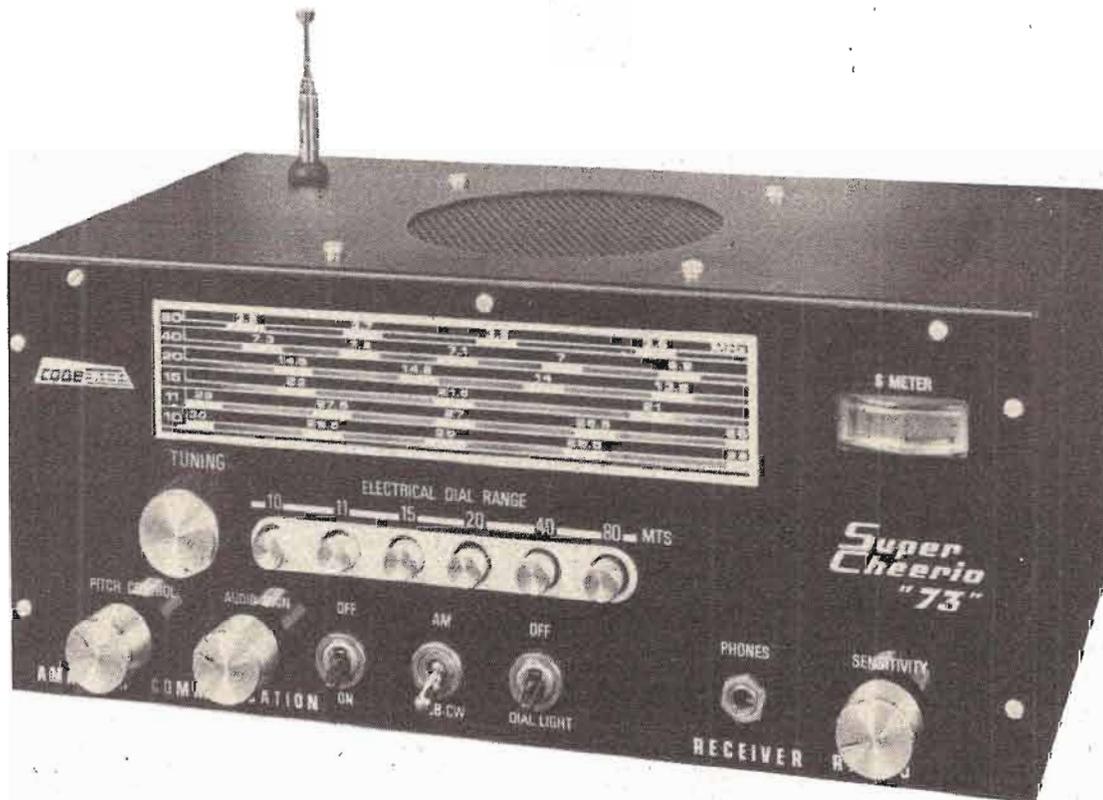
Une légère modification de la vitesse, quand elle est possible, permet de changer le temps ainsi que la hauteur des sons. (à suivre)



Photo 5

UN RECEPTEUR

DE TRAFIC



PRATIQUE ET SIMPLE

LE RÉCEPTEUR SUPER CHEERIO 73

LES récepteurs de trafic à ondes courtes à bandes étalées constituent des appareils remarquables pour tous les vrais radios amateurs, qui désirent recevoir des émissions lointaines sur les différentes gammes de transmission entre 10 et 80 mètres environ de longueur d'onde et dont les possibilités

dépendent des conditions locales, des heures de la journée, et des conditions atmosphériques.

Mais ces récepteurs de trafic sont encore souvent complexes encombrants et d'un prix élevé, malgré l'emploi évidemment des transistors. L'appareil Cogekit, dont la photographie est indiquée sur la figure 1, et de prix réduit, offre l'avantage d'assurer des résultats de qualité et une grande facilité d'utilisation.

DISPOSITION DE L'APPAREIL

Tout le montage est, en effet, contenu dans un coffret métallique de 310 x 180 x 130 mm, et l'appareil complètement autonome. Il est alimenté simplement à l'aide de trois piles plates du type lampe de poche de 4,5 volts contenues dans le coffret et réunies par un coupleur.

Sur la face avant on voit

comme le montre la photographie, le cadran de repère des stations gradué en fréquences, des six gammes utilisables, soit 80 mètres, c'est-à-dire de 3,45 à 3,85 MHz, 40 mètres, de 6,85 à 7,38 MHz, 20 mètres de 13,7 à 14,6 MHz, 15 mètres de 20,8 à 22,4 MHz, 11 mètres, de 26 à 28 MHz, et 10 mètres de 28 à 30 MHz.

Ces différentes gammes sont choisies simplement à l'aide de 6 boutons-poussoirs

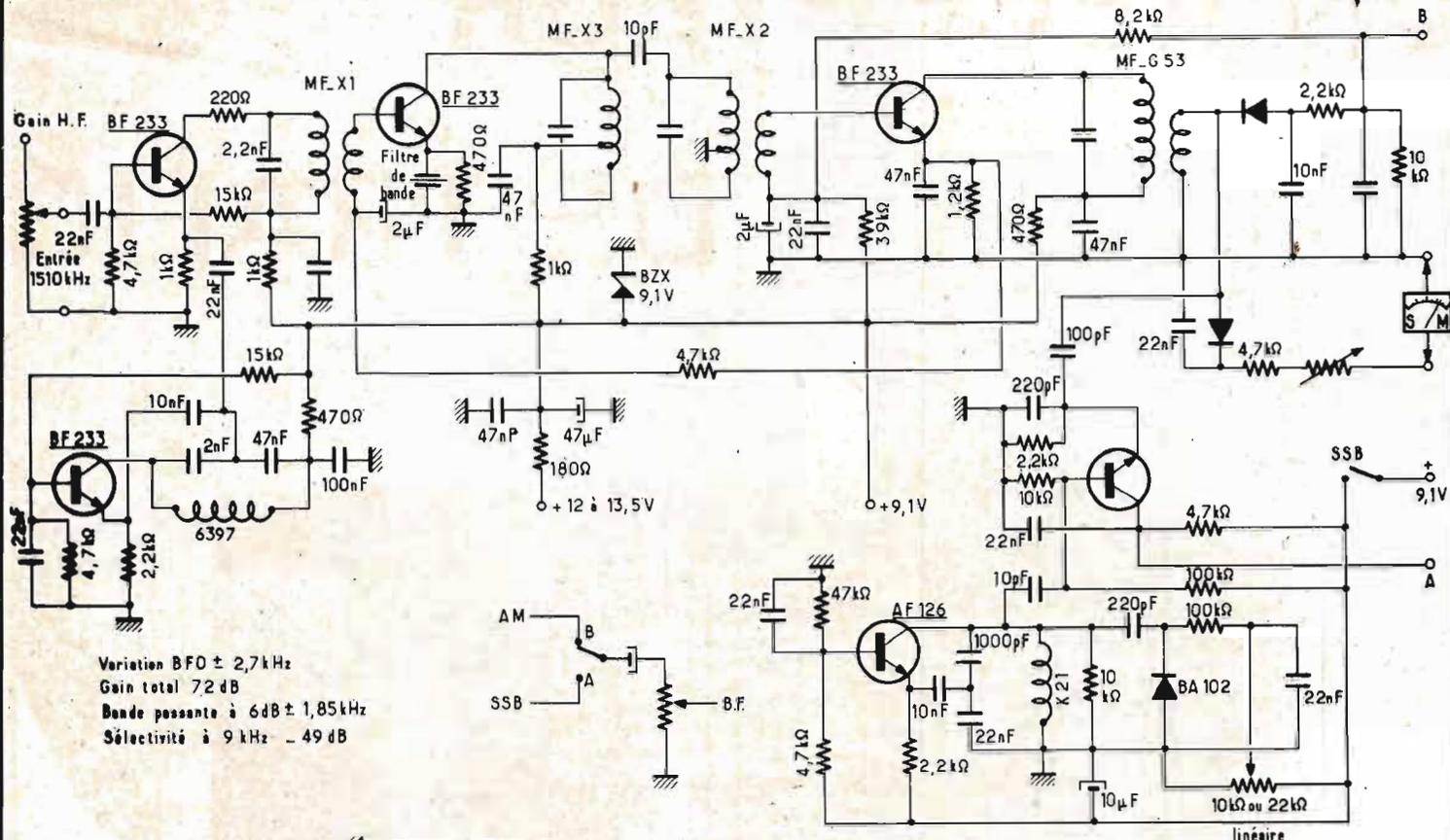
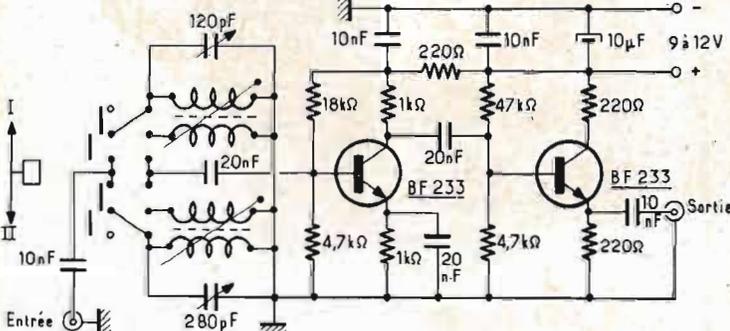


Fig. 2



CARACTERISTIQUES:

- GAIN : 28 dB sous 12V à ± 3 dB
- 24 dB sous 9V à ± 3 dB
- DEBIT : 2,5 mA
- Impédance de sortie 50 ohms
- Position I 3,35 à 11,8 MHz
- II 11,7 à 30 MHz

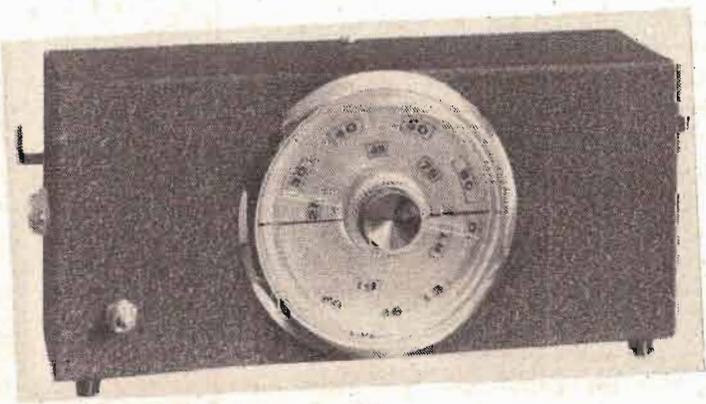


Fig. 3

disposés en dessus du cadran de repère rectangulaire. L'accord est réalisé par un bouton de recherche de stations à démultiplication sans jeu de recul, ce qui permet un réglage précis et assure un déplacement de l'aiguille avec une course de 170 mm.

Deux boutons de réglage assurent le réglage du volume sonore et le contrôle de la tonalité ; à droite du contacteur d'arrêt et de mise en marche, on voit deux inverseurs. Le premier permet de passer de la réception des ondes radiophoniques en modulation d'amplitude à la réception des émissions en ondes entretenues, et le deuxième permet l'éclairage du cadran de repère. En effet, étant donné que l'alimentation est assurée par piles, il est préférable d'éclairer seulement le cadran au moment de la recherche des stations, pour éviter une usure rapide des piles.

La sensibilité en HF est commandée par un bouton rotatif disposé à droite du tableau, et un S-mètre détermine les conditions d'accord pour chaque station. L'audition est assurée par un haut-parleur elliptique de 12 x 19 placé sur le haut du coffret ; l'ampli basse fréquence incorporé à circuits intégrés fournit, d'ailleurs, une puissance de 2,5 watts. On peut également utiliser des écouteurs téléphoniques reliés à une prise frontale avec coupure automatique de la liaison du haut-parleur.

Une antenne télescopique est disposée au-dessus du coffret ; elle permet déjà, dans des conditions normales, d'obtenir la réception d'un grand nombre d'émissions : mais, une prise d'antenne est prévue pour les réceptions difficiles ou lorsque les conditions locales sont défectueuses.

Une fiche DIN est également prévue pour l'enregistrement avec magnétophone, ce qui permet de conserver une trace des réceptions effectuées, et on peut adapter l'alimentation-secteur avec coupure d'alimentation à l'arrière, au moyen d'un jack standard.

mentation-secteur avec coupure d'alimentation à l'arrière, au moyen d'un jack standard.

LE MONTAGE ÉLECTRONIQUE

Le montage électronique est indiqué sur la figure 2. C'est un montage super-hétérodyne à double changement de fréquence, avec entrée à 1510 kHz, et platine à fréquence intermédiaire à 450 kHz avec BFO incorporé à grande stabilité à exploration à 2000 périodes. Le gain obtenu est de 76 dB, et l'efficacité du contrôle automatique de gain atteint 40 dB. La bande passante à 6 dB est de 2,75 kHz, et la sélectivité à 9 kHz est de 32 dB.

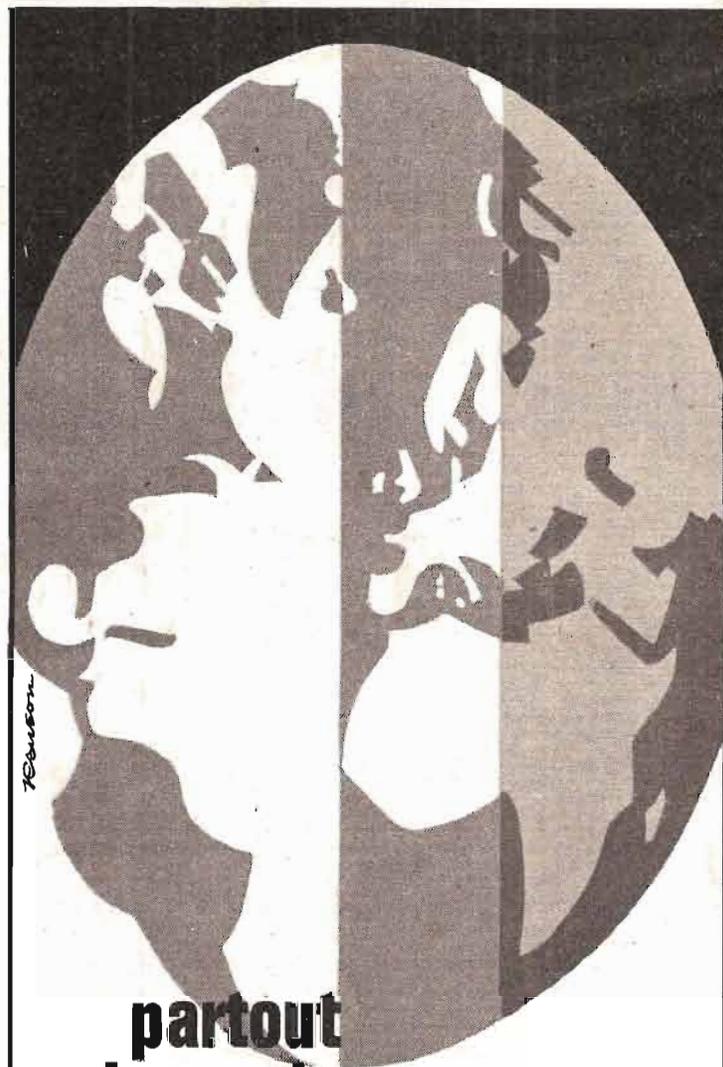
Pour la gamme de 80 mètres, on considère la fréquence fondamentale d'accord, de même pour 40 mètres et 20 mètres, mais, pour 15 mètres, 11 mètres et 10 mètres, on considère l'harmonique 2, ce qui fait varier évidemment le niveau.

Cet appareil, simple et réduit, est ainsi très attrayant pour l'amateur d'émissions lointaines.

Le même constructeur réalise un amplificateur de gain à haute fréquence intercalé entre l'antenne et le récepteur à ondes courtes et qui permet d'améliorer dans une grande proportion les résultats obtenus dans des conditions déterminées.

Cet appareil simple alimenté par une petite pile pour appareil à transistors de 9 volts, comporte simplement un cadran unique de réglage avec un inverseur pour les deux gammes d'ondes envisagées (fig. 3).

H.P.



**partout
des amis
vous
attendent!**

**devenez
radio-amateur**

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant.

Notre cours fera de vous un EMETTEUR RADIO passionné et qualifié.

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT!

DOCUMENTATION SANS ENGAGEMENT
remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

ENSEIGNEMENT PRIVE A DISTANCE

35801 DINARD

HPA 59

NOM : _____

ADRESSE : _____

CONSEILS PRATIQUES pour la RECUPERATION des COMPOSANTS

LORSQUE l'on fait les montages électroniques, on fait souvent des essais et des maquettes, avant de réaliser le montage définitif.

Il est dommage de jeter ces maquettes lorsqu'on ne les utilise plus.

D'autre part, l'amateur peut trouver dans les surplus, des cartes imprimées avec toutes sortes de composants électroniques.

L'auteur espère que le présent article pourra guider l'amateur débutant en lui évitant des déboires et l'achat de surplus coûteux et inutilisables, tout en lui permettant de constituer à bon compte de précieux « fonds de tiroirs ».

I. REGLE FONDAMENTALE

La fiabilité des montages, c'est-à-dire la sécurité de fonctionnement des montages utilisant des composants de récupération doit **toujours** être considérée comme douteuse.

Il en résulte que les composants de récupération doivent être réservés à :

- des essais ou des maquettes,
- des montages utilisés par leur auteur,
- des « gadgets » ou des montages dont la sécurité de fonctionnement n'est pas primordiale,
- des réparations urgentes.

Il faut les proscrire :

- des montages destinés à la vente,
- des montages exigeant une bonne précision ou une bonne fiabilité (par exemple : allumage électronique de voiture, appareil de mesure, dispositif de sécurité),
- des montages peu accessibles rendant difficile un éventuel remplacement.

II. QUELS SONT LES COMPOSANTS INTERESSANTS A RECUPERER ?

1) Résistances :

Elles sont peu coûteuses, et le démontage risque fort de les endommager ou de les faire changer de valeur.

Et pourtant...

L'éventail des valeurs est tel que le démontage ou les « fonds de tiroirs » sont indispensables.

Les résistances au carbone sont sensibles à la chaleur et aux contraintes mécaniques du démontage :

- leur valeur peut changer (immédiatement ou dans le temps),
- elles peuvent être source de bruit (gênant pour un préampli).

Les résistances bobinées ou vitrifiées ne craignent pas grand chose sinon de se couper.

Les résistances agglomérées de très anciens montages (marquées par un point de couleur), périmées depuis longtemps sont à proscrire.

2) Condensateurs :

Ils sont de prix et de nature très variables, et supportent plus ou moins bien les démontages.

Nous déconseillons de récupérer les condensateurs chimiques, et les condensateurs papier, surtout s'ils sont trop vieux.

Nous attirons l'attention sur la fragilité des condensateurs à film plastique (qui n'aiment guère la chaleur des démontages).

Et pourtant... (voir le paragraphe sur les résistances).

3) Diodes et redresseurs :

Il est intéressant de récupérer les diodes au silicium, malgré leur faible prix (les proscrire toutefois de certains montages matriciels s'ils sont difficilement démontables).

Par contre, nous déconseillons formellement la récupération des diodes au germanium, dont les fuites ont toutes les chances de prendre des proportions catastrophiques.

4) Transistors et autres « bêtes à 3 ou 4 pattes » :

Nous déconseillons de récupérer les petits modèles au germanium, surtout s'ils sont soudés très près du circuit imprimé, car leur courant de fuite risque de devenir prohibitif (l'auteur garde un mauvais souvenir de l'emploi de tels transistors pour réaliser des diviseurs de fréquence pour un orgue électronique, dont le fonctionnement devenait capricieux dès que la température ambiante dépassait 20°C !).

Si on tient à tout prix à récupérer de petits transistors au germanium, il faut absolument les réserver à des montages peu critiques tels que multivibrateurs, etc.

Par contre, on pourra récupérer les petits modèles au silicium beaucoup plus résistants à la chaleur du dessoudage et les transistors de puissance montés sur radiateurs. Pour les transistors de puissance au germanium, il sera préférable de conserver les fils de liaison d'origine plutôt que de les dessouder.

Le schéma d'un ampli utilisant des transistors de puissance au germanium est délicat à établir (pour tenir compte des fuites et de la sensibilité des transistors à la température). Par ailleurs, la puissance que l'on peut obtenir des transistors au germanium (même les plus gros) est assez limitée.

5) Lampes (ou tubes électroniques) :

Aucun problème... mais ces composants ne sont guère intéressants que pour les dépannages, ou les nostalgiques du passé.

6) Circuits intégrés :

Il est parfois intéressant de les récupérer, mais c'est une opération difficile, surtout si la carte qui les contient est un circuit imprimé double-face.

7) Autres composants :

Il y a divers autres composants dont certains sont intéressants à récupérer : en particulier :

— transformateurs et selfs (de toutes tailles),

— relais électro-magnétiques (classiques ou sous ampoule scellée),

— contacteurs, voyants,

— connecteurs (lorsque l'on a à la fois l'élément mâle et l'élément femelle correspondants, ce qui est rare dans les surplus !),

— Supports de circuits intégrés,

— thermistance, quartz, etc.

III. PROBLEME DU MARQUAGE

Dans les surplus, on trouve fréquemment des composants de toute nature dont le marquage est inexploitable car c'est un code particulier au constructeur, non divulgué au public. Examinons successivement le cas de la plupart des composants non marqués, ou dont le marquage est inutilisable.

1) Résistances :

— résistance : mesurée à l'ohmmètre,

— dissipation selon grosseur (valeur courante : 1/4 W).

2) Condensateurs :

— polarité (pour les chimiques) : le test repéré par l'anneau de sertissage,

— capacité : mesurée au capacimètre (voir par exemple « Electronique Pratique » n° 1443) ou à défaut en mesurant l'impédance à une fré-

quence donnée (100 Hz par exemple),

— tension maxi admissible : impossible à mesurer sans détruire le condensateur. Si on a beaucoup de modèles d'un même type, on peut en détruire quelques-uns. On pourra prendre comme valeur maximale admissible 1/3 ou 1/4 de la plus petite valeur trouvée.

3) Diodes :

— polarité : la cathode est presque toujours marquée, sinon on se rappellera que le courant (issu du pôle + de la batterie) entre par l'anode et sort par la cathode quand la diode est passante. Attention en utilisant un ohmmètre, on ne peut pas se fier aux indications + ou - indiquées sur les bornes de l'appareil (souvent inversées), mais faire un essai avec une diode bien marquée, et se souvenir (ou noter) que, quand l'ohmmètre dévie, la...

ode est reliée au + de l'ohmmètre, — matériau constitutif : quand la diode est passante, la différence de potentiel à ses bornes est : 0,2 à 0,3 V avec un modèle au germanium ; 0,5 à 0,7 V avec un modèle au silicium.

L'aiguille de l'ohmmètre dévie donc plus dans le cas d'une diode passante au germanium (faire des essais avec des diodes dont on connaît le

matériau constitutif et se souvenir de l'ordre de grandeur des résultats),

— tension inverse de crête, ou tension de zener : on utilisera le montage de la figure 1 a, ou celui de la figure 1 b, si on possède un oscilloscope. Le seul avantage de la dernière méthode est d'éviter une alimentation en courant continu à tension élevée. Nous déconseillons formellement d'omettre le transfo d'isolement (montage dangereux pour l'opérateur et pour l'oscilloscope, car la masse du montage est reliée directement au secteur 50 Hz). Cette tension peut être atteinte, avec toute diode à condition que l'intensité soit telle que la puissance dissipée par la diode soit inférieure à la valeur admissible,

— intensité et puissance dissipée maxi : selon boîtier, pour les modèles de puissance. Très difficile à déterminer pour les petits modèles (l'intensité maxi peut varier entre quelques mA et 1 A selon les cas, mais presque toutes les diodes peuvent laisser passer une dizaine de mA et supporter une dissipation de 100 mW),

— fuites (courant circulant dans la diode lorsqu'elle est soumise à une tension qui la « bloque ») : le courant de fuite ne doit jamais être mesurable à l'ohmmètre (pour les modèles au silicium), et il vaut mieux rejeter celles dont les fuites dépassent le μA .

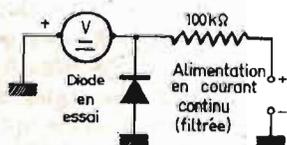


Fig. 1a. — Détermination de la tension de Zener d'une diode. La tension d'alimentation doit être très supérieure à la tension de Zener de la diode (une tension de 50 à 200 V suffira la plupart du temps).

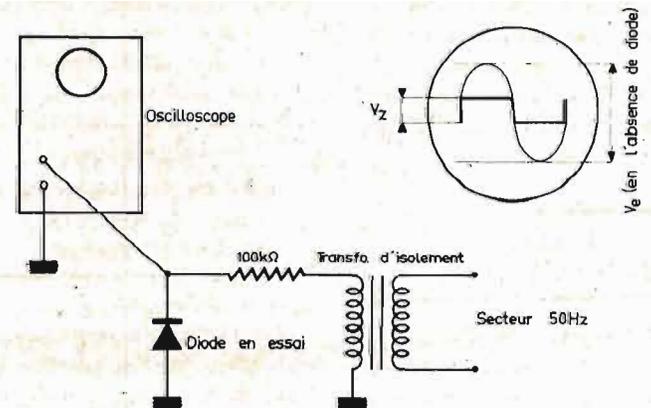


Fig. 1b. — Détermination de la tension de Zener d'une diode avec un oscilloscope. La tension de crête V_e observée sur l'écran en retirant la diode est égale à 2,8 fois la valeur lue sur un contrôleur universel branché en parallèle sur l'oscilloscope. Le transfo d'isolement est indispensable pour des raisons de sécurité.

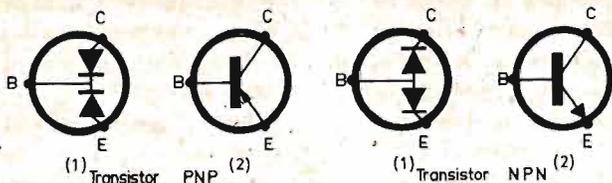


Fig. 2. - Constitution (1) et représentation schématique (2) d'un transistor.

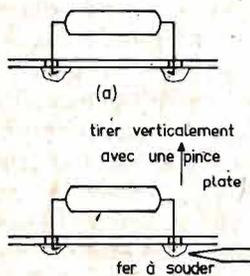


Fig. 4. - Dessoudage d'un « élément à deux pattes ».

4) Transistors :

— électrodes : il est rare qu'elles ne soient pas conformes au boîtier standard (TO5, TO18, etc.).

Dans le doute (boîtier plastique non repréré par exemple), on se rappellera qu'un transistor n'est pas autre chose que deux diodes montées en opposition, l'électrode commune étant la base. Toutefois, on se gardera bien d'en déduire que pour réaliser un transistor, il suffit de prendre deux diodes et de les monter en opposition (de même, on évitera de remplacer une valve biplaque par un transistor PNP). L'émetteur et le collecteur sont donc symétriques et un transistor peut fonctionner en permutant ces deux électrodes mais la puissance admissible pour la jonction BE est très faible (et ne peut être mesurée sans détruire le transistor). D'autre part le gain en courant β du transistor inversé est en général beaucoup plus faible que celui du transistor monté correctement.

Enfin, pour la plupart des transistors au silicium, la tension de zener entre émetteur et base est très faible (5 V environ) tandis que celle entre base et collecteur est souvent beaucoup plus élevée (20, 40 parfois 100 V ou plus). La mesure de cette tension se fera comme pour les diodes, — polarité (PNP ou NPN) la figure 2 précise la constitution des deux types de transistors

et indique la représentation utilisée habituellement sur les schémas théoriques.

— matériau constitutif (Ge ou Si) : comme pour les diodes,

— gain en courant β : ce paramètre mesure l'amplification du transistor. Il peut être mesuré très facilement avec le montage de la figure 3,

— courant de fuite mesuré très facilement avec le montage de la figure 3,

— courant de fuite ICEO (base « en l'air »). C'est un paramètre qu'il est important de mesurer sur les transistors de récupération qui ont pu souffrir des démontages. On peut utiliser le montage de la figure 3, en laissant la base « en l'air », et en utilisant une sensibilité plus grande pour la mesure du courant collecteur. Le courant de fuite ainsi mesuré doit être très faible avec les modèles au silicium (une centaine de micro-ampères au maximum),

— tensions maximales : celle qui nous intéresse presque toujours est la tension maximale entre émetteur et collecteur ou, ce qui revient à peu près au même, entre base et collecteur, que l'on peut facilement mesurer (voir le paragraphe relatif aux diodes). Il vaut mieux être prudent, et éviter de soumettre le transistor à une tension supérieure à la moitié de la valeur mesurée, surtout dans le cas de monta-

ges impulsionnels (multivibrateur, etc.),

— puissance et intensité maxi : voir paragraphe relatif aux diodes.

5) Autres « bêtes à 3 ou 4 pattes » :

Leur détermination est difficile :

— petit thyristor (boîtier TO5 ou TO18) ; extérieurement, rien ne le distingue d'un transistor. Avec le montage de la figure 3, on verra qu'on a affaire à un thyristor (et non pas à un transistor) lorsqu'il sera impossible d'empêcher le dispositif de débiter, même en débranchant la connexion « de base ». La cathode correspond à l'émetteur (d'un transistor NPN), la gâchette à la base, et l'anode au collecteur.

Les autres dispositifs sont rares et difficiles à déterminer :

— un transistor à effet de champ ressemble (lors du contrôle de l'ohmmètre) à un transistor coupé (« base » isolée des autres électrodes) ;

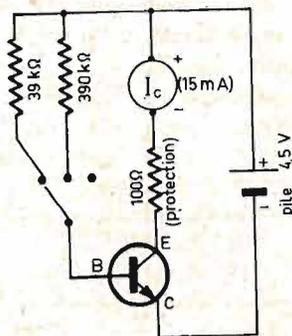
— Une diode tunnel ressemble à un transistor en court-circuit lors des contrôles à l'ohmmètre ;

— Un transistor unijonction se distingue par la position du détrompeur s'il est en boîtier métallique genre TO5 ou TO18.

6) Circuits intégrés :

La détermination de ce

Fig. 3. - Mesure du gain en courant β d'un transistor NPN. L'appareil de mesure pourra être un contrôleur universel branché sur la position 15 mA. β sera de 10 par mA quand le commutateur K est en position 3 : il correspondra directement à la valeur lue sur le cadran si celui-ci est gradué de 0 à 150. Il sera de 100 par mA quand le commutateur K est en position 2 (multiplier la valeur lue sur le cadran par 10). La position 1 du commutateur K sert à mesurer les fuites (voir texte). Pour un transistor PNP, inverser les polarités de la pile et de l'appareil de mesure.



qu'un boîtier à 14 « pattes » inconnu peut contenir est un problème à peu près insoluble.

Nous déconseillons donc formellement l'achat de circuits intégrés inconnus dans les surplus : ils seront selon toute vraisemblance inutilisables.

Pourtant, ce problème peut être considéré comme passionnant pour les amateurs d'énigmes, car il est très analogue au décryptage d'un message secret, et on utilisera les mêmes méthodes :

— avoir autant que possible plusieurs C.I. identiques ;

— essayer de recueillir le maximum d'informations sur la fonction du montage, son origine, etc., (indications éventuelles sur la carte, précisions fournies par le vendeur ou par d'autres personnes),

— relever le schéma de câblage de l'ensemble,

— on arrivera en général à déterminer les connexions correspondant à l'alimentation (reliées à beaucoup de circuits), et les polarités (s'il y a des condensateurs chimiques, qui donneront également une indication sur la (ou les) tension(s) d'alimentation).

Il s'agit ensuite de déterminer à quelle sorte de circuit on a affaire. Par exemple (liste non limitative) :

— logique DTL ou TTL (alimentée en général sous 5 V environ),

— logique MOS (souvent avec deux tensions d'alimen-

tation plus élevées : (10 à 20 V par exemple), symétriques ou non. De tels circuits sont souvent complexes (L.S.I.) et fragiles : peu d'espoir,

— circuits « linéaires », par exemple amplis opérationnels (souvent alimentés avec ± 15 V). Contrairement aux circuits logiques qui sont généralement seuls, ces circuits sont souvent associés à des éléments R ou C,

— divers (réseaux RC, photocoupleurs, etc.).

S'il y a plusieurs circuits identiques dont le câblage est différent, cela pourra donner des indications quant au rôle des diverses électrodes : (les entrées inutilisées sont en général reliées à la masse ou à la tension d'alimentation, tandis que les sorties inutilisées sont le plus souvent « en l'air »).

Il est formellement déconseillé d'utiliser un ohmmètre pour tenter de repérer les électrodes : c'est toujours inefficace et le plus souvent destructeur pour le circuit.

Lorsque l'on a puisé tous les recoupements possibles, on peut démonter un circuit pour l'essayer. Si on est certain des électrodes d'alimentation, on peut mettre sur C.I. sous tension et observer les tensions sur les diverses électrodes.

7) Circuits logiques (DTL ou TTL) :

Il sera intéressant d'utiliser des « témoins logiques » (voir le « Haut-Parleur » n° 1469 du mois de septembre). Une réalisation simple de « témoin logique » consiste à monter (dans le bon sens) une diode électro-luminescente (L.E.D.) en série avec une résistance de quelques $k\Omega$ entre l'électrode à tester et la masse. On pourra distinguer les entrées et les sorties de la façon suivante (logique DTL ou TTL classique) :

— entrées : elles sont reliées au + 5 V par l'intermédiaire d'une résistance de valeur élevée : la tension mesurée à vide avec un voltmètre sensible (20 $k\Omega/V$ au moins), entre électrode et la masse est donc

voisine de + 5 V mais elle chute énormément lorsque l'on met une résistance de quelques $k\Omega$ (ou un témoin logique à L.E.D.) entre l'électrode et la masse,

— sorties : l'impédance de sortie est faible et l'influence d'une résistance ou d'un témoin logique à L.E.D. est négligeable sur l'indication du voltmètre. Une sortie peut présenter deux états :

● Etat « bas » : voltmètre au zéro (et témoin logique éteint),

● Etat « haut » : voltmètre au + 5 V (et témoin logique allumé),

— remarque : certains circuits ne comportent pas de résistance de charge. Celle-ci est alors en général une véritable résistance reliée entre + 5 V et l'électrode de sortie. Si elle est absente il faudra en mettre une pour les essais, dont la valeur sera par exemple 2,2 $k\Omega$,

— lorsque l'on a déterminé toutes les entrées et les sorties il n'y a plus qu'à vérifier l'interaction entre les entrées et les sorties (ce qui n'est pas évident dans le cas de bascule JK, ou de mémoires par exemple).

Nous ne garantissons pas que le taux de mortalité des C.I. soumis à ces diverses épreuves sera négligeable. En effet pour tuer un C.I. logique, il suffit par exemple d'invertir les connexions d'alimentation, ou d'imposer une tension (+ 5 V ou masse) à une sortie en croyant qu'il s'agit d'une entrée, ou de brancher ensemble des sorties ayant des états différents, de soumettre certaines électrodes à des tensions négatives (ohmmètre), etc.

6) Divers :

— transformateurs : mesurer la résistance des enroulements à l'ohmmètre et soumettre l'enroulement donnant la plus forte valeur à une tension alternative (assez faible par mesure de prudence), puis relever les tensions aux bornes des différents enroulements. L'intensité maximale est proportionnelle à la section

des fils émaillés de bobinage (lorsque ceux-ci sont visibles). Dans certains transfos, les fils fins sont souvent reliés à des fils sous coton ou plastique beaucoup plus gros, et il ne faudra pas en déduire qu'ils peuvent supporter une intensité élevée,

— selfs : mesurer la résistance en courant continu R à l'ohmmètre, et l'impédance Z en courant alternatif de fréquence F (50 Hz, 1000 Hz, ou 10 kHz selon la valeur de la self). La self est donnée par la formule :

$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2 \pi F}$$

— lampes-témoins, relais, etc. : les soumettre à une tension croissante et regarder ce qui se passe.

IV. PRATIQUE DU DÉMONTAGE

Le démontage des « éléments à deux pattes » (diodes, résistances, condensateurs, etc.) peut se faire assez facilement avec un fer à souder lorsque les fils de connexion ne sont pas repliés comme c'est le cas de la figure 4 a. Sinon, il faut commencer par chauffer la soudure arrivant à un des fils et détordre celui-ci en passant la lame d'un canif (tout en continuant à chauffer). Ensuite, on procède comme indiqué sur la figure 4 b : on chauffe la soudure à défaire, et simultanément on tire dans le sens de la flèche sur le fil de connexion du côté opposé avec une pince plate (en prenant appui sur le circuit imprimé pour limiter l'amplitude de mouvement au strict nécessaire, sinon on risque de casser le composant à l'endroit où arrive l'autre fil de connexion). Si on est masochiste, ou si on veut comprendre pourquoi les composants sensibles à la chaleur souffrent lors des démontages, on peut saisir le corps du composant entre le pouce et l'index au lieu d'utiliser la pince plate.

Tout cela n'est pas très

facile, et il faut un peu de pratique pour y arriver sans difficulté et sans dommages excessifs pour les composants.

Le démontage d'éléments à plus de deux pattes commence à poser des problèmes sérieux. Pour un transistor, ou un élément dont les fils de connexions sont très rapprochés, on cherchera à chauffer simultanément toutes les connexions de l'élément tout en saisissant celui-ci entre le pouce et l'index pour le retirer du circuit (à condition, bien entendu que les fils de connexion ne soient pas pliés comme sur la figure 4 a).

La pratique du démontage est donc assez difficile, si l'on ne dispose pas de pompe à dessouder.

L'amateur qui a souvent l'occasion de faire des démontages a intérêt à s'en acheter une, bien que son prix soit élevé (une centaine de francs).

Les pompes à embout téflon sont parfaitement adaptées à cet usage.

L'auteur est assez sceptique quant à l'efficacité des autres modèles, et en particulier les modèles chauffants avec embout métallique creux et avec aspiration de soudure.

L'emploi d'une pompe à embout téflon est très simple : il suffit de chauffer la soudure avec le fer à souder, puis d'aspirer celle-ci avec la pompe en appuyant sur le bouton de déclenchement. On peut alors détordre le fil de connexion (le cas échéant), puis le faire jouer dans le trou du circuit imprimé pour le dessouder complètement (il tient en général par un minuscule « pont » de soudure).

Attention ! l'emploi d'une pompe à dessouder est inefficace dans le cas d'un circuit imprimé double face, et on devra utiliser le fer à souder, le canif, les doigts ou la pince plate, comme indiqué au début du paragraphe.

MONTAGES

RADIO - RECEPTEURS

A MODULATION

DE FREQUENCE

SÉLECTEURS FM À TRANSISTORS

A l'entrée de tout récepteur radio, il y a un **sélecteur**, dit aussi « tête » ou tuner.

Il se compose d'un étage mélangeur et d'un étage oscillateur, afin de produire le signal FI à partir des deux signaux HF :

(a) le signal HF **incident**, provenant de l'émission et capté par l'antenne,

(b) le signal HF **local**, produit par l'oscillateur.

Des sélecteurs plus simples peuvent être réalisés avec un seul étage oscillateur-mélangeur.

Par contre, on peut prévoir, avant le changement de fréquence, un étage HF et celui-ci peut être à un seul transistor ou à deux, montés en cascade (voir figure 1).

Le sélecteur que nous allons décrire est à quatre transistors remplissant les fonctions suivantes :

Deux transistors 2N 3855 A (General Electric), montés en cascade :

Un transistor 2N 3855 A monté en mélangeur ;

Un transistor 2N 3855 A monté en oscillateur.

Le schéma de ce sélecteur, proposé par General Electric, est donné à la figure 2.

ANALYSE DU SCHÉMA

Partons de l'antenne. Celle-ci, du type FM, reçoit les émissions de la bande II des FM, de 88 à 106 MHz ou autres limites du même ordre, selon les pays.

Le signal capté par l'antenne est transmis par câbles et par les filtres et les répartiteurs du système collectif de l'immeuble, à la prise d'antenne du local d'où un séparateur radio-TV permet le branchement de l'entrée du sélecteur à la source de signaux incidents.

L'impédance d'une entrée FM peut être actuellement, de 75 ou 300 Ω , ou de 60 ou 240 Ω (en Allemagne).

Sur le schéma, elle est de 300 Ω entre x et z, avec prise médiane y, à la masse ou non utilisée.

Si l'on désire une entrée de 75 Ω , on utilisera l'un des points x ou z et le point de masse y. Ces entrées sont de 75 Ω et non de 150 Ω .

Le transformateur $L_1 - L_2$ est élévateur et on l'accorde sur le signal à recevoir avec CV1, variable, C_1 ajustable et l'ensemble série $C_2 - C_3$, qui contribue à l'accord avec sa valeur résultante :

$$\frac{33 \cdot 13}{33 + 13} = 9,32 \text{ pF}$$

Ces condensateurs constituent aussi un diviseur capacitif de tension et d'impédance.

Si e est la tension totale aux bornes de L_2 et de $C_2 - C_3$, la tension sur C_3 est égale à :

$$\frac{e \cdot 33}{13 + 33} \text{ volts}$$

et celle sur C_2 est :

$$\frac{e \cdot 13}{13 + 33} \text{ volts}$$

Le rapport d'abaissement de tension est donc 33/46 et celui des impédances, le carré de ce rapport :

$$\left(\frac{33}{46}\right)^2 = 0,51$$

Cet abaissement d'impédance permet d'utiliser un bobinage L_2 de forte valeur, accordable par une capacité de faible valeur et adapté à l'entrée sur la base de Q_1 grâce à $C_2 - C_3$.

ETAGE HF CASCODE

Cet étage comprend Q_1 monté en émetteur commun et Q_2 monté en base commune. La figure 3 montre d'une manière simplifiée la liaison entre le collecteur de Q_1 et l'émetteur de Q_2 et la sortie sur le collecteur de Q_2 sur une charge représentée par Y_L .

Q_1 est polarisé à l'émetteur par $C_8 - R_5$ et à la base, par le diviseur de tension $R_4 - R_3 - R_2 - R_1$, au point commun de R_1 et R_2 . La tension de collecteur de Q_1 et de l'émetteur de Q_2 est environ la moitié de celle entre l'émetteur de Q_1 et le collecteur de Q_2 . Elle est « flottante ».

Q_2 est polarisé à la base par le même diviseur de tension, au point commun de R_2 et R_3 tandis que le collecteur de ce

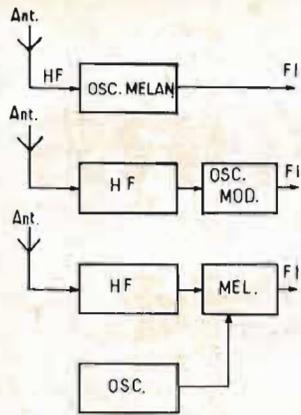


Fig. 1

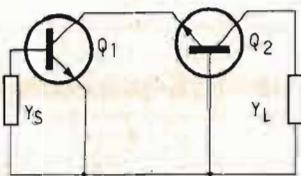


Fig. 3

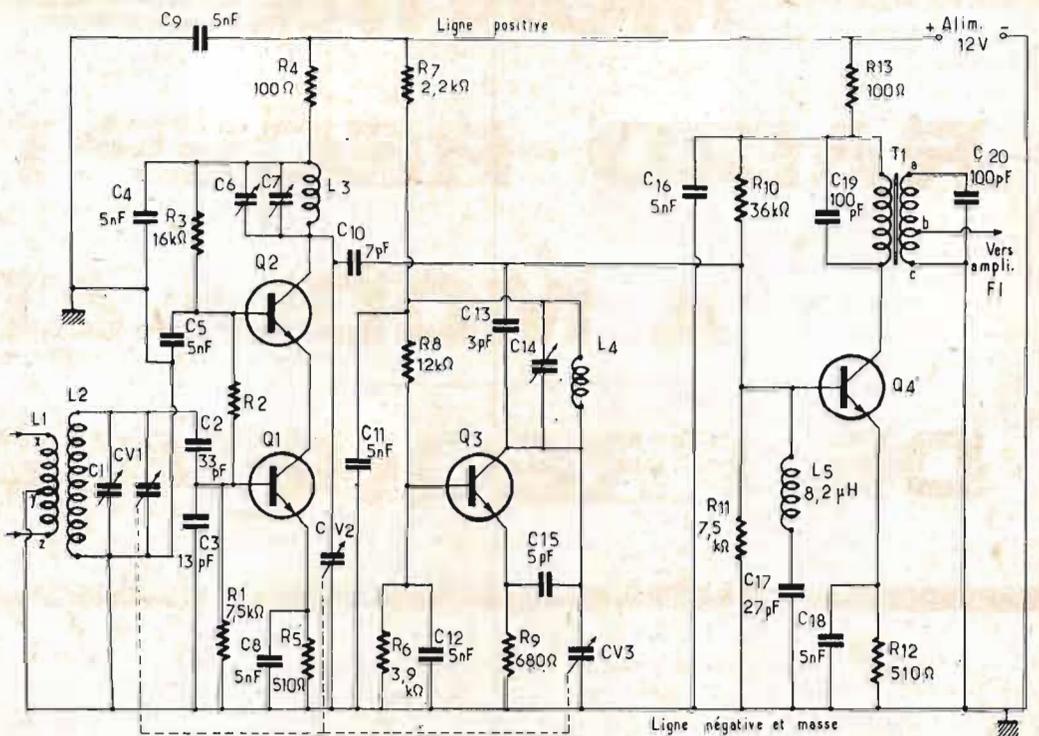


Fig. 2

transistor est polarisé au point commun de R_3 et R_4 , par l'intermédiaire de L_3 .

Le montage « en continu » de Q_1 et Q_2 est représenté à la figure 4.

Le deuxième bobinage accordé se trouve dans le circuit de collecteur de Q_2 . L_3 est accordé par CV_2 , conjugué avec CV_1 et CV_3 . L'accord est aligné avec celui des deux autres circuits, grâce à C_6 et C_7 ajustables.

La ligne + est découplée par C_9 . Tous les condensateurs de découplage sont de 5 nF, ce qui est suffisant à 100 MHz environ.

ÉTAGE MÉLANGEUR

Celui-ci utilise Q_4 monté en émetteur commun, polarisé à l'émetteur par C_{18} - R_{12} et, à la base R_{11} - R_{10} - R_{13} , avec découplage par C_{16} .

Le signal incident amplifié est appliqué à la base et le signal local, est transmis également à la base, par C_{13} .

On obtient le signal FI sur T_1 , d'où il est transmis à partir du point B à l'amplificateur FI.

Remarquons le circuit éliminateur L_5 - C_{17} accordé sur 10,7 MHz, éliminant du signal à cette fréquence qui aurait pu pénétrer dans la partie HF.

En effet, si l'on applique la formule de Thomson à 27 pF et 8,2 μ H, on trouve 10,7 MHz.

Dans un circuit-série, l'impédance est théoriquement nulle à la résonance, ce qui explique l'effet éliminateur.

Pour une bonne élimination, utiliser pour C_{17} un ajustable permettant le réglage sur 27 pF environ.

OSCILLATEUR

Celui-ci utilise Q_3 en montage base commune. Le bobinage unique et sans prise L_4 est dans le circuit de collecteur. Le couplage avec l'émetteur se fait par C_{15} de 5 pF et l'accord avec CV_3 variable et C_{13} fixe et C_{14} ajustable pour l'alignement.

Comme indiqué plus haut, le signal d'oscillateur est transmis par C_{13} à la base du mélangeur.

BOBINAGES

Les bobines HF, L_2 et L_3 sont constituées par 2,5 spires de fil de 1 mm sur un support de 14 mm de diamètre, tandis que le primaire L_1 est constitué par 3,5 spires avec prise médiane, à la masse. Les deux bobines sont à spires entrelacées, comme le montre la figure 5.

La longueur de L_2 (ou L_3) sera déterminée expérimentalement ou par mesures, leur valeur étant de 70 nH.

L'oscillateur utilise L_4 de 3,33 spires sur tube de 14 mm, valant 54 nH.

En ce qui concerne T_1 , on utilisera un transformateur commercial.

CIRCUIT CONTINU

Le courant de collecteur de Q_2 est de 2 mA. Il a été choisi de faible valeur pour réduire l'intermodulation et augmenter la stabilité.

L'entrée et la sortie du cascode sont à forte impédance, c'est-à-dire à susceptances y faibles.

En ce qui concerne la stabilité, il faut que le coefficient β continu varie peu.

On montre la variation des courants de collecteur I_c des transistors Q_1 et Q_2 , en fonction du paramètre h_{fe} et de β .

Lorsque $I_c = 2$ mA et $V_{CE} = 5$ V par transistor, $\beta = 60$ ou plus élevé doit être requis lors du choix des transistors du cascode.

CIRCUIT ALTERNATIF

Dans l'étude d'un montage amplificateur, cascode ou autre, il faut considérer :

- (a) l'impédance d'entrée et celle de sortie,
- (b) le gain (en puissance, en tension, en courant),
- (c) la stabilité.

Cette étude peut s'effectuer d'une manière commode à l'aide des paramètres y .

Dans le cas du cascode, il faut connaître, d'après une documentation ou des mesures, les paramètres y des transistors.

Pour Q_1 , les paramètres y pour le montage en base com-

leur valeur doit être celle qui correspond au courant choisi, dans le cas présent $I_c = 2 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 5 \text{ V}$.

Pratiquement on peut prendre, pour le cascode :

$y_{11} = y_{ie}$ approximativement ;
 y_{12} est environ 10 fois moindre que y_{re} ;

$y_{21} = y_{fe}$ approximativement ;
 y_{22} est généralement très faible et g_{22} , la partie réelle, est positive ou négative.

Finalement, on a pour le cascode :

Admittance d'entrée, $y_{11} = 92 + j11$; admittance inverse de transfert, $y_{12} = 0,058 = j0,0016$; admittance directe de transfert, $y_{21} = 0 + j30,2$; admittance de sortie $y_{22} = -0,86 + j1,3$.

Le facteur de stabilité est égal à $1,05/1000 \text{ mA/V}$, valeur trouvée lorsqu'il y a adaptation à l'entrée.

L'impédance de charge est de 950Ω .

Le gain maximum utile du cascode est de $28,8 \text{ dB}$ et pour une bonne stabilité on le réduira à 24 dB .

D'autre part, le courant du mélangeur est $I_c = 2 \text{ mA}$ avec $V_{CE} = 10 \text{ V}$.

L'oscillateur fonctionne avec un courant de $1,5 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 5 \text{ V}$.

Sur la base du mélangeur, la tension du signal local fourni par l'oscillateur est de 187 mV .

Aux figures 6 et 7, on donne les courants de Q_1 et Q_2 en fonction du paramètre h_{fe} .

DÉMODULATEUR FM SANS RÉGLAGES À NE 563

Dans le montage représenté par le schéma de la figure 8, on utilise comme amplificateur FI et démodulateur, un circuit intégré Signetics, NE 563 de technique PLL. Ce montage se branche avec l'entrée $10,7 \text{ MHz}$ à la sortie FI d'un sélecteur FM et, avec la sortie, à un décodeur, en cas de son emploi en stéréophonie ou à un amplificateur BF monophonique.

Ce démodulateur a été proposé par J. Brian Dance, de l'Université de Birmingham (G.B.) et publié dans Electronics du 6 mars 1975.

Il n'y a aucun bobinage et aucun réglage d'accord n'est nécessaire.

Lorsqu'on module le signal HF, par un signal à 1 kHz , avec une déviation de 75 kHz , la sensibilité est exprimée par un signal d'entrée de $9 \mu\text{V}$ pour un rapport signal/bruit à 30 dB .

La tension de sortie BF au point 10 du CI est de 280 à 480 mV , avec une distorsion harmonique totale de $0,4 \%$ au mieux.

Grâce au système PLL, des signaux parasites n'apparaissent pas à la sortie.

Le NE 563 contient un limiteur à fort gain. Il amplifie le signal incident à $10,7 \text{ MHz}$ avant qu'il soit mélangé avec le signal provenant de l'oscillateur commandé par le cristal.

Ce dernier est accordé sur $9,8 \text{ MHz}$, ce qui, avec le signal à $10,7 \text{ MHz}$, donne un signal à

$10,7 - 9,8 = 0,9 \text{ MHz} = 900 \text{ kHz}$, qui commande le circuit asservi (PLL).

Si le maximum d'excursion de fréquence du signal d'entrée, à $10,7 \text{ MHz}$ est de 75 kHz , on voit que 75 kHz représente $0,7 \%$ de $10,7 \text{ MHz}$. Après changement de fréquence le signal à 75 kHz module celui à 900 kHz , ce qui correspond à un pourcentage de $8,33 \%$. Cet accroissement de plus de 10 fois de la déviation relative améliore le rapport signal à bruit et augmente aussi l'amplitude du signal de sortie.

ANALYSE DU SCHÉMA

Reportons-nous au schéma complet de la figure 8, sur lequel on trouve le CI, en boîtier 16 broches, avec les points de terminaison 1 à 16 dans l'ordre réel, le CI étant vu de dessus.

Le signal FI d'entrée, provenant de la sortie FI à

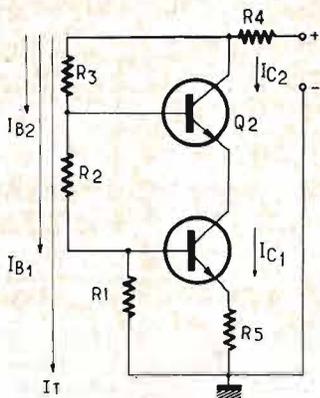


Fig. 4

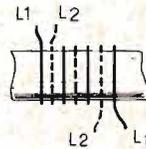


Fig. 5

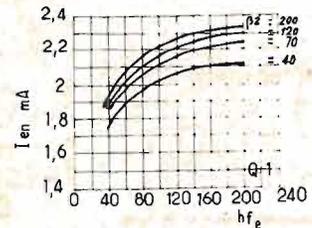


Fig. 6

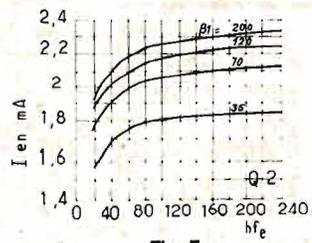


Fig. 7

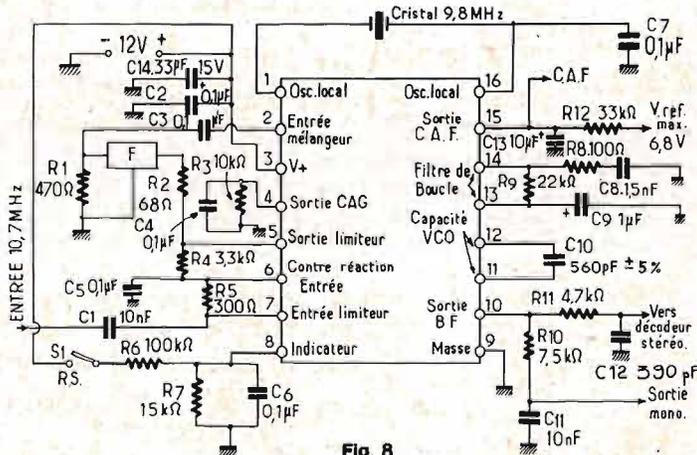


Fig. 8

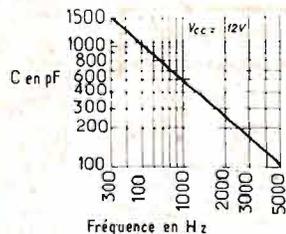


Fig. 9

10,7 MHz du sélecteur, est appliqué par l'intermédiaire de C_1 au point 7 du CI qui est l'entrée du limiteur. L'impédance d'entrée est de 135 Ω . Après amplification de 60 dB, on obtient le signal de sortie au point 5 d'où il est passé par un filtre céramique F de 10,7 MHz de type normalisé (Toko, Vernitron ou Murata). Nous n'avons pas les adresses de ces sociétés.

On a connecté à chaque extrémité des résistances afin que les caractéristiques de ce filtre passe-bande n'en soient pas affectées.

L'impédance de sortie du limiteur, point 5, est de 270 Ω environ, d'où le choix de 68 Ω pour R_2 .

De même, l'impédance de sortie du mélangeur, au point 2, est de 1 250 Ω environ, d'où R_1 en parallèle de 470 Ω .

Le cristal à 9,8 MHz est connecté entre les points 1 et 16. Il fait partie du montage de l'oscillateur local, ce qui crée à l'intérieur du CI, NE 563, le signal différence à 900 kHz.

La fréquence d'oscillation libre, de boucle, est déterminée par la valeur de C_{10} . Elle est de 560 pF et il est recommandé de monter un condensateur de cette valeur avec une tolérance de $\pm 5\%$ ou mieux (c'est-à-dire $< 5\%$).

LARGEUR DE BANDE

La largeur de bande est commandée par le filtre de boucle monté entre les points 13 et 14 et se composant de $R_8 - R_9 - C_8 - C_9$. L'impédance de ce filtre est de 6,2 k Ω . Si R_9 est diminuée, la largeur de bande et les parasites sont réduits.

DÉSACCENTUEURS

D'autre part, il y a lieu de considérer le filtre passe-bas, composé de R_{10} et C_{11} qui sert à la désaccentuation normale, nécessaire en monophonie. Il est connecté à la sortie BF point 10 et aboutit à la sortie MONO.

La valeur de 10 nF de C_{11} convient à une désaccentuation de 75 μ s. Pour cette constante de temps, on prendra C_{11} égale à 6,8 nF.

A la sortie, à relier au décodeur stéréo, la désaccentuation est très faible. On a $C_{12} = 390$ pF. Avec R_{11} , la constante de temps est de 1,8 μ s, ce qui n'atténue que des signaux à des fréquences élevées.

A noter que l'on a bien le produit :

$$T = 390 \cdot 4,7 \cdot 10^3 \cdot 10^{-12} = 1\,833 \text{ ps ou } T = 1,833 \mu\text{s}.$$

On vérifiera de la même manière les deux autres valeurs 75 et 50 μ s des autres constantes de temps du désaccentuateur monophonique.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN

La CAG (commande automatique de gain) est obtenue au point 4 du circuit intégré. On a en ce point par rapport à la masse, une tension de 2,7 V environ, tant que le signal n'excède pas 600 μ V environ. Cette tension diminue lorsque le niveau du signal augmente. Pour des tensions d'entrées supérieures à 20 mV, la tension de CAG se stabilise à 0,65 V environ.

RÉGLAGE SILENCIEUX ET INDICATEUR

Le circuit limiteur fournit également le courant de réglage silencieux au point 8 du CI où l'impédance est de 20 k Ω .

Lorsque le potentiel du point 8 tombe à environ 1,1 V, le signal de sortie BF est commuté à l'état silencieux, autrement dit, devient très faible.

Un signal de valeur suffisante, rendant le potentiel du point 8 (par rapport à la masse) au-dessous de 1,1 V si l'on ferme l'interrupteur S_1 relié au point + de l'alimentation de 12 V.

Si désiré, S_1 , R_6 et R_7 peuvent être remplacés par un potentiomètre de 47 Ω monté entre le point 8 et la masse, de

POUR CAUSE D'EXPROPRIATION

LIQUIDATION COMPLETE DU STOCK A DES PRIX SACRIFIES TOUT DOIT DISPARAITRE

FERMETURE DEFINITIVE

Importants lots de condensateurs neufs et de réemploi - Nombreuses capacités de 001 μ F à 50 000 μ F - chimiques, papier, tantalé, etc., etc.

Bandes magnétiques en 6,35, 1/2 pouce, 1 et 2 pouces, etc.

Relais neufs et de réemploi de 1 F à 15 F. Tubes cathodiques neufs emb. d'origine Tecktro, CSF, etc., de 200 à 300 F.

Très important lot de lampes radio pour amateurs ou collectionneurs, très anciens modèles absolument introuvables.

Valises électrophone neuves vides pour 1 et 2 H.P. 5 F.

Monnayeurs complets 5 F.

Appareils d'étude ou de labo, le kg : 1,50 F.

Fil set câbles divers, simples, multiconduct. souples, rigides, émaillés, blindés, etc., etc. Le kg : de 10 à 25 F.

Dissipateurs alu, le kg : 10 F.

Choix incroyable de cartes imprimées avec tous leurs composants. Prix : 5 F le kg ou à la pièce.

Gaines, transfos, transistors, potentiomètres, résistances, etc., etc.

ATTENTION : des remises et des prix exceptionnels sont consentis pour les lots complets ou par quantité. Marchandises à prendre sur place. Il ne nous est toujours pas possible de faire d'expéditions, même contre-remboursement. Pas de catalogue. Tous nos prix sont H.T. (taux réduit de T.V.A. 10 % en plus). Nos magasins sont ouverts du lundi matin au samedi après-midi (de 7 h 30 à 12 h et de 13 h à 18 h).

Ets DELZONGLE

Fermé le samedi après-midi

166, rue de Fontenay, 94300 VINCENNES
Tél. : 328-77-25

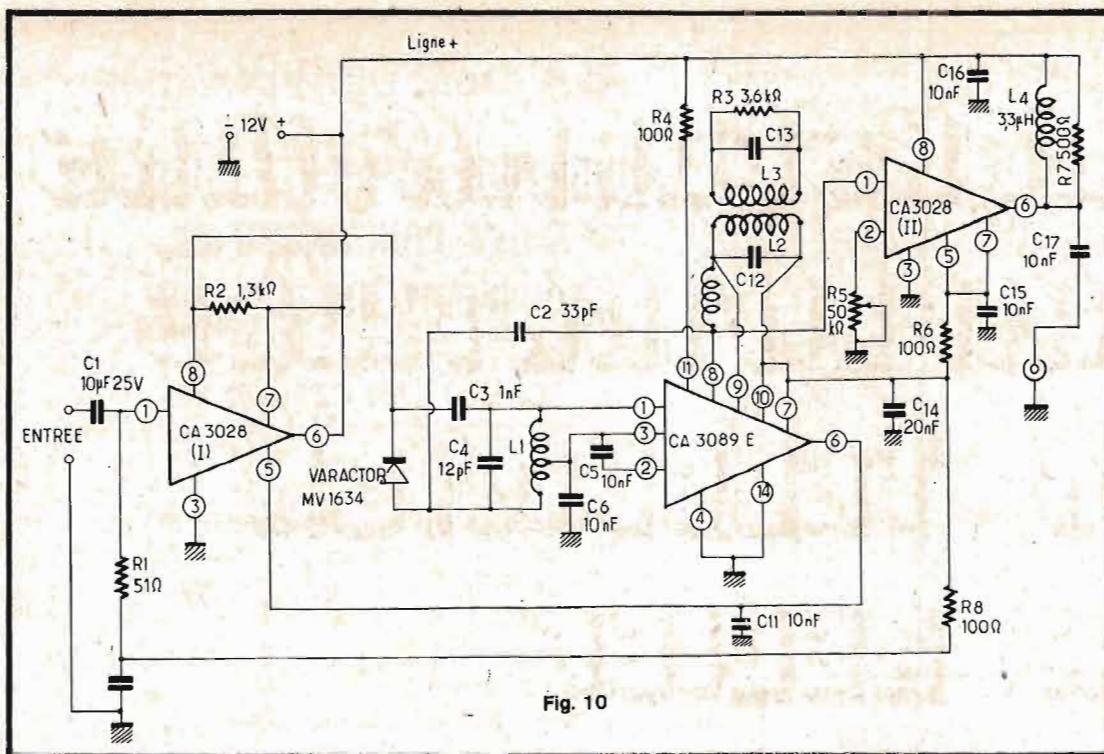


Fig. 10

façon à permettre une commande variable du réglage silencieux.

Si ce réglage n'est pas désiré, le point 8 restera non connecté.

Un voltmètre de haute impédance, monté entre le point 8 et la masse indiquera le niveau du signal. La déviation de l'indicateur est proportionnelle au logarithme du signal, mais l'étalonnage dépend de la position de S_1 ouvert ou fermé.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE FRÉQUENCE

Au point 15 on obtient le signal CAF qui varie de 1,5 V pour un désaccord de 200 kHz. La tension de CAF est superposée à celle du signal permanent de ce point.

Remarquons que le montage de la figure 8 peut être réalisé en adoptant d'autres fréquences que celles habituelles, en particulier celle de 10,7 MHz.

A la place de celle-ci, toute fréquence jusqu'à 22 MHz est admissible, tandis que la fréquence de 9,8 MHz de 900 kHz peut être remplacée par une fréquence comprise

entre 1 kHz et plusieurs mégahertz.

La valeur de la capacité C_{10} disposée entre les points 11 et 12 du CI sera déterminée à l'aide du graphique de la figure 9. Le point d'abscisse 900 kHz correspond à une capacité, inscrite en ordonnées, de 560 pF. Pour d'autres fréquences, la courbe donnera la capacité C_{10} qui convient.

Par exemple, si $\Delta f = 2\,000$ Hz, la capacité sera de 250 pF environ. Dans ce cas particulier, si la fréquence du signal incident est de 15 MHz par exemple, celle du cristal sera 13 MHz.

Le cas le plus fréquent est celui où f incidente est de 10,7 MHz. Des quartz et des résonateurs existent pour le choix de cette fréquence.

Ainsi, le filtre F existe pour 10,7 MHz, tandis que le cristal à 9,8 MHz pourrait être remplacé par un résonateur Tayo-9,8 céramique, connecté entre les points 1 et 16 avec une résistance de 2,2 k Ω et un condensateur de 5 pF, tous deux en parallèle sur le résonateur.

Si tel est le choix, on supprimera le condensateur C_7 de 0,1 μ F.

On pourra utiliser une alimentation de 10 à 15 V. Le

courant consommé sera de 38 à 42 mA. Le CI sera tiède au toucher.

Le fonctionnement stable n'est atteint qu'au bout d'une minute après la mise sous tension du montage.

GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX MODULÉS EN FRÉQUENCE

Il est évident que ce générateur, proposé par la RCA, conviendra parfaitement pour les accords et les réglages des dispositifs FI - FM à 10,7 MHz décrits précédemment et d'autres (fig. 10).

On utilise, dans cet appareil de mesure, trois circuits intégrés :

- (a) deux CA 3028,
 - (b) un CA 3089 E,
- tous bien connus de nos lecteurs.

Le CA 3089 est connu comme amplificateur et détecteur FI-FM.

Le CA 3028 est un amplificateur utilisable en BF et en HF.

Dans le montage de la figure 10, le signal modulant BF est introduit par l'entrée, isolée en continu par C_1 , de 10 μ F 25 V, du reste de l'appareil.

Le signal transmis par C_1 au point 1 du CA 3028 (I) est amplifié par celui-ci et de la sortie, point 8, il est appliqué au varactor (diode spéciale pour modulation FM).

Cette diode, à capacité variable, reçoit le signal BF comme une polarisation inverse ce qui fait varier sa capacité, et, de ce fait, l'accord de la bobine L_1 qui, au repos, est réglée avec C_4 , sur 10,7 MHz si l'on choisit cette fréquence pour la FI.

En fait, le circuit intégré CA 3089 E est utilisé comme générateur du signal porteur HF, la réaction étant effectuée par le point 8.

Au point 8, le signal HF modulé est de forme rectangulaire, mais il est rendu sinusoïdal grâce aux circuits accordés $L_2 - C_{12}$ et $L_3 - C_{13}$ accordés sur 10,7 MHz.

Ce signal est transmis au point 1 d'entrée du CA 3028 (II) qui l'amplifie.

Le signal final est obtenu à la forme de sortie, isolée en continu par un condensateur de 10 nF du point 6 du CA 3028.

Bobinages L_4 : 34 spires fil N° 36 (0,137 mm de diamètre) avec prise à la 5^e spire à partir du point relié à l'anode du varactor. Support E.

Pratiquement, comme nous n'avons pas ce support, réaliser une bobine accordée sur 10,7 MHz, avec une capacité de l'ordre de 15 pF (12 pF + 3 pF de capacités parasites).

La formule de Thomson donne $L_1 = 14 \mu$ H.

La bobine L_4 est de 3,3 μ H.

En ce qui concerne le transformateur $L_2 - L_3$ on pourra le réaliser avec des bobines $L_2 = L_3$, accordées par 100 pF que l'on pourra calculer par la formule de Thomson ou par la proportion :

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{15}{100}$$

ou

$$L_2 = \frac{15 \cdot 14}{100} = 2,1 \mu\text{H}$$

en prenant $C_{12} = C_{13} = 100$ pF ajustables si L_2 et L_3 sont fixes.

TRANSFORMATIONS ET SIMPLIFICATIONS DE LA TELEVISION EN RELIEF

LA télévision, qu'il s'agisse de télé-diffusion, de télé-distribution ou de télévision industrielle en circuit fermé, peut être désormais réalisée en couleur ; mais, l'image obtenue, de qualité sans cesse améliorée, que l'on peut enregistrer sur bande à l'aide d'un magnétoscope, n'est pas encore intégrale et en relief.

Presque depuis les débuts de la télévision, on a pourtant cherché à obtenir la perception de la troisième dimension, et de nombreux essais très divers ont été réalisés dans ce sens, mais toujours jusqu'ici avec des résultats limités.

Les problèmes posés sont évidemment analogues à ceux qui ont concerné la photographie et le cinéma en relief, et l'on connaît les difficultés qui se sont opposées à l'emploi généralisé des méthodes de vision binoculaire et des couples d'images stéréoscopiques avec des systèmes sélecteurs pour chacun des yeux des spectateurs, tout au moins dans une position particulière.

En dehors des effets de relief perspectif plus ou moins subjectif, tous les systèmes pratiques destinés à assurer des impressions de troisième dimension, restent toujours basés sur cette sensation de relief binoculaire, qui permet d'apprécier la distance des plans et des sujets entre eux, et de juger de leur situation véritable dans l'espace.

Les deux images obtenues, qu'il s'agisse d'appareils photographiques ou de caméras électroniques doivent présenter entre elles de légères différences, surtout pour les plans antérieurs, et analogues à celles que présentent les images rétinienne correspondantes dans les deux yeux.

Ce sont ces deux images qui sont examinées chacune avec un œil au moyen de systèmes sélecteurs correspondants ; elles sont observées virtuellement ; elles se superposent à la distance de vision distincte, de sorte que l'observateur ressent une impression visuelle unique avec sensation de relief.

La méthode s'applique évidemment aussi bien aux images fixes sur papier ou aux diapositives qu'aux images animées de cinéma ou de télévision. Le résultat est même, en principe, plus facile à obtenir dans ce dernier cas, parce qu'il y a déplacement continu du sujet devant l'objectif, ou déplacement de la caméra par rapport au sujet, de sorte que les différents angles de prise de vues sont sans cesse modifiés, et assurent en quelque sorte et même sans système additionnel, une certaine sensation de relief.

Il y a ainsi normalement des images **successives différentes**, plus ou moins analogues à celles qui auraient pu être enregistrées en stéréoscopie. Mais en fait, les différences angulaires entre deux images successives sont généralement trop peu importantes pour assurer une véritable sensation de relief ; on constate souvent qu'il faut un écart de l'ordre d'une dizaine de vues au minimum pour avoir les mêmes images que dans un couple **stéréoscopique**.

Malgré tout, cette propriété de réalisation différentielle, en quelque sorte, des images successives est extrêmement intéressante ; c'est elle, qui a été utilisée, comme nous le verrons plus loin, dans des dispositifs récents et simplifiés de vision en relief, qui présentent un intérêt certain, malgré la limitation, sans doute, de l'impression de profondeur obtenue.

UN PROBLEME ESSENTIEL : LA SELECTION DES IMAGES ET LES SELECTEURS

Pour obtenir l'observation en relief des images du couple stéréoscopique, il faut toujours utiliser un système sélecteur permettant à chacun des yeux de l'observateur d'apercevoir uniquement l'image qui lui est destinée. Ce système sélecteur ne doit pas être trop gênant, il ne doit pas trop réduire la luminosité de l'image totale, et surtout il doit permettre, si possible, une cer-

taine modification de la position du spectateur par rapport à la surface observée, en particulier, l'écran de télévision.

Dans ce dernier cas, l'observation des images formées sur l'écran du tube cathodique doit pouvoir être effectuée par un certain nombre de téléspectateurs.

D'une manière générale, par ailleurs, les deux images du couple qui apparaissent sur l'écran peuvent être disposées côte à côte, latéralement, ou l'une sur l'autre et elles occupent chacune la moitié de la surface disponible, mais elles peuvent aussi être superposées.

Ces deux images doivent être normalement différentes, comme on le sait, puisqu'elles sont enregistrées au moyen d'une caméra à deux objectifs, de deux caméras distinctes ou d'une caméra à un seul objectif, mais avec un système optique convenable diviseur.

Cependant, au lieu d'appliquer ce procédé classique de prise de vues, on a tenté depuis fort longtemps d'utiliser des procédés simplifiés, qui sont, en réalité, non plus stéréoscopiques, suivant le

principe classique, mais pseudo stéréoscopiques. On enregistre alors, non pas les deux images distinctes d'un couple stéréoscopique, mais une seule image monoculaire, et on se contente de **dédoubler** cette image, de façon à obtenir, à l'aide d'un système optique, deux images plus ou moins analogues, mais différentes, sous certains aspects et l'on emploie encore un sélecteur, assurant l'observation séparée par l'œil droit et l'œil gauche du téléspectateur.

De toute façon, il y a toujours deux catégories de sélecteurs individuels sous forme de lunettes de différents principes ou collectifs, c'est-à-dire constitués par des écrans-filtres disposés devant les images à observer, et de principes particuliers assurant la sélection, sans port de lunettes par les téléspectateurs et, autant que possible, sans détermination trop limitée de la position des yeux par rapport à la surface portant les images.

Un premier principe de sélection consiste dans l'utilisation du phénomène des anaglyphes. Dans ce procédé, on utilise la séparation des

champs colorés de l'image au moyen du système optique de la caméra avec deux images colorées l'une par rapport à l'autre en couleurs complémentaires, s'il s'agit d'images en noir et blanc.

Le sélecteur est constitué alors par une lunette à filtres bicolores. L'image destinée à être vue par l'œil droit est généralement plus ou moins teintée en rouge, et celle destinée à l'œil gauche en bleu-vert. Le sélecteur comporte inversement pour l'œil droit un filtre de couleur bleu-vert et pour l'œil gauche un filtre rouge ; ainsi l'œil ne peut voir qu'une image, dont la teinte est plus ou moins complémentaire.

Les images anaglyphiques peuvent être superposées et non pas disposées côte à côte, et le système s'applique parfaitement à la projection, comme à la télévision.

L'emploi de la lumière polarisée est également très répandu. L'image destinée à l'œil droit produit de la lumière polarisée dans un certain plan, et celle destinée à l'œil gauche avec une polarisation dans un plan à 90°. Les

deux images peuvent être juxtaposées ou superposées sur l'écran ; le téléspectateur est muni d'une lunette à filtre polaroïd, qui permet à chaque œil de voir l'image qui lui est destinée.

La méthode a été utilisée, en particulier, pour la pseudo-stéréoscopie, car il est facile d'avoir un système dédoubleur d'image produisant deux fois la même image sur un écran pour le cinéma, par exemple, l'une avec une lumière polarisée dans un plan et l'autre dans l'autre plan. La sélection est également obtenue avec une lunette à filtres polaroids convenables ou à prismes.

Le sélecteur à prismes ou à miroirs constitue aussi un dispositif simple en apparence, mais les systèmes optiques doivent être calculés suivant la position angulaire et la distance par rapport à l'écran ; le téléspectateur doit rester immobile et la lunette est plus ou moins lourde, ce qui limite évidemment l'emploi pratique.

De toutes façons, le port des lunettes quel que soit le procédé adopté constitue tou-

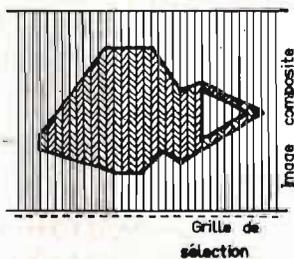
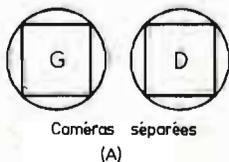
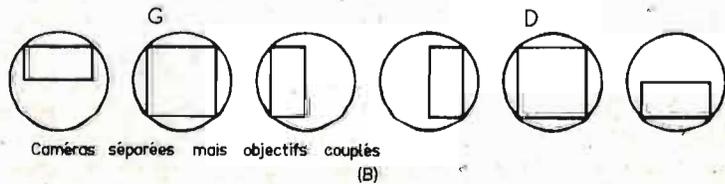


Fig. 1.



Caméras séparées (A)

Fig. 3a.



Caméras séparées mais objectifs couplés (B)

Fig. 3b.

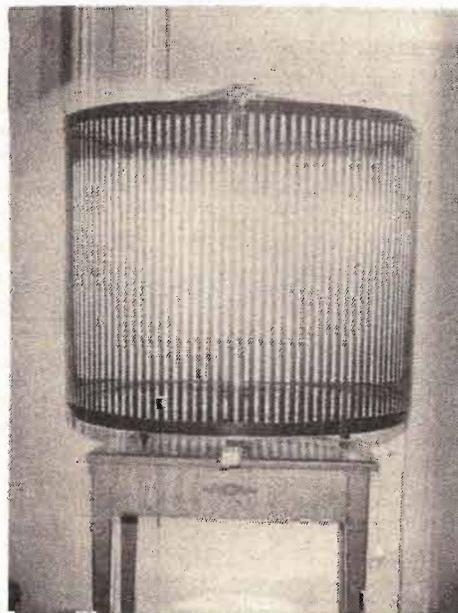


Fig. 2.

jours un handicap, et c'est pourquoi les systèmes sélecteurs permettant la vision collective, sans emploi de lunettes individuelles, sont plus séduisants.

LES ECRANS SELECTEURS

Depuis fort longtemps également, les techniciens spécialistes ont étudié des systèmes sélecteurs destinés à être disposés sous forme de panneaux semi-transparents devant les écrans de cinéma ou de télévision et assurant la sélection des images pour les spectateurs en permettant un champ d'observation plus ou moins étendu.

On a surtout considéré ainsi des sélecteurs constitués par des systèmes de grilles fixes ou mobiles.

On utilise encore les deux images du couple stéréoscopique, mais elles sont traitées spécialement, et réalisées, par exemple, sous la forme de bandes étroites et verticales. Pour les obtenir, on intercale entre les deux objectifs identiques de l'appareil de prise de vues et la surface sensible une trame portant des fentes verticales ; chaque barre opaque a une largeur égale à celle de la fente la séparant de la barre opaque suivante.

La trame permet d'enregistrer l'image de droite, par exemple, au travers des fentes, et l'image de gauche dans les vides qui lui sont réservés.

Lorsque l'image composite portant ainsi les deux images du couple sous forme de bandes est réalisée, on utilise la trame à fentes à nouveau dans les conditions où elle se trouvait à la prise de vues, en la plaçant devant l'écran, sur lequel se forme l'image composite. Comme le montre la figure 1, les deux images sont imbriquées l'une dans l'autre, et les yeux sont placés aux mêmes endroits que les objectifs.

Le téléspectateur a alors l'impression d'apercevoir une image unique et en relief,

mais, bien entendu, comme chaque image occupe la moitié de l'écran, la définition est réduite de 50 %, un mode particulier de prise de vues et de sélection permet cependant d'élargir le champ d'observation, de sorte que le téléspectateur peut être placé à une position moins définie par l'écran, et déplacer légèrement la tête sans inconvénient.

Un procédé similaire utilise des lentilles à tailles semi-cylindriques et verticales ou gaufrées, mais l'utilisation de grilles de sélection non plus fixes, mais mobiles, rotatives ou pivotantes, a paru constituer jusqu'ici une solution plus intéressante.

La grille de sélection n'exige plus l'emploi, en effet, de couple d'images juxtaposées ou superposées ; les images du couple sont encore enregistrées de la manière habituelle, mais elles sont reproduites alternativement, et la grille mobile permet aux spectateurs d'observer les images en relief en noir et blanc ou en couleurs.

On transmet d'une façon continue et successivement sur l'écran de vision les images monoculaires, ayant entre chacune d'elles des points de vue différents gauche et droit, ou écart de parallaxe.

La grille mobile de sélection à bandes opaques et transparentes est placée ainsi entre l'écran et les yeux des spectateurs ; la grille est toujours calculée de façon que chacun des yeux gauche et droit des spectateurs perçoivent des points de vue différents d'une image à l'autre, ce qui permet d'obtenir la restitution des reliefs, suivant le principe que nous avons expliqué précédemment à propos de la vision en relief des images animées (fig. 2).

Le déplacement des grilles mobiles est synchronisé avec la succession des images et, pour la télévision, évidemment, avec le balayage électronique de l'écran du tube cathodique-image.

Des déplacements rapides peuvent, dans ce système,

dans certaines scènes déterminer des phénomènes stroboscopiques, par suite du déplacement de la grille mobile. Pour les éviter, on peut placer entre l'écran de vision et les yeux des spectateurs une grille ou réseau sélecteur statique, suivant la méthode indiquée précédemment mais qui a reçu des perfectionnements successifs.

Le procédé de la grille mobile a cependant permis d'obtenir des résultats remarquables, en particulier, pour les écrans de cinéma. On peut noter, en particulier, les études effectuées depuis de nombreuses années par un inventeur fécond et spécialisé M. F. Savoye, qui a mis au point en 1945 une grille de sélection tronconique mobile baptisée Cyclostéréoscope, entourant l'écran de projection et assurant la sélection des images. La rotation de la grille rend les barreaux presque invisibles, et assure le balayage de l'image.

LES CAMERAS DE PRISE DE VUES EN RELIEF

Les caméras utilisées pour les prises de vues télévisées en relief sont évidemment réalisées en fonction des procédés choisis, et d'après les principes optiques adoptés pour la cinématographie.

La première solution consiste donc encore à utiliser deux caméras accouplées distinctes, ayant leurs objectifs écartés de la distance normale de la vision oculaire, avec un parallélisme réglable et équilibrées dans toutes leurs caractéristiques.

Lorsque les boîtiers des caméras sont cependant trop larges pour permettre l'écartement normal des deux objectifs, il faut utiliser des systèmes de renvoi à prismes ou à miroirs argentés, de façon à obtenir l'écartement désiré virtuel des axes optiques des objectifs.

On voit ainsi sur la figure 3A les images obtenues avec deux caméras distinctes, et

sur la figure 3B, l'utilisation de deux caméras distinctes à boîtier de faible largeur pouvant être accolées sans inconvénient, de façon à obtenir l'écartement normal des deux objectifs.

La figure 3B montre un exemple de résultats avec des objectifs plus écartés, et dispositif de renvoi par miroirs argentés. Avec ce procédé, chaque vue peut occuper toute la surface utile de l'écran analyseur, ce qui assure une définition maximale, dans le cas, par exemple, où les vues successives sont projetées alternativement.

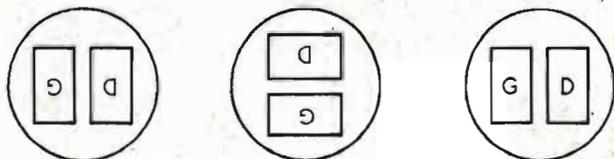
Les deux images peuvent être également comprimées en largeur ou en hauteur, de façon à occuper chacune une seule partie de l'écran sensible. On peut obtenir ce résultat en faisant varier l'amplitude horizontale ou verticale de balayage du tube cathodique d'analyse, ce qui constitue, en quelque sorte, une anamorphose électronique.

On peut également un système d'anamorphose optique avec des systèmes de prismes, ce qui réduit également la définition de moitié horizontalement ou verticalement.

En employant deux caméras associées d'une manière quelconque il est plus facile de transposer les images du couple stéréoscopique mais l'utilisation de l'image superposée peut aussi être plus difficile.

La juxtaposition des images peut être réalisée généralement de façon plus facile en employant une seule caméra à un seul objectif mais muni d'un système diviseur optique à prismes ou à miroirs analogue aux appareils déjà connus employés en photographie ou en cinématographie pour obtenir deux images stéréoscopiques sans modifier la surface sensible et en utilisant une caméra du type ordinaire sans modification.

Les images obtenues peuvent être étagées, accolées ou juxtaposées sur la surface de l'écran analyseur ; elles doivent être transposées pour la vision normale en relief, mais



Caméra unique et blocs optiques

Fig. 4

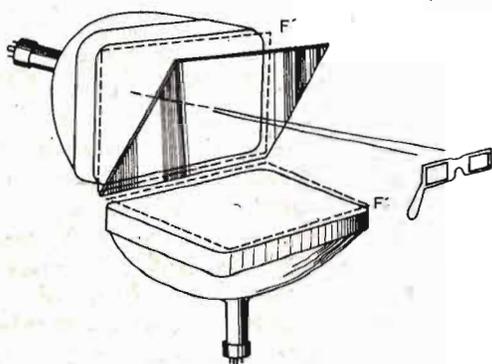


Fig. 6

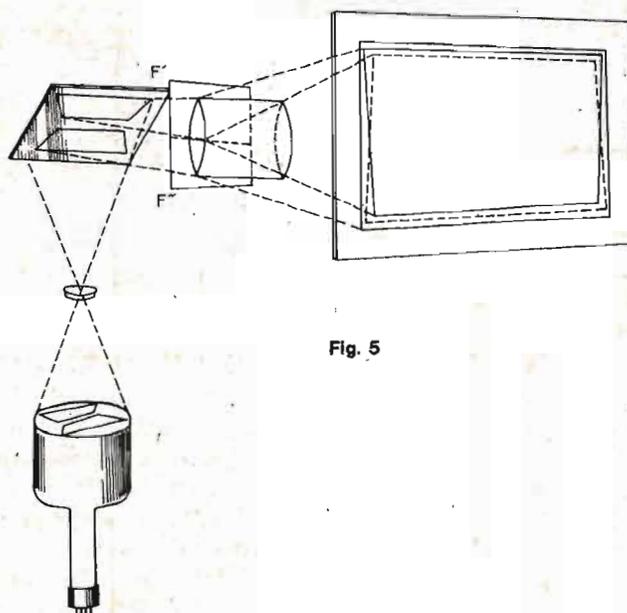


Fig. 5

cette transposition n'est plus nécessaire, lorsque les images sont superposées sur l'écran récepteur.

On voit ainsi sur la figure 4A le schéma d'images verticales juxtaposées, ce qui nécessite une inversion et présente quelques inconvénients ; avec des images superposées en hauteur et étagées sur l'écran sensible, au contraire, comme on le voit sur la figure 4B, il n'est pas nécessaire de prévoir une inversion dans la caméra.

On peut, d'ailleurs, employer des dispositifs optiques plus ou moins complexes, qui permettent d'obtenir automatiquement cette inversion. On peut employer, dans ce but, deux prismes placés devant les objectifs et inversant les images dans le sens horizontal. Le système est cependant assez encombrant et ne peut être adopté qu'avec des objectifs à grande distance focale.

Mais, on peut aussi utiliser des miroirs argentés de renvoi assurant l'orientation des rayons lumineux et l'égalité des trajets optiques entre la face frontale du bloc optique et des objectifs.

LA FORMATION DES IMAGES SUR L'ECRAN DU TELEVISEUR

La disposition des images sur l'écran photo-sensible de la caméra électronique de prises de vues correspond évidemment à celle des images restituées correspondantes sur l'écran du téléviseur.

Les deux images du couple peuvent ainsi être juxtaposées avec ou sans inversion, et avec ou sans anamorphose, et disposées généralement verticalement.

Elles peuvent aussi être disposées l'une sur l'autre et étagées sur la hauteur de l'écran et comprimées verticalement, s'il y a lieu, dans un rapport généralement de l'ordre de 2 à 1, au moyen d'un système d'anamorphose optique.

Les deux images reçues peuvent aussi être inscrites sur les écrans de deux tubes-images différents ; elles peuvent être projetées l'une après l'autre sur une même surface de l'écran, et sur toute la partie utile du tube-image. Elles peuvent, enfin, être imbriquées l'une dans l'autre dans le pro-

cedé à réseau en interposant une grille à fentes ou un réseau à lentilles cylindriques verticales suivant le principe indiqué précédemment.

Quelle que soit la disposition des images, les systèmes de sélection sont basés sur les principes habituels exposés plus haut. C'est ainsi que dans le cas d'images juxtaposées verticales on peut utiliser simplement des systèmes d'observation à lamelles prismatiques verticales de façon à observer les deux images sur une même surface, sur laquelle elles se superposent.

Mais dans le cas où les deux images sont juxtaposées ainsi sur un même écran de dimensions réduites il suffit même, pour simplifier, d'employer un simple boîtier à séparation médiane, ce qui constitue une simplification intéressante, et permet, cependant, en pratique, une observation normale de l'effet de relief.

Lorsque les images sont disposées horizontalement l'une au dessus de l'autre et étagées, on peut, de même, employer des systèmes d'observation à lamelles prismatiques horizontales à correction optique, mais leur emploi impose, évi-

demment, un emplacement fixe de la tête des téléspectateurs à une hauteur déterminée ; ces téléspectateurs doivent donc rester assis.

En principe, les deux images du couple reproduites sur l'écran d'un tube cathodique-image peuvent être projetées à l'arrière d'un écran plan translucide, à condition d'utiliser un tube cathodique spécial de projection très lumineuse, de réalisation et d'emploi délicats. Cette disposition permet, par contre, d'utiliser entre les objectifs et cet écran, des dispositifs optiques permettant la disposition normale des images sur une même surface, avec des dimensions convenables, ce qui simplifie le problème de l'observation et de la sélection (fig. 5).

On peut également superposer deux images provenant de deux tubes-images différents à l'aide d'un miroir incliné semi-transparent, ou d'un miroir dichroïque, comme on le voit sur la figure 6.

La sélection des deux images est toujours assurée par les méthodes déjà indiquées et, tout d'abord, par celle des anaglyphes ou des filtres pola-

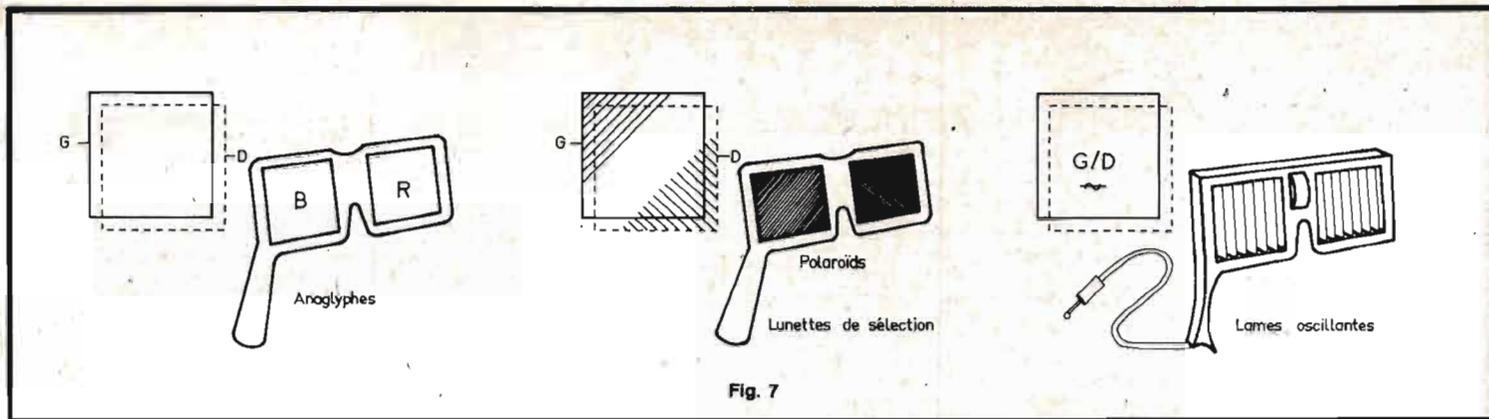


Fig. 7

risants à la projection ou à la sélection (fig. 7).

En utilisant deux tubes-images l'un au-dessus de l'autre avec écran à 90° et un miroir argenté semi-transparent ou dichroïque comme nous l'avons noté, on peut voir l'image par transparence et par réflexion. La superposition des deux images est obtenue sur la glace et la sélection assurée encore par des filtres de couleurs ou des filtres polarisants ; l'inconvénient le plus grave consiste dans une perte importante de luminosité.

L'application classique du procédé des réseaux avec grille à fentes ou réseau de lentilles cylindriques verticales pour obtenir des images imbriquées à bandes du couple stéréoscopique provenant des deux objectifs espacés est assez difficile, en raison de la surface réduite de l'écran photo-sensible d'analyse.

Il faut, en tout cas, employer une trame de sélection spéciale bombée pour éviter les déformations et, en correspondance, un tube cathodique spécial de projection avec écran sélecteur analogue.

On peut envisager l'emploi, cependant, d'un réseau intermédiaire, avec, pour la prise de vues, un réseau de lentilles cylindriques verticales convexes ; les deux images stéréoscopiques imbriquées sont formées sur la face arrière dépolie du réseau, captées par l'objectif de la caméra, et projetées sur l'écran photo-sensible du tube analyseur.

On utilise, de même, pour la réception, un tube image à

sélecteur lenticulaire et écran plat, de sorte que chaque lentille verticale agit sur deux bandes verticales appartenant aux deux images du couple.

Des variantes sont possibles, avec une prise de vue au moyen de deux caméras jumelées et tubes-images spéciaux assurant la projection sur écran translucide et trame à fentes. On peut même songer à employer une trame comportant un système de lentilles doubles.

La méthode des images alternées superposables est, en principe plus attrayante, comme nous l'avons noté, puisque les deux images sont projetées l'une après l'autre sur la même surface d'écran du tube image, ce qui permet la sélection plus facilement pour plusieurs spectateurs placés sur une zone d'observation assez large.

En principe, le sélecteur peut être constitué par un système à lamelles oscillantes

dont le principe est connu depuis le début du cinéma en relief et qui permet d'obturer la vision de chaque œil pendant 1/25 de seconde, pendant que l'autre œil aperçoit à travers les lamelles ouvertes l'image qui lui est destinée.

Les sélecteurs collectifs et les grilles mobiles indiquées précédemment sont réalisés en disposant un système de lamelles oscillantes verticales devant l'écran du tube-image ou d'un écran translucide, les deux images du couple étant projetées l'une après l'autre sur l'arrière de l'écran.

Les systèmes pseudo-stéréoscopiques proposés ont été très divers dans ce domaine. C'est ainsi que l'on a proposé d'utiliser un réseau lenticulaire vertical placé simplement sur la face avant du tube analyseur en remplaçant le diaphragme habituel de l'objectif par une fente horizontale allongée. Le tube-image correspondant à un écran plat comporte un sélecteur lenticulaire analogue à celui de la prise de vues dont la surface correspond à celle de l'écran.

L'impression de relief est surtout normale pour les sujets de dimensions plus réduites que celles du tube analyseur, mais on peut enregistrer les différents points de vue en modifiant la position de l'appareil autour du sujet.

P. HEMARDINQUER

(A suivre)

PRIX QUANTITATIFS
Expédition Paris-Province
CATALOGUE SUR DEMANDE

CONTROLEC
7 bis, rue Robert-Schuman
94-ABLON (près Orly) 922.20.78

- RAYONNAGES
- MEUBLES METALLIQUES POUR OUTILLAGE
- ETABLIS

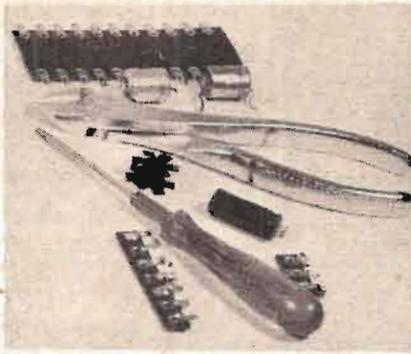
2 à 24 BACS "TYPE 4" 154 x 139 x 84 mm (Utiles)	4 à 60 TIROIRS "TYPE 2" 156 x 139 x 38 mm (Utiles)	8 à 120 TIROIRS "TYPE 1" 157 x 69 x 38 mm (Utiles)
--	---	---

pour vos objets et petites pièces

CONTROLEC

L'ORDRE... transparent!

27 CLASSEURS RATIONNELS INTERCOMBINABLES



ABC de L'ELECTRONIQUE

REALISATION PRATIQUE DES MONTAGES ELECTRONIQUES

LA principale préoccupation de l'amateur électronicien est de réaliser lui-même des montages en utilisant les schémas et leurs commentaires, proposés dans divers documents techniques, principalement dans les suivants :

1) Revues techniques comme par exemple, le Haut-Parleur, Electronique Pratique ;

2) Ouvrages techniques, comme par exemple, ceux édités par la Société ETSF ou autres éditeurs ;

3) Documents fournis par des constructeurs ou fabricants de produits électroniques : appareils, composants ;

4) Documents provenant des commerçants-réalisateur, correspondant à des ensembles complets (dits aussi « KITS ») pouvant être fournis par eux.

Tous ces documents sont intéressants et dignes de confiance, mais ils présentent entre eux des différences importantes et de ce fait, ne peuvent être utilisés de la même façon pour « réussir » la réalisation du montage que l'amateur a choisi.

Ce dernier doit, par conséquent, s'il décide d'entreprendre la construction d'un appareil, s'assurer avant toute chose, qu'il est en mesure de la mener à bien.

Cette « évidence » nécessite toutefois des explications et on verra que parfois on

commence une réalisation et on est arrêté à un certain moment par une difficulté à laquelle on a omis de penser et qui peut être insurmontable pratiquement.

Pour « réussir » une réalisation, d'après un document technique quelconque, il faut que les conditions suivantes soient remplies :

1) Le document doit contenir les schémas complets, avec toutes les valeurs et **autres caractéristiques**, des éléments composants ;

2) Aux schémas, doivent être associés des commentaires et des renseignements suffisants pour permettre à l'intéressé de se faire une idée du fonctionnement de l'appareil à réaliser ;

3) Des plans de câblage seront utiles pour les amateurs débutants, cela leur évitera de les élaborer eux-mêmes. Un amateur « averti » doit toutefois être capable de concevoir lui-même un plan de ce genre, en s'inspirant tout simplement du schéma « théorique » proposé ;

4) L'amateur doit être à la fois, prudent et entreprenant, ce qui est parfaitement compatible.

Il sera prudent, en ne dépassant pas les limites de sa compétence, car il ne faut pas trop compter sur une aide extérieure. A ce sujet, nous indiquerons plus loin, dans quelle mesure un amateur

peut recourir à l'aide des spécialistes, entre autres, à celle de revues, grâce à leur courrier technique et à celle des fabricants et des commerçants, fournisseurs des composants du montage choisi.

L'amateur sera toutefois entreprenant, sans être pour cela casse-cou ou étourdi.

Il ne reculera pas devant les travaux qui sont dans ses possibilités, lui permettant la réalisation souhaitée.

Par exemple, si une partie de l'explication qui lui est donnée, lui échappe, il se donnera la peine de consulter des ouvrages spécialisés pour compléter ses connaissances. Ce qu'il aura appris lui servira aussi pour la réalisation d'autres appareils plus compliqués.

5) L'amateur n'achètera aucun composant avant de s'être assuré qu'il pourra se les procurer tous, sans aucune exception, chez un seul ou plusieurs fournisseurs ;

6) L'amateur n'acceptera en aucun cas de remplacer un composant à caractéristiques précises (par exemple un transistor, une diode, un circuit intégré, etc.) pour un autre dit « équivalent », à moins qu'il ne s'agisse de deux composants identiques, mais portant des noms différents selon leur fabricant ;

7) On pourra toutefois, dans la plupart des cas, accepter de remplacer par exemple, un potentiomètre à réglage

rectiligne par un potentiomètre rotatif, si une présentation particulière n'est pas imposée, ou encore, une résistance de 0,25 W par une résistance de 0,5 W.

8) Il ne faudra en aucun cas, utiliser du matériel de récupération à moins que celui-ci ait été très soigneusement vérifié, opération qui n'est pas toujours à la portée d'un amateur ;

9) L'amateur ne devra prévoir aucune modification du montage proposé. Nous lui conseillons de réaliser d'abord l'appareil tel qu'il est décrit et, c'est seulement après réussite complète qu'il sera possible de tenter des modifications.

LES DOCUMENTS

On a mentionné plus haut quatre catégories principales de documents techniques.

Commençons par les articles publiés dans les revues. Dans une revue digne de ce nom, on trouvera toutes sortes d'articles, certains peuvent permettre au lecteur de réaliser le montage décrit, **d'autre part.**

La première opération consiste, par conséquent à faire son choix parmi les montages réalisables.

Sont certainement dans cette catégorie, les montages qui comportent des schémas, les listes des composants et des plans de câblage.

Souvent, on trouvera aussi la mention du commerçant spécialiste qui a étudié le montage, ce qui donnera à l'amateur, l'assurance qu'il trouvera tout le matériel nécessaire.

Ne pas choisir des montages anciens. En effet, l'électronique fait des progrès très rapides et au bout de quelques temps (parfois même quelques mois) le montage proposé peut être remplacé par un autre plus perfectionné et plus économique.

Si l'on choisit toutefois, un montage ayant été publié dans un numéro ancien (de plus de six mois) écrire au fournisseur pour lui demander s'il dispose encore du matériel proposé.

Par la même occasion on lui demandera si les schémas publiés n'ont pas été, entre temps, améliorés ou corrigés, car il arrive parfois qu'une erreur se glisse dans une description.

MONTAGES DOCUMENTAIRES

Une autre catégorie de descriptions sont celles qui contiennent tous les renseignements nécessaires, mais ne comportent pas de « KIT » ni mention de fournisseur.

Ces montages sont documentaires et non destinés spécialement aux réalisations.

Que le lecteur comprenne qu'il n'est pas nécessaire ni utile dans une revue, que tous les articles soient des « réalisations ».

Il y a aussi beaucoup de lecteurs, qui désirent simplement se documenter, s'instruire, se recycler, ou même se distraire. Pour ces lecteurs, on publie des études de toutes sortes : cours, description d'un dispositif nouveau, description d'un appareil commercial, compte rendu d'un article publié dans la presse étrangère, exemple d'application d'un composant nouveau.

Les collaborateurs se font un devoir d'indiquer dans cette catégorie d'articles, tous

les renseignements dont ils disposent il est donc inutile de leur en demander d'autres.

Parmi ces articles documentaires, certains sont susceptibles de servir de point de départ à une réalisation. Dans ce cas, prendre toutes les précautions qui s'imposent pour savoir s'il est possible d'aboutir à une réalisation matérielle.

Précisons qu'il n'existe dans ce genre de documents, aucune responsabilité de la part de l'auteur de l'article, ni de la revue, ni de personne, si le montage proposé ne peut être réalisé pour une **raison quelconque** : matériel non vendu en France ou périmé, erreur de dessin ou dans le texte, etc.

Bien entendu, la revue fait le maximum pour que les échecs soient aussi réduits que possible, mais la perfection n'est pas de ce monde...

LES LIVRES TECHNIQUES

Les ouvrages techniques permettent aussi de procéder à des réalisations, mais ils sont en général, plutôt destinés à la formation du technicien professionnel ou amateur, qu'aux réalisations.

Il existe toutefois de nombreux ouvrages contenant de véritables réalisations et ces livres sont aussi dignes de

confiance que les articles des revues.

A noter la remarque très importante suivante : tout schéma théorique complet, comportant toutes les valeurs, n'est pas obligatoirement un schéma à réaliser.

On peut donner les valeurs afin que le lecteur se fasse une idée plus précise sur l'appareil décrit, mais d'autres valeurs peuvent parfois convenir encore mieux.

DOCUMENTS DES FABRICANTS

Considérons maintenant les documents techniques provenant de constructeurs et des fabricants de composants.

Ceux des fabricants de composants sont proposés généralement comme des exemples d'application, afin que le lecteur puisse commencer les essais de vérification des caractéristiques et apprécier les résultats pouvant être obtenus.

Ces schémas donnent les résultats des essais expérimentaux faits en laboratoire par des ingénieurs (généralement de haut niveau technique). Ce sont, par conséquent, d'excellents schémas. Il arrive toutefois que les documents soient trop concis, manquent de valeurs des éléments, ne comportent pas d'explications sur le fonctionnement du dispositif proposé.

Ces montages sont souvent publiés dans les revues et nous nous efforçons de compléter dans la mesure du possible, les renseignements donnés dans les textes originaux : catalogues, notices, notes d'application.

DOCUMENTS DES CONSTRUCTEURS

Les documents fournis par les constructeurs d'appareils complets (Radio, TV, HI FI, mesures, appareils industriels, etc.) sont principalement destinés aux techniciens suivants :

1) Dépanneurs, afin de faciliter leur travail de recherche des pannes ;

2) Utilisateurs et commerçants, afin que ceux-ci puissent apprécier les qualités de ces appareils, grâce à l'examen des schémas et de leur commentaires.

Il est en général très difficile pour un amateur d'obtenir des renseignements complémentaires.

Nous déconseillons formellement la copie des appareils commerciaux et cela pour les raisons suivantes : il manque souvent certaines valeurs de composants ; il n'y a pas toujours assez d'explications sur le fonctionnement des circuits ; certains composants sont « spéciaux » et ne se trouvent pas dans le commerce.

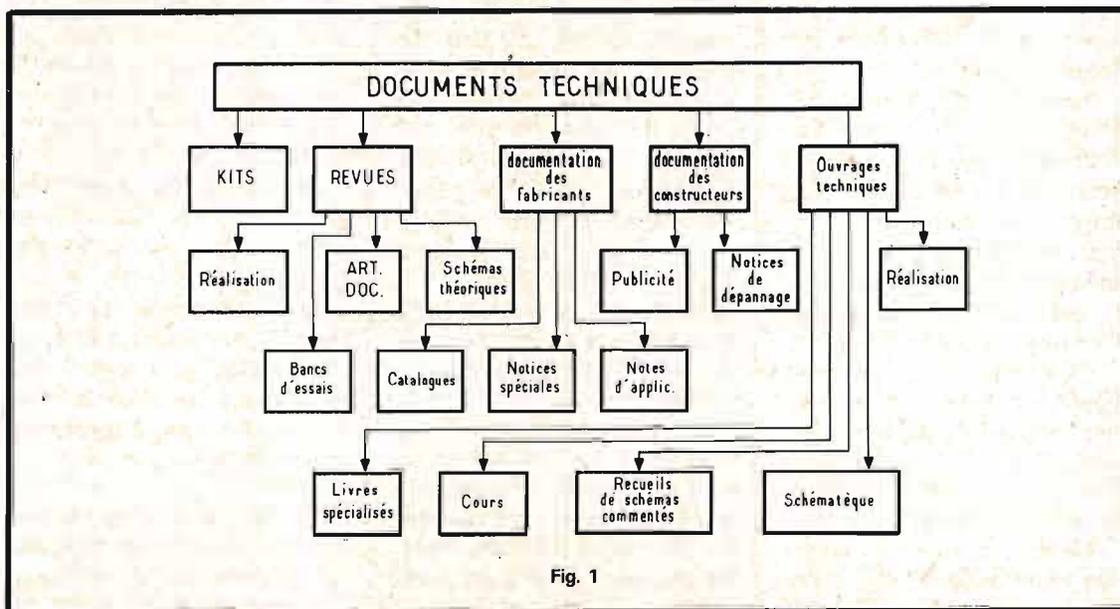


Fig. 1

Comme argument suprême nous dirons que la réalisation d'une copie, même si elle était possible, reviendra généralement plus cher que l'achat de l'appareil tout fait, que la copie fonctionnera moins bien, que l'on aura perdu beaucoup de temps sans aucun avantage. A noter que toute copie d'un appareil commercial est défendue par la loi.

Ce qui est utile dans la consultation d'un schéma d'appareil commercial est l'enseignement précieux que l'on peut en tirer.

A ces conseils nous ajouterons encore le suivant : le possesseur d'un appareil commercial, par exemple d'un téléviseur, ne doit pas tenter de le modifier car cela risquerait de la faire fonctionner moins bien et même, de le mettre hors d'usage. Souvent, il est plus économique de revendre son ancien appareil et d'en acheter un autre... Un tableau synoptique des sources de documentation est donné à la figure 1.

LE PROCESSUS DE REALISATION D'UN APPAREIL ELECTRONIQUE

L'amateur ayant choisi le schéma qu'il se propose d'utiliser pour réaliser un montage procédera dans l'ordre rationnel suivant :

(A) Lire et relire très attentivement le document considéré pour s'assurer que tous les renseignements nécessaires et utiles y figurent : schémas, valeurs des éléments, analyses et éventuellement : plans de câblage, adresses des fournisseurs.

(B) Ecrire, téléphoner ou visiter le commerçant et se renseigner si le matériel nécessaire peut être fourni rapidement. Se renseigner sur les prix, certains composants pouvant coûter très cher et dépasser les possibilités d'un amateur.

(C) Si le commerçant n'est pas le créateur du montage,

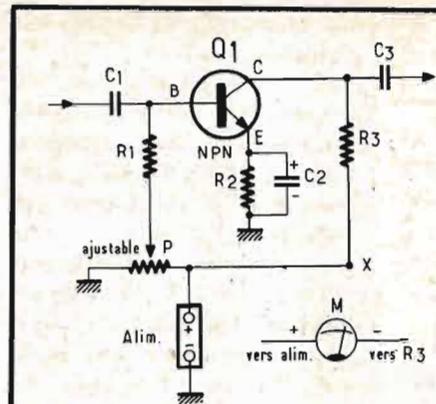


Fig. 2

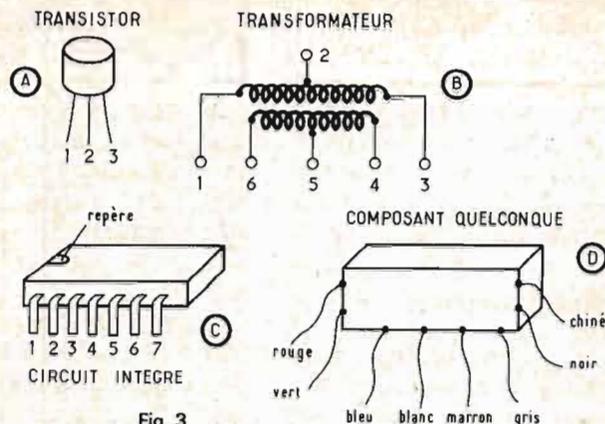


Fig. 3

mais le commerçant habituel de l'amateur, demander dans quels délais il pourra livrer le matériel commandé.

(D) Autant que possible, ne pas faire commander des composants à l'étranger, car il est difficile d'envoyer de l'argent dans d'autres pays et les délais de livraison peuvent être très longs.

S'adresser alors à leurs représentants en France s'ils existent. Pour connaître l'adresse du représentant, écrire au fabricant ou constructeur étranger, si possible dans sa propre langue ou, à la rigueur, en anglais. Joindre un bon postal international pour l'affranchissement.

(E) Etudier avec soin le problème de la mise au point de l'appareil terminé.

En effet, si l'appareil est relativement compliqué et possède des réglages ajustables tendant à une caractéristique imposée, il sera nécessaire de faire usage d'appareils de mesure et aussi, de savoir s'en servir.

Voici un exemple simple illustrant cette condition. Un étage amplificateur à transistor Q_1 NPN doit être réglé à l'aide de l'ajustable P, de manière à ce que le courant de collecteur soit de 3,7 mA par exemple.

L'amateur aura donc à prévoir l'emploi d'un milliampermètre M pouvant mesurer de 0 à 6 mA ou 0 à 10 mA.

Lorsque le montage sera terminé, il réglera P de façon que le curseur soit vers la masse. L'instrument M sera

intercalé dans une coupure de fil, X, entre R_3 et le + alimentation, orienté avec le - vers R_3 .

On réglera ensuite P jusqu'à lecture de 3,7 mA pour le courant I_c de collecteur du transistor Q_1 .

On s'assurera préalablement que l'alimentation donne la tension exacte requise, car le courant I_c dépend aussi de cette tension.

(F) L'amateur s'assurera de la disposition des appareils et instruments de mesure nécessaires, car il n'est pas question de faire des dépenses excessives pour réaliser un montage déterminé, à moins que l'on en ait les moyens ou le désir de construire d'autres appareils, attitude parfaitement recommandable.

BRANCHEMENT DES COMPOSANTS

Un problème important est la connaissance du mode de branchement des composants électriques ou électroniques.

En général, on sait comment connecter une résistance, un condensateur, un potentiomètre, une bobine d'arrêt.

Par contre on ne peut pas deviner comment connecter un composant à 3 contacts ou plus, si ces contacts ne sont pas indiqués par une figure ou un texte.

Exemple (voir figure 3). Dans le cas le plus simple, de trois fils (par exemple un transistor triode), si un fil doit être relié en a, un autre en

b et le troisième en c. Il y a un certain nombre de manières d'effectuer les connexions :

1 en a
(a) 2 en b
3 en c

1 en a
(b) 2 en c
3 en b

1 en b
(c) 2 en a
3 en c

1 en b
(d) 2 en c
3 en b

1 en c
(e) 2 en a
3 en b

1 en c
(f) 2 en b
3 en c

S'il y a 9 fils, le nombre des possibilités de branchement est 1. 2. 3. 4. 5. 6. 7. 8. 9 = 362880 !

Il est donc indispensable d'exiger du fournisseur, la notice d'emploi de chacun des composants considérés.

Remarquons qu'un circuit intégré à 18 broches seulement peut être connecté de 1. 2. 3... 8 = 40320 manières. Il faut aussi savoir quels sont les fils + et - et les fils - des électrochimiques et autres composants polarisés (piles, accumulateurs, alimentations, diodes, instruments de mesures, etc.).

PRESENTATIONS DIFFERENTES

Ne pas perdre de vue que pour certains composants, il existe plusieurs sortes de boîtiers (voir figures 4 et 5). Par exemple pour certains circuits intégrés, il existe parfois 3 boîtiers différents et parfois plus.

Autre caractéristique intéressante : la classe (ou la catégorie) du composant. Ainsi un CI de mêmes caractéristiques, peut coûter entre 4 F et 40 F selon sa catégorie, qui se distingue par une fiabilité accrue, une gamme de températures plus large, des caractéristiques plus précises, un boîtier céramique, etc.

LES RADIATEURS

Faire attention aux dispositifs de dissipation de chaleur. A partir d'une certaine puissance à dissiper, les composants tels que : transistors, diodes, circuits intégrés, doivent être montés sur des radiateurs spéciaux et répondant à des caractéristiques précises. Le montage d'un radiateur doit être parfait, afin d'obtenir la transmission de la chaleur du composant au radiateur, ce qui implique un montage précis, des surfaces en présence, des feuilles de mica, des graisses, etc.

Sans radiateur, ou avec un radiateur inadéquat, le composant sera rapidement détruit. Souvent, le radiateur est de dimensions très supérieures à celles du composant.

CHOIX DU MODE DE CONSTRUCTION

Reste à choisir le mode de construction de l'appareil. On pourra adopter celui à platine imprimée, si l'amateur peut se la procurer ou s'il a la possibilité de la réaliser lui-même.

Sinon, il pourra utiliser une platine VEROBOARD, qu'il préparera de manière à ce qu'elle corresponde au montage choisi.

A défaut de platines à connexions imprimées, restera la possibilité d'emploi d'une platine isolante.

Avec celle-ci, on pourra, en perçant des trous de fixation des composants et de passage des fils, effectuer une copie de la platine imprimée que l'on ne peut pas se procurer.

L'ALIMENTATION

La plupart des appareils semi-conducteurs sont alimentés en basse tension, mais depuis quelques années, on propose également des montages électroniques fonctionnant sur des tensions « moyennes » et même élevées, pouvant atteindre 100 V et plus.

L'emploi des piles pour les premiers essais ne peut être possible que pour des basses tensions, par exemple jusqu'à 20 ou 25 V, car les piles pour haute tension ne sont pas en vente courante et la mise en série de plusieurs piles à basse tension reviendrait cher.

Il faut aussi tenir compte

du courant consommé par l'appareil.

Une pile peut fournir un courant relativement élevé, par exemple 100 mA et même 200 mA d'une manière normale, mais il est évident que plus le courant débité par la pile sera élevé, plus celle-ci s'usera vite. Si le courant dépasse 100 mA, certaines piles ne dureront que quelques heures. Si l'auteur du document donne aussi le schéma de l'alimentation (sur secteur), il sera nécessaire de réaliser celle-ci en même temps que l'appareil proprement dit.

Vérifier l'alimentation d'abord, de la manière suivante : Brancher à la sortie + - continue, une résistance dont la valeur R est égale à :

$$R = \frac{E}{I} \text{ ohms}$$

où E = la tension requise, I = le courant correspondant.

Exemple :

$$E = 12 \text{ V}, I = 50 \text{ mA},$$

donc

$$R = \frac{12}{0,05} = \frac{1200}{5} = 240 \Omega$$

La puissance dissipée par la résistance sera :

$$P = E \cdot I$$

et dans notre exemple :

$$P = 12 \cdot 0,05 = 0,6 \text{ W.}$$

Prendre pour plus de sécurité un modèle de 1 W ou même, de 2 W. Le montage d'essai est celui de la figure 6.

Il est évident qu'avant toute opération, on fera le nécessaire pour que l'entrée « alternatif » de l'alimentation soit adaptée à la tension

du secteur dont on dispose.

Ceci admis, opérer comme suit :

1) Brancher R et un volt-mètre à la sortie de l'alimentation.

2) Régler le dispositif P de variation de la tension continue de manière à ce que la tension fournie soit au minimum, et même nulle si possible.

3) Brancher l'alimentation au secteur.

4) Régler P pour obtenir la tension désirée par exemple 12 V.

5) Débrancher le secteur.

6) Enlever R et mettre à la place l'appareil réalisé (celui-ci a été préalablement bien vérifié et si possible essayé sur piles) (voir figure 7).

7) Remettre P à zéro.

8) Brancher le secteur.

9) Régler P pour obtenir la tension correcte.

Si tout est en règle, la position de P sera, à peu de choses près, la même que dans le cas du branchement sur la résistance « équivalente » R.

Il existe aussi des alimentations « universelles » donnant de zéro à 25 V ou plus. On trouve aussi toutes sortes d'alimentations toutes faites chez les commerçants, et cela à des prix très abordables, mais attention, n'importe quelle alimentation ne convient pas à un appareil donné, il faut qu'elle s'adapte à la tension et au courant requis.

A noter aussi que les piles donnent au début de leur emploi, une tension plus éle-

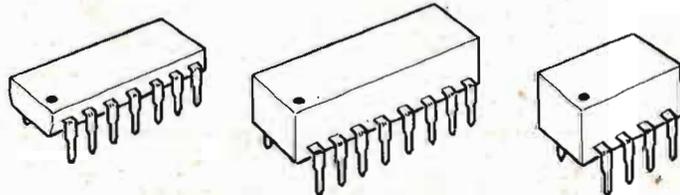


Fig. 4

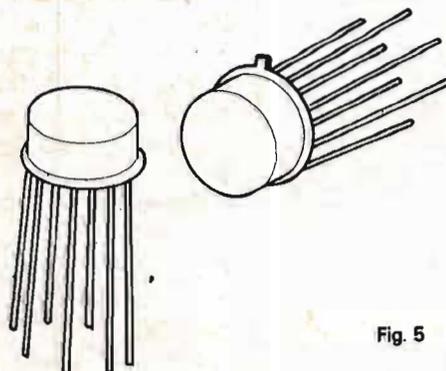


Fig. 5

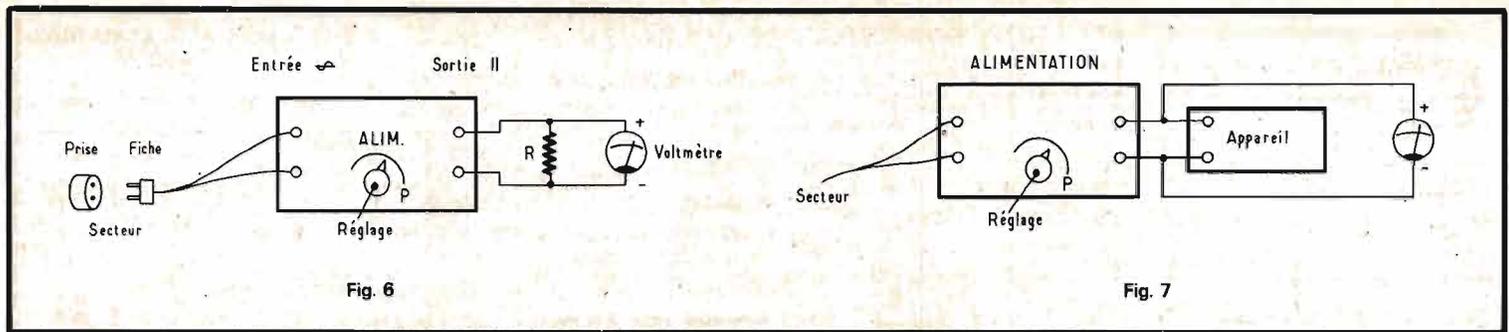


Fig. 6

Fig. 7

vée qu'au bout de plusieurs minutes de fonctionnement.

L'ASSISTANCE TECHNIQUE

Si l'amateur constate qu'il y a omission d'un renseignement dans un document destiné aux réalisations, il est en droit de demander à l'auteur du montage, le renseignement dont il a besoin : valeur d'un composant, nécessité d'un radiateur, alimentation, etc.

L'amateur devra observer les règles suivantes, s'il désire obtenir une réponse rapide (moins de 30 jours).

1) joindre une enveloppe

timbrée avec son nom et son adresse ;

2) ne pas demander des renseignements dont il n'a pas vraiment besoin car il retardera la réponse ;

3) ne pas demander des renseignements qu'il aurait dû exiger des fournisseurs de composants, en particulier les brochages, les caractéristiques, etc. ;

4) ne pas proposer de modifications éventuelles : toute modification entraîne une nouvelle étude de l'appareil et celle-ci ne peut être faite pour un seul lecteur ;

5) on ne peut fournir des plans de câblage si le docu-

ment n'en comporte pas. Même si le document propose un plan s'il ne s'agit pas d'une réalisation, la platine imprimée devra être réalisée par l'amateur ou remplacée par un montage à fils de connexion ;

6) l'équivalence des transistors n'est pas absolue, il faut faire des essais et on risque de détériorer les transistors « équivalents » ou le montage ou les deux ;

7) ne pas exiger de réponse par retour du courrier. Il faut du temps pour transmettre la lettre du lecteur, à l'auteur et il faut laisser à celui-ci le temps nécessaire pour répon-

dre d'une manière efficace.

D'une manière générale, le lecteur qui nous écrit doit se limiter à des questions utiles et ne pas demander aux auteurs des montages de se substituer à eux pour faire des essais de montages différents de celui décrit ;

8) ne pas confondre les textes documentaires des réalisations. Nous avons précisé plus haut qu'il n'est pas possible, ni utile, de transformer tout document en « réalisation » pratique.

F. JUSTER



P. MELUSSON

TRAITÉ THÉORIQUE ET PRATIQUE DE LA RÉCEPTION T.V.

Tome 1 : Circuits intégrés Linéaires T.V. et Amplis B.F.

Avènement et philosophie des circuits intégrés linéaires en TV. - Procédés technologiques de fabrication. - Différents types de bases servant à l'élaboration des circuits intégrés. - Plan de découpage d'une TV noir et blanc avec des circuits intégrés en normes françaises et en normes CCIR.

Explication des principaux circuits :

- FI image TV - FI son TV normes françaises et CCIR
- Circuits « Jungle »
- Circuits bases de temps - Alimentation réglée - Décodage luminance chrominance des télévisions couleurs.

Les circuits intégrés d'amplification audio fréquences :

- L'ampli AF à composants discrets :
- Étude d'un circuit en classe A - Étude d'un circuit push-pull à symétrie complémentaire.

Les circuits intégrés AF

- Différents types d'utilisations et de présentations.
- Étude de fonctionnement et relevé des performances électriques.

Ce traité clair, complet, à jour des derniers progrès et développement de la technique TV, apportera tous les renseignements indispensables, aussi bien aux ingénieurs et techniciens des services d'exploitation, aux techniciens de la télévision qu'aux élèves des écoles d'ingénieurs et des techniciens en électronique, au recyclage des dépanneurs et metteurs au point TV, aux distributeurs et techniciens du service après-vente.

Un volume de 128 pages format 21 x 27. Prix 49,50 F

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

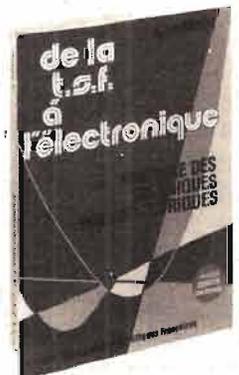
C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).

A. VASSEUR

DE LA T.S.F. A L'ÉLECTRONIQUE

HISTOIRE DES TECHNIQUES RADIOÉLECTRIQUES



L'auteur, en quelque trois cent pages, a réussi le tour de force d'écrire l'histoire mondiale des techniques radioélectriques.

On trouve dans cet ouvrage une documentation considérable qui n'avait pas encore été rassemblée. Ce livre qui se lit comme un roman intéressera les techniciens de différents niveaux, jeunes et moins jeunes, de l'électronique et des télécommunications. Il est placé sous le patronage de la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens (S.E.E.) et de la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

Albert VASSEUR (né en 1904, croix de guerre 39.45, officier de la Légion d'honneur) est membre des Anciens de la radio et de l'électronique. Au cours d'une carrière qui débuta en 1922, il a acquis dans des services d'exploitation et d'études sur terre, sur mer et dans les airs, une vue d'ensemble sur la radioélectricité.

Un ouvrage de 328 pages et 116 illustrations, index alphabétique 45 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. Tous nos envois sont en port recommandé).

Alarme de limitation de vitesse

L'APPAREIL présenté ici a pour but d'avertir, par un signal sonore, le conducteur d'une automobile lorsqu'il dépasse une vitesse maximale (60, 90, 130 km/h, etc.) choisie et préalablement affichée.

Nul conducteur ne nous démentira certainement... Lorsqu'on circule sur une route où la vitesse est limitée à 90 km/h par exemple, et que l'on souhaite se tenir aussi

près que possible de la vitesse permise, il faut pratiquement conduire avec un œil en permanence sur le compteur ! Ce qui n'est pas un élément de sécurité... En fait, même avec le pied droit calme et vigilant, à la moindre déclivité de la route, on se retrouve très facilement à 100 km/h, et donc en infraction...

Avec l'appareil proposé, inutile de surveiller l'aiguille du compteur. Dès que le véhi-

cule a tendance à dépasser la vitesse préalablement sélectionnée, un léger et discret signal sonore retentit (nullement incommodant pour les passagers), et il suffit au conducteur de « lever le pied » ; le véhicule ralentit, retrouve la vitesse maximale permise, et le signal sonore s'arrête.

Dans notre numéro 1271, nous avons déjà proposé un appareil de ce genre, d'ailleurs

combiné avec un compteurs électronique. Cependant, cet avertisseur de dépassement de vitesse présentait un petit inconvénient : il analysait la vitesse d'après les étincelles du rupteur. De ce fait même, il est bien évident que ses indications ne pouvaient être valables que pour une seule position du levier de vitesses (l'étalonnage étant en principe fait pour la « quatrième »).

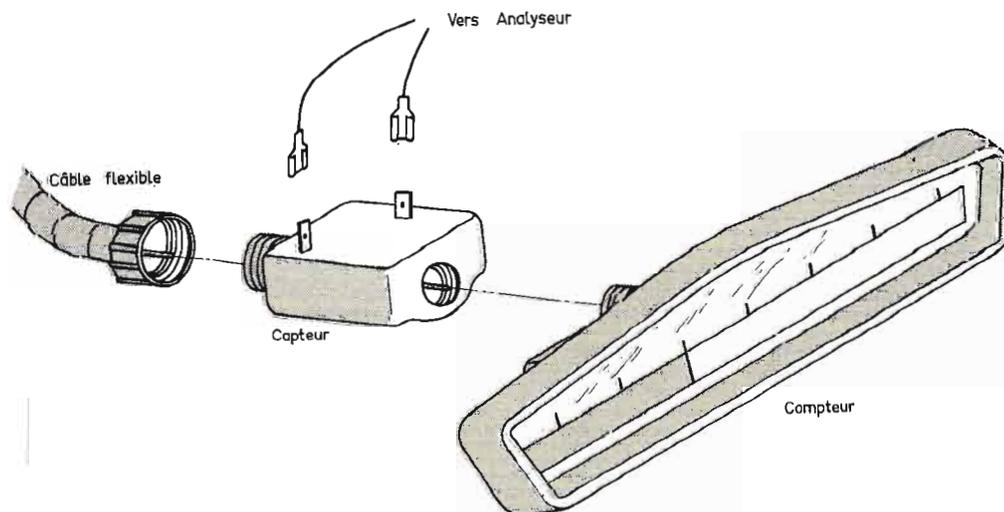


Fig. 1

Dans le montage décrit ici, rien de semblable... car la commande du dispositif est faite à partir d'un **capteur** (interrupteur à lames « reed ») que l'on intercale entre l'arrivée du câble flexible et le compteur du véhicule (fig. 1). Cette commande est donc réellement liée à la vitesse de déplacement de l'automobile, et non à la fréquence des étincelles du rupteur d'allumage.

Indiquons tout de suite qu'un tel capteur n'est pas une pièce rare ; il suffit simplement de l'acquérir dans un garage concessionnaire de la marque du véhicule à équiper, ceci dans le but évident de pouvoir l'installer ou l'intercaler facilement comme nous vous l'avons indiqué. C'est ainsi qu'il convient de remarquer que le capteur fourni pour la GS Citroën a une fixation d'embout de câble particulière, ou bien que le capteur prévu pour la R 16 Renault doit s'intercaler à la sortie de la boîte de vitesses...

La plus grande majorité des véhicules ont une résolution de vitesse, pour le câble du compteur, de 1 mètre par tour. Toutefois, sur certaines voitures de marques étrangères, on peut rencontrer des résolutions de 0,8 de 1,2 ou de 1,6 mètre par tour ; il importe donc d'en tenir compte lors de l'étalonnage de l'appareil. Si l'on ignore cette résolution, on peut faire un premier étalonnage pour 1 mètre par tour ; ensuite, on compare le déclenchement de l'avertisseur pour telle vitesse sélectionnée avec la vitesse correspondante indiquée par le compteur de la voiture ; si l'on constate un écart, il suffit de retoucher l'étalonnage en conséquence. Mais nous reviendrons plus loin en détails sur la question de l'étalonnage, question délicate, mais pour laquelle une solution simple parfaitement à la portée de l'amateur peut être appliquée pour tourner toutes difficultés. Disons simplement que pour un appareil bien réglé, bien étalonné, nous avons estimé la précision du déclenchement de l'avertis-

seur dans une « fourchette » de 2 % de la vitesse.

ANALYSE DU SCHEMA

Le schéma complet de l'appareil est représenté sur la figure 2.

Comme nous l'avons indiqué, les signaux de commande sont issus du capteur monté sur le câble flexible qui aboutit au compteur du véhicule ; ce capteur assure simplement la fermeture d'un interrupteur incorporé lequel provoque donc une impulsion électrique à chaque tour. Lors de l'installation, il sera sage de relier la masse du capteur à la masse générale de la voiture par un morceau de fil ou de tresse.

Ces impulsions sont filtrées et mises en forme, puis déterminent une tension qui varie proportionnellement à leur fréquence, donc à la vitesse de la voiture. Cette tension variable est **comparée** à une tension fixe précise, déterminée selon la vitesse maximale choisie par la manœuvre d'un interrupteur (poussoir ou clavier) correspondant.

Ces fonctions essentielles sont assurées par un seul circuit intégré C.I. type LM 3900 de N.S.C. (« National Semiconductor France ») 28, rue de la Redoute, 92260 Fontenay-aux-Roses). Comme nous l'indiquons sur le schéma, ce circuit intégré groupe quatre amplificateurs opérationnels à entrées différentielles ; mais trois seulement sont utilisés.

Dès que la tension provoquée par les impulsions issues du capteur (tension proportionnelle à la vitesse de déplacement) devient égale ou supérieure à la tension de référence sélectionnée, la sortie finale (broche 9) du circuit intégré déclenche un multivibrateur BF formé par les transistors Q_1 et Q_2 . La note générée est diffusée par un petit haut-parleur HP et avertit le conducteur qu'il est en dépas-

sement de vitesse. Naturellement, lorsqu'un ralentissement suffisant du véhicule a été effectué, le signal sonore d'avertissement s'arrête aussitôt automatiquement.

Le principe général de fonctionnement étant exposé, reprenons cela avec un peu plus de détails. A chaque tour du câble flexible du compteur, lorsque l'interrupteur du capteur se ferme, l'entrée (2) du circuit intégré s'ouvre, le condensateur C_1 de $2,2 \mu F$ se charge progressivement par l'intermédiaire de la résistance R_1 de $12 k\Omega$. Le premier amplificateur opérationnel du circuit intégré fonctionne en « saturé/bloqué », si bien qu'à sa sortie (4) on dispose d'impulsions (en forme de crêteaux rectangulaires) parfaitement propres et débarrassées de tous signaux parasites perturbateurs.

Ces impulsions transmises par le condensateur C_3 sont ensuite détectées par les diodes D_1 et D_2 ; la valeur moyenne de ce redressement (avec filtrage par C_2) est donc une tension **continue** qui croît proportionnellement avec la fréquence des impulsions.

A son tour, cette tension variable proportionnelle contrôle le second amplificateur opérationnel intégré (entrée 6) par l'intermédiaire d'une résistance ajustable RV_1 dont le réglage agit sur le gain possible, et donc sur la pente de conversion qu'il convient d'obtenir. D'autre part, une autre résistance ajustable RV_2 montée sur la seconde entrée (1) de l'amplificateur permet le réglage de la polarisation qui détermine l'**origine** de la pente de conversion. En effet, si l'on souhaite par exemple avoir 60 km/h comme première vitesse limite à pouvoir être affichée, il suffit donc de placer l'origine de pente de conversion vers 40 ou 50 km/h (et non pas plus bas) ; la **pente** de conversion considérée entre la vitesse minimale et la vitesse maximale affichables sera plus importante, et par voie de consé-

quence, la précision de l'appareil sera plus grande.

La sortie (5) est appliquée à l'entrée (8) d'un troisième amplificateur opérationnel fonctionnant en « **comparateur** » ; cet amplificateur différentiel compare la tension de conversion précédemment obtenue à la tension de référence sélectionnée par l'enclenchement du poussoir correspondant à la vitesse à ne pas dépasser.

Enfin, la sortie (9) du comparateur aboutit à la base du transistor Q_1 du multivibrateur $Q_1 + Q_2$. Tant que le comparateur ne bascule pas, le multivibrateur est bloqué et le haut-parleur n'émet aucun signal avertisseur. Par contre, lorsqu'il y a égalité entre la tension de conversion et la tension de référence (et à plus forte raison lorsque la première excède la seconde), le comparateur bascule et débloque le multivibrateur $Q_1 + Q_2$ qui émet le signal avertisseur de dépassement de vitesse.

L'alimentation se fait à la tension normalisée de 12 volts (« moins » à la masse) avec une consommation de l'ordre de 150 mA ; celle-ci augmente un peu plus évidemment lorsque le signal sonore se déclenche. La mise en service de l'appareil s'effectue par la fermeture de l'interrupteur Int. ; un témoin indicateur de mise sous tension a également été prévu, et un fusible de 1 A protège l'installation électrique en cas de court-circuit accidentel interne.

La réalisation pratique ne présente rien de très particulier à signaler. Le câblage peut être exécuté, soit en circuits imprimés, soit sur une plaque perforée ; il n'y a absolument rien de critique dans ce domaine.

Pour la sélection des vitesses-limites, on peut employer une série (huit) d'interrupteurs à bascule ou à poussoirs ; mais, dans ce cas, il importe de bien veiller à ce que deux interrupteurs ne soient pas fermés en même temps. Une meilleure solution réside dans l'emploi d'un contacteur à **cla-**

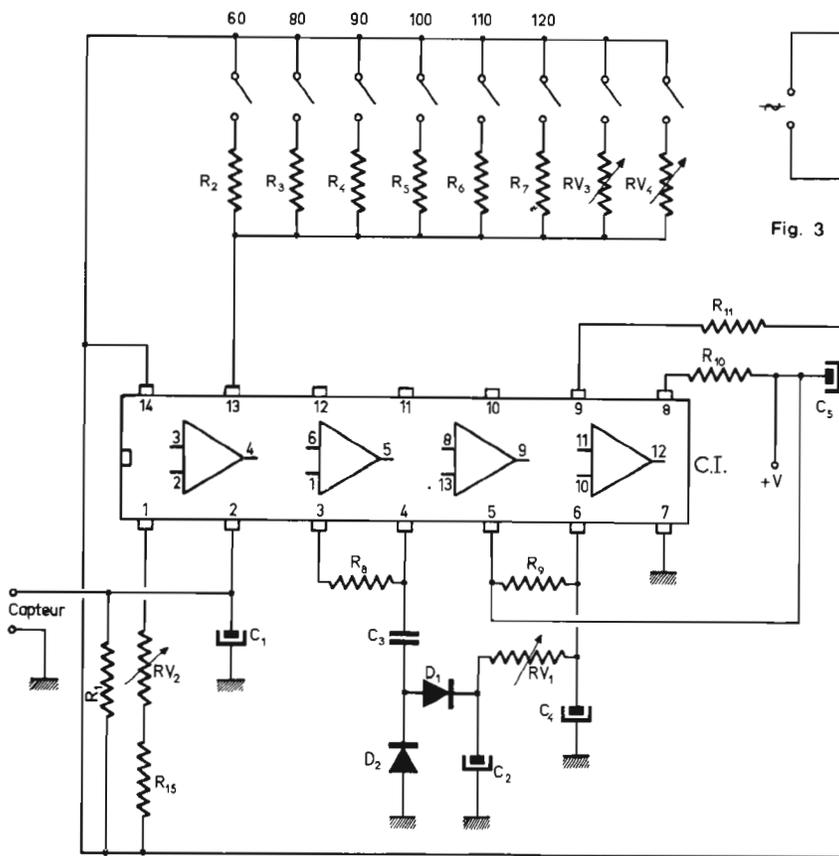


Fig. 2

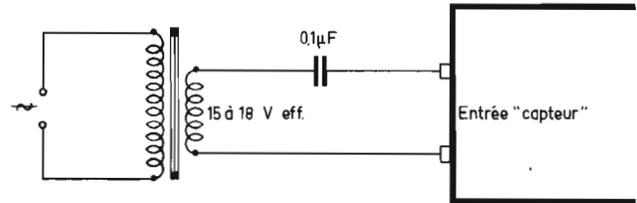


Fig. 3

CARACTÉRISTIQUES DES ÉLÉMENTS

Toutes résistances type 0,5 W dans la série à tolérance $\pm 5\%$ (sauf mention particulière).

- $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 18 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 14 \text{ k}\Omega \pm 2\%$
- $R_5 = 11 \text{ k}\Omega \pm 2\%$

- $R_6 = 9,1 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 6,2 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 47 \text{ k}\Omega$
- $R_9 = 560 \text{ k}\Omega$
- $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{11} = 22 \text{ k}\Omega$
- $R_{12} = 4,7 \text{ k}\Omega$
- $R_{13} = 22 \text{ k}\Omega$
- $R_{14} = 47 \text{ }\Omega$
- $R_{15} = 270 \text{ k}\Omega$
- $RV_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ajustable linéaire
- $RV_2 = 220 \text{ k}\Omega$ ajustable

- linéaire
- $RV_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ajustable linéaire
- linéaire
- $RV_4 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ajustable linéaire
- $C_1 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}/25 \text{ V}$
- $C_2 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}/25 \text{ V}$
- $C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ mylar
- $C_4 = 4,7 \text{ }\mu\text{F}/25 \text{ V}$
- $C_5 = 10 \text{ }\mu\text{F}/25 \text{ V}$
- $C_6 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}/25 \text{ V}$
- $C_7 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ mylar
- $C_8 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ mylar

- $C_9 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ mylar
- $C_{10} = 10 \text{ nF}$ céram.
- $Q_1 = Q_2 = \text{BSY } 62, \text{ ou BSY } 70$
- $D_1 = D_2 = D_3 = 1 \text{ N } 914, \text{ ou } 1 \text{ N } 4148, \text{ ou BAV } 19$
- $DZ = \text{BZX } 61/C \text{ } 12$
- C.I. = type LM 3900 (N.S.C.)
- Témoin = ampoule 12 V/0,1 A
- H.P. = haut-parleur, diamètre 60 à 80 mm, bobine mobile 25 Ω (Audax).

vier avec lequel le fait d'enclencher une touche provoque automatiquement le déclenchement de toute autre touche précédemment enfoncée.

Naturellement, pour l'amateur, la plus grosse difficulté demeure toujours la présentation. On devra donc essayer de trouver une boîte, un coffret, etc. en matière plastique (chez les vendeurs d'articles

de ce genre) et ayant un aspect aussi agréable que possible... Sur l'avant, on découpe une ouverture pour le passage du clavier, ou l'on perce des trous (selon le cas) pour le montage des huit interrupteurs sélecteurs de vitesse. L'indication des vitesses choisies pourra être faite au moyen d'étiquettes marquées à la pince Dymo. Deux autres trous sont également à effectuer, l'un pour

l'interrupteur de mise en service, l'autre pour le hublot de l'ampoule-témoin. Enfin, le dessus ou le dessous du coffret (selon l'emplacement de l'installation de l'appareil sur la voiture) sera ajouré par quelques traits de scie ou par perçage de nombreux petits trous, pour le montage du haut-parleur.

RÉGLAGE ET ÉTALONNAGE

Après vérification soignée des valeurs des composants utilisés et du câblage effectué, on peut mettre l'appareil sous tension (alimentation sous 12 volts et « moins » à la masse, rappelons-le). La résistance ajustable RV_1 est placée environ à mi-course ; puis, on

enclenche la position 60 km/h comme vitesse-limite choisie. D'autre part, à l'entrée « capteur », on connecte provisoirement le secondaire d'un transformateur délivrant 15 à 18 volts efficaces en intercalant en série un condensateur de 0,1 à 0,5 μ F mylar ou papier (voir fig. 3). Lorsqu'on relie le primaire de ce transformateur au secteur, le déclenchement du signal sonore d'avertissement doit se produire ; c'est déjà une indication du fonctionnement général normal de l'appareil.

A propos du timbre de la note émise par le haut-parleur, disons que la fréquence peut en être éventuellement modifiée, au goût du réalisateur, en jouant sur les capacités des condensateurs C_8 , C_9 et C_{10} .

Passons maintenant à l'étalonnage de l'appareil afin de bien obtenir le déclenchement de l'avertisseur sonore pour les vitesses sélectionnées.

Entre le point-test marqué + V (fig. 2) et la masse, connecter un voltmètre à très haute résistance interne (de préférence un voltmètre électronique). Puis, en enclenchant successivement les poussoirs correspondant aux vitesses 60, 80, 90, 100, 110 et 120 km/h, lire les tensions respectives indiquées par le voltmètre. Elles doivent être les suivantes, dans l'ordre : 10 V ; 7,5 V ; 6,25 V ; 5 V ; 3,75 V et 2,5 V. Dans la négative, agir sur le réglage de la résistance ajustable RV_2 pour obtenir ces premiers résultats.

Ensuite, l'idéal serait de disposer d'un générateur de signaux rectangulaires capable de remplacer « le découpage » effectué par le capteur. En effet, il est très aisé de calculer la fréquence de ce découpage par rapport à la vitesse du véhicule. Partant de la vitesse exprimée en km/h, on la transforme en mètres/seconde ; si la résolution de vitesse pour le câble du compteur est de 1 mètre par tour, on obtient immédiatement la fréquence du découpage. Si la résolution est différente (0,8 - 1,2 - 1,6 m/t,

comme nous l'avons vu), il est nécessaire d'effectuer un calcul supplémentaire, c'est évident. Mais d'une part, il faudrait que les signaux générés aient une amplitude d'au moins 12 volts, et d'autre part, il faudrait que le générateur soit d'une précision rigoureuse notamment entre 10 et 50 Hz... avec la possibilité d'évaluer les dixièmes de Hertz. Il est absolument évident qu'un tel générateur ne se trouve pas sous le pied d'un cheval !

Alors, il reste la solution de l'étalonnage par rapport au compteur de la voiture. Certes, ses indications de vitesse ne sont pas toujours très précises ; mais si l'on dispose d'un chronomètre, on pourra toujours vérifier celui qui se trouve sur le véhicule (ou le faire vérifier dans un garage) afin de connaître l'importance de l'éventuelle erreur. De toutes façons, lorsqu'on conduit

« avec un œil sur le compteur », c'est bien à celui-ci que l'on fait confiance. Le procédé d'étalonnage est alors simple et consiste à opérer par comparaison :

a) Rouler à 60 km/h au compteur et enfoncer la touche 60 de l'appareil.

b) Régler la résistance ajustable RV_2 afin de provoquer tout juste l'apparition du signal sonore ; vérifier que la tension au point-test + V est bien de 10 V.

c) Rouler à 120 km/h au compteur et enfoncer la touche 120 de l'appareil.

d) Régler la résistance ajustable RV_1 pour provoquer tout juste l'apparition du signal sonore ; vérifier que la tension au point-test + V est bien de 2,5 V.

e) Revenir aux conditions a b d'une part, puis c d d'autre part, alternativement, plusieurs fois de suite (au moins 3 ou 4 fois) afin d'obtenir un éta-

lonnage correct (les réglages pouvant réagir les uns sur les autres).

f) Si les réglages extrêmes 60 et 120 km/h ont été faits convenablement, et si les résistances R_3 , R_4 , R_5 et R_6 sont précises, les positions intermédiaires de déclenchement d'avertissement doivent également être correctes ; on le vérifiera.

Si la voiture est munie d'un compte-tours, on pourra faire une vérification complémentaire de l'étalonnage, à condition que l'on connaisse la vitesse pour 1 000 tours du moteur compte tenu du rapport de transmission utilisé par la boîte de vitesse (se reporter à la notice technique du véhicule).

Sur la figure 2, on remarquera que deux touches de l'afficheur de vitesse ne comportent pas d'indication ; elles sont prévues, si on le désire, pour les vitesses de 130 et 140 km/h. Le cas échéant, leur réglage respectif se fait après les réglages 60 et 120 km/h, en ajustant RV_3 , puis RV_4 , pour le déclenchement de l'avertisseur sonore aux vitesses souhaitées.

Lorsque la vitesse du véhicule approche de la vitesse affichée, c'est-à-dire lorsque la tension de conversion générée est à peu près égale à la tension de référence correspondant à l'affichage, il est bien évident que le signal sonore peut ne pas se déclencher brutalement ; il peut d'abord marquer quelques légères hésitations. Puis lorsque la vitesse affichée est dépassée, le multi-vibrateur oscille franchement, l'avertissement est net et constant. Un tel fonctionnement est absolument normal.

Roger A. RAFFIN

SEMICONDUCTEURS

SURPLUS

24, bd des Filles-du-Calvaire, PARIS XI^e

QUELQUES EXEMPLES

TRANSISTORS GRAND PUBLIC

2N 706, BC 108B, BC 238, etc.
AF 139, 2N 525, 2N 696, etc.
etc., etc. 50 types

à 0,50
à 1,00
à 0,50
à 1,00

THYRISTORS

0,25 A
1/16 A
5/7,4

0,20 0,2 W
0,50 0,5 W
1,00 1 W

ZENERS

0,20
0,50
1,00

par 10 pièces minimum de chaque

DIODES de détection germ. les 100 F 10,00
DIODES redresseuses 60 mA les — F 10,00

TRANSISTORS SERIE INDUSTRIELLE non marqués

TOS, 18, 45, 72
92, 98, 105
TOS

$V_{CE0} \geq 5$
 $\beta \geq 5$

les 100 F 10,00
les 10 F 15,00

STOCK VARIABLE DONC RENOUEVE
mais pas de liste

MINIMUM D'ACHAT 20,00 F

SIX ECHANTILLONS DIVERS GRATUITS PAR ACHETEUR

Vente et renseignements uniquement sur place

Aucun envoi ni échange mais
REMBOURSEMENT SI NON SATISFAIT

REALISATION

D'UN CHARGEUR

DE BATTERIE

C'EST en 1859 que Gaston planté mit en évidence les propriétés de l'accumulateur au plomb. Depuis cette époque des progrès considérables ont été réalisés dans ce domaine, et à l'heure actuelle l'accumulateur au plomb est universellement employé car il réalise le meilleur rapport énergie/prix. Cependant, pour tirer le maximum de rendement d'une telle batterie, il faut observer certaines règles d'utilisation, tant à la charge que pendant la décharge.

Pendant la charge, la force électromotrice de la batterie atteint rapidement 2,1 Volts par élément, puis monte lentement de 2,1 à 2,2 Volts, et enfin monte rapidement jusqu'à 2,5 Volts par élément environ. L'utilisateur est averti que la charge est terminée à la fois par l'élévation de la différence de potentiel aux bornes de la batterie et par un bouillonnement de l'électrolyte. C'est à ce moment que ce dernier est le plus chargé en acide sulfurique ; on doit remplir les bacs avec de l'eau distillée pour compenser les pertes par évaporation, puis vérifier que la densité de l'électrolyte est bien de 22° Baumé.

Pendant la décharge, la force électromotrice tombe rapidement de 2,5 à 2 Volts, puis reste assez longtemps voisine de 2 Volts par élé-

ment ; l'accumulateur constitue alors un générateur à tension constante. Vers la fin de la décharge, elle diminue rapidement : il ne faut jamais pousser la décharge au-delà de 1,8 Volt par élément. On ne doit pas laisser longtemps une batterie déchargée.

La résistance interne des accumulateurs au plomb peut presque toujours être considérée comme négligeable. Toutefois, une batterie usagée présente une résistance interne relativement élevée, ce qui empêche que l'on puisse en tirer toute la puissance voulue. D'autre part, une batterie dont on a poussé trop loin la décharge voit ses plaques se recouvrir d'un dépôt blanchâtre de sulfate de plomb qu'on ne peut que difficilement faire disparaître par des charges prolongées. Dans ces deux cir-

constances, l'augmentation de résistance interne qui en découle peut ne pas être décelée par la simple mesure de la force électromotrice aux bornes de la batterie. Il faut effectuer cette mesure en faisant simultanément débiter un courant significatif à l'accumulateur. Si la résistance interne est (relativement) élevée, la chute de tension occasionnée par le passage du courant, viendra se soustraire de la force électromotrice, si bien que la tension mesurée aux bornes de la batterie sera plus faible que celle que l'on peut mesurer à vide.

Cette méthode de mesure est certainement un peu plus complexe que la manière conventionnelle, mais elle présente l'avantage d'indiquer exactement l'état de la batterie et son aptitude à fournir

une intensité tout en conservant sa tension nominale.

Le chargeur de batterie qui est décrit dans ce qui suit utilise ce procédé pour contrôler l'état de charge de l'accumulateur.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma synoptique de la Fig. 1 indique le mode de fonctionnement du chargeur de batterie. L'enroulement secondaire du transformateur Tr, qui peut comporter plusieurs prises pour rendre plus commode l'ajustage de la tension, attaque un pont redresseur composé de quatre diodes D8 à D11. La sortie négative du pont est reliée à la masse tandis que l'extrémité positive est connectée à la

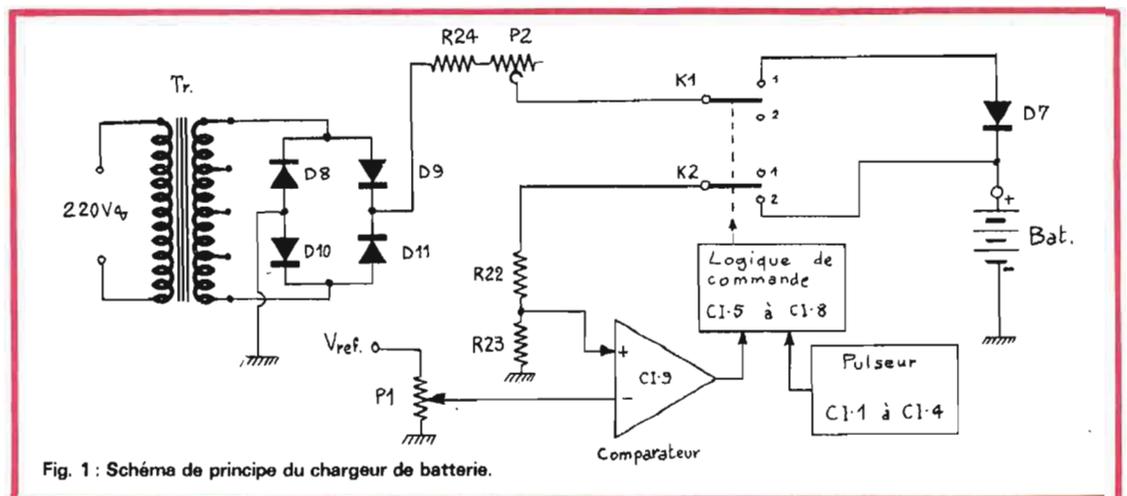


Fig. 1 : Schéma de principe du chargeur de batterie.

résistance R24, elle-même suivie du potentiomètre P2. C'est l'ensemble R24, P2 qui détermine le courant de charge de la batterie ; P2 et R24 sont donc des éléments à forte dissipation. La présence de cette résistance évite que l'on puisse appliquer à la batterie un courant de charge trop important en positionnant le potentiomètre P2 au minimum de sa résistance. L'intensité de charge maximale prévue est de l'ordre d'une dizaine d'ampères. Les inverseurs K1 et K2 sont couplés et fonctionnent d'une façon synchrone. Nous verrons par la suite qu'en fait il ne s'agit pas d'éléments mécaniques mais d'un ensemble de transistors qui en tient lieu.

Lorsque les inverseurs K1 et K2 sont en position 1, la batterie reçoit son courant de charge, dont l'intensité est réglable au moyen du potentiomètre P2, à travers K1 et la diode D7. Après un certain temps de charge, le pulseur fait basculer les contacteurs K1 et K2 en position 2. La batterie cesse d'être chargée puisque K1 est ouvert. En revanche, elle est mise en condition de décharge, car l'inverseur K2 branche à ses bornes les résistances R22 et R23 qui déterminent le passage d'une intensité correspondant au courant de décharge de la batterie dans une résistance équivalente à la somme des résistances R22 et R23. Aux bornes de cette dernière résistance, on recueille une tension qui est proportionnelle à la tension de la batterie lorsque celle-ci débite un courant d'environ 10 Ampères. Cette période de décharge est d'ailleurs assez brève et sa répétition très lente. La tension prélevée aux bornes de la résistance R23 est appliquée à l'entrée non-inverseuse (+) d'un circuit intégré comparateur de tension C19. Elle est comparée à une tension de référence ajustable par le potentiomètre P1.

Deux cas peuvent se présenter : la première éventua-

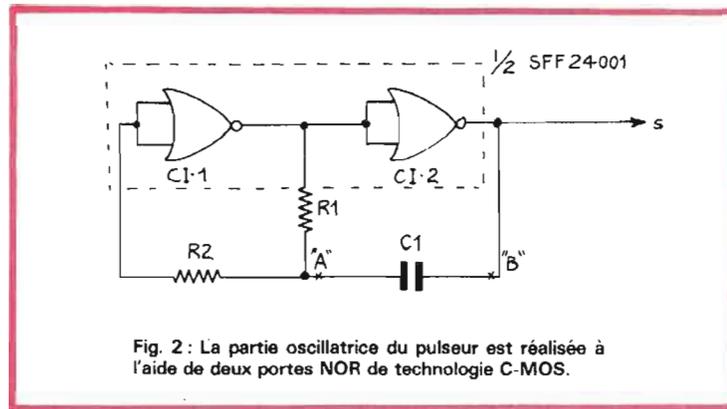


Fig. 2 : La partie oscillatrice du pulseur est réalisée à l'aide de deux portes NOR de technologie C-MOS.

lité est que la batterie n'est pas encore complètement chargée. La tension aux bornes de la résistance R23 n'est pas tout à fait suffisante ; le comparateur n'est pas actionné ; les inverseurs K1 et K2 basculent à nouveau en position 1 et la charge reprend.

Dans l'autre éventualité, la tension développée aux bornes de la résistance R23 pendant la période de décharge est légèrement supérieure à la tension de référence présente sur l'entrée inverseuse (-) du circuit comparateur C19. Celui-ci bascule ; le contacteur K1 reste en position 2 alors que K2 revient en position 1 ; la charge est arrêtée. Toutefois, le pulseur continue à mettre périodiquement la batterie en décharge en passant temporairement le contacteur K2 en position 2. Si la tension demeure supérieure à la tension de référence, la charge de la batterie reste suspendue. Après un temps plus ou moins long d'un tel fonctionnement, si la batterie s'est un peu déchargée, à un certain moment la tension échantillonnée deviendra inférieure à la tension de référence appliquée à l'entrée inverseuse de C19. A partir de cet instant, la charge reprendra jusqu'au moment où le seuil sera de nouveau atteint, et ainsi de suite.

Le potentiomètre P1, qui règle la tension de référence, détermine en fait la tension de la batterie à partir de laquelle on estime que la charge est suffisante. Cette tension, qui est variable avec la température, peut être déterminée en se servant d'une batterie préa-

lablement bien chargée comme d'un étalon, et en réglant le potentiomètre P1 de telle sorte que l'on se situe exactement à la limite de transition entre la charge et l'arrêt de celle-ci.

L'intensité du courant de charge est fonction de la tension délivrée par l'enroulement secondaire du transformateur Tr, de la somme des résistances R24 et P2 et de la force contre-électromotrice présentée par la batterie. Or cette dernière varie selon l'état de la charge : pour une batterie déchargée, elle est (relativement) faible. Pour une batterie chargée, elle est plus élevée, si bien que, si l'on ne modifie pas le réglage du potentiomètre P2 au cours de la charge, l'intensité, élevée au début, va décroissant au fur et à mesure que la force contre-électromotrice de la batterie augmente. Si l'on désire pallier cet inconvénient, il faut effectuer la charge à courant constant ; nous reviendrons sur cette façon d'opérer.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma de la partie oscillatrice du pulseur est indiqué sur la Fig. 2. Les circuits intégrés CI 1 et CI 2, de technologie C-MOS (SFF 24001) forment un oscillateur à très basse fréquence. Il délivre sur la sortie de CI 2 des signaux carrés dont la période est d'environ 3,3 secondes. Les deux circuits sont des portes NOR dont les entrées sont réunies et qui se comportent en fait comme des inverseurs de signaux logiques.

Le fonctionnement de cet oscillateur peut être décomposé comme suit : supposons qu'à un moment donné la sortie de CI 1 soit haute, c'est-à-dire que sa tension soit voisine de la tension d'alimentation. Puisque les deux entrées de CI 2 sont simultanément hautes, la sortie de cet inverseur (point B de la Fig. 2) est basse, c'est-à-dire à un potentiel voisin de celui de la masse. De ce fait, le condensateur C1 va se charger à travers la résistance R1. C'est l'ensemble R1, C1 qui détermine la fréquence des oscillations. Aussi longtemps que le condensateur C1 n'est pas chargé, le potentiel du point A de la Fig. 2 (jonction de R1, R2 et de C1) est bas. La différence de potentiel existant au point A est appliquée sur les entrées du circuit inverseur CI 1 par l'intermédiaire de la résistance R2. Puisqu'au tout début de la charge de la capacité C1 la tension au point A est nulle (ou peu s'en faut), la sortie de CI 1 est haute. Dans ces conditions, la capacité C1 se charge, avec un + en A et un - en B. Le potentiel du point A s'élève alors lentement jusqu'au moment où il va atteindre le seuil de tension considéré comme haut par la logique C-MOS. A cet instant, les entrées de CI 1 étant hautes, la sortie de ce même circuit passe brusquement au niveau bas et la sortie de CI 2 au niveau haut. Le condensateur C1 se trouve alors alimenté avec des polarités qui sont l'inverse de celles précédentes, c'est-à-dire avec un + en B et un - en A. Il doit donc se décharger puis reprendre une nouvelle charge de sens opposé. Lorsque celle-ci atteint la tension de seuil, l'ensemble bascule à nouveau, et ainsi de suite.

La Fig. 3 est un oscillogramme qui montre, en haut le signal au point A et en bas la forme d'onde que l'on peut observer au point B.

L'oscillateur, composé des circuits CI 1 et CI 2, commande l'entrée d'un montage

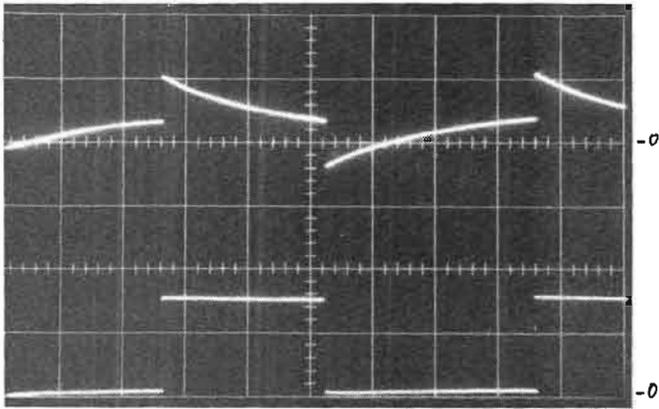


Fig. 3 : En haut : tension relevée au point A de la figure 2. Echelle verticale = 10 V/div. En bas : forme de la tension au point B de la figure 2. Echelle verticale = 5 V/div. Echelle horizontale = 0,5 s/div.

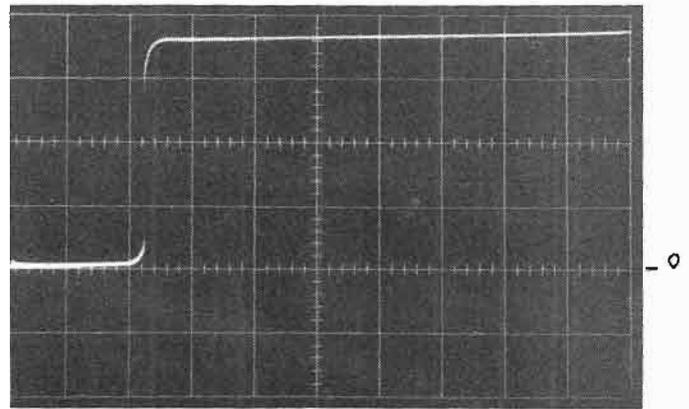


Fig. 5 : Forme d'onde du signal en sortie du montage de la figure 4. Echelle verticale = 2 V/div. Echelle horizontale = 2 ms/div.

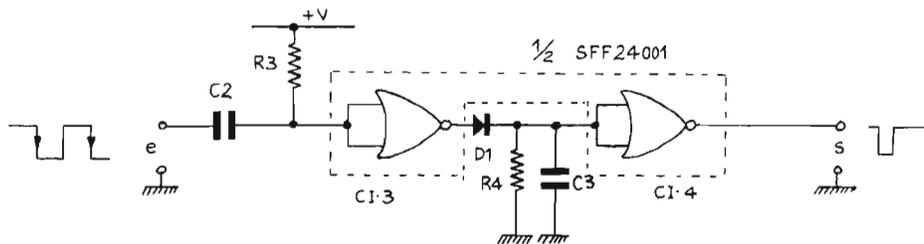


Fig. 4 : La partie monostable du pulseur emploie également deux portes NOR de technologie C-MOS.

monostable. Le but de celui-ci est de fournir des impulsions de largeur constante à chaque période de l'oscillateur. La largeur de ces impulsions conditionne la durée de la période de décharge de la batterie. Elle doit être assez brève : dans le montage préconisé, la largeur de l'impulsion obtenue est de l'ordre de 4 ms.

Le schéma du monostable utilisé est représenté sur la Fig. 4. Il comprend deux circuits logiques NOR, CI 3 et CI 4. Il s'agit des deux portes laissées libres jusqu'à présent, puisque le SFF 24001 comporte quatre circuits logiques NOR dans le même boîtier, dont deux sont déjà utilisés par l'oscillateur.

Le monostable doit être déclenché par un flanc négatif. Au repos, les entrées de CI 3 sont hautes et sa sortie dans l'état bas. De ce fait, la sortie de CI 4 est haute, puisque ces circuits sont également montés en inverseurs. Lorsqu'une transition négative à front raide est appliquée à l'entrée du monostable, la capacité C2

se charge et pendant la durée de celle-ci les entrées de CI 3 sont portées à l'état bas, ce qui, en retour, porte la sortie de ce même circuit à l'état haut. Dès que la sortie de CI 3 est haute, la capacité C3 se charge à travers la diode D1. La sortie du circuit CI 3 reste haute tant que la capacité C2 se charge. A partir du moment où la tension aux bornes de cet élément est suffisamment importante, la sortie de CI 3 redevient basse. La diode D1 empêche alors la capacité C3 de se décharger à travers la sortie du circuit CI 3. Le seul chemin de décharge qui s'offre à C3 est fourni par la résistance R4. Quand la tension aux bornes de C3 atteint la valeur correspondant au niveau bas, le circuit intégré CI 4 bascule et sa sortie revient à l'état haut. L'avantage d'utiliser deux circuits NOR compris dans le même boîtier réside dans le fait qu'étant situés sur une même pastille de silicium, ils présentent exactement les mêmes caractéristiques de transfert.

La largeur de l'impulsion de sortie est conditionnée par les constantes de temps R3, C2 et R4, C3. Avec les valeurs suivantes : R3 = 5,5 M Ω , R4 = 150 k Ω , C2 = 1000 pF et C3 = 10 nF, on obtient une largeur d'impulsion de l'ordre de 4 ms.

La Fig. 5 est une photographie qui montre l'allure de l'impulsion que l'on recueille en sortie du montage de la Fig. 4 lorsque l'on applique une transition négative brusque à son entrée.

L'impulsion négative qui apparaît environ toutes les 3 secondes à la sortie du circuit intégré CI 4 est inversée par le circuit CI 5 et appliquée à l'entrée B du montage de la Fig. 6. Cette impulsion, dont la durée est d'environ 4 ms, correspond au temps de décharge de la batterie. Elle va directement commander la base du transistor T2 à travers la résistance R6. Lorsque ce dernier dispositif est rendu conducteur, il actionne un ensemble de transistors qui équivaut à l'inverseur K2 de la

Fig. 1 ; la présence de l'impulsion positive sur l'entrée B de la Fig. 6 revient à mettre K2 en position 2. Après la disparition de l'impulsion, le transistor T2 se bloque et l'équivalent de K2 retourne en position 1.

L'ensemble CI 7 et CI 8 forme une bascule bi-stable dont les sorties C et D changent d'état selon le niveau logique que l'on applique sur les entrées des circuits CI 7 et CI 8. L'apparition d'un niveau haut sur l'entrée A porte la sortie correspondante C au niveau bas et la sortie opposée D au niveau haut. Une fois que l'association CI 7 et CI 8 a basculé, ce qui s'effectue très rapidement, on peut supprimer la tension en A sans changer l'état des sorties C et D. L'envoi d'une impulsion positive sur l'entrée de CI 7 (Y) provoque un basculement dans l'autre sens. Le fonctionnement de la bascule peut être résumé à l'aide du tableau suivant, dans lequel A et Y figurent respectivement l'entrée du circuit CI 8 et du circuit

A	Y	C	D
Haut	Bas	Bas	Haut
Bas	Haut	Haut	Bas
Bas	Bas	Les sorties ne changent pas d'état	
Haut	Haut	Bas	Bas

CI 7, tandis que C et D représentent les sorties des mêmes circuits.

Le flanc positif de l'impulsion entrant en B est différencié par le réseau R9, C4 de telle sorte que sur l'entrée Y n'est transmise qu'une brève impulsion active pendant environ 120 μ s. Pendant cette durée la bascule est remise au zéro, c'est-à-dire que la sortie D devient basse tandis que la sortie C devient haute, si elles ne l'étaient déjà auparavant. La sortie D de CI 7 est reliée à une entrée de la porte NOR CI 6. A partir du moment où D est au niveau bas, le circuit CI 6 se comporte comme un inverseur de niveau logique et l'impulsion positive entrant en B se retrouve inversée à la sortie de ce circuit. Lorsque D est portée au niveau haut, le circuit CI 6 est bloqué ; sa sortie reste basse, quelque soit le niveau que l'on applique sur l'entrée B. Quand la sortie D est au niveau bas, les transistors T1 et T2 sont rendus conducteurs alternativement : lorsque c'est T2 qui conduit, T1 est bloqué et réciproquement. La conduction de T2 entraîne la décharge de la batterie ; celle de T1 commande l'équivalent du contacteur K1 de la Fig. 1, donc la charge de la batterie. Remarquons toutefois que le temps de conduction du transistor T1 est beaucoup plus long que le temps de conduction de T2. Aussi longtemps que la sortie D sera maintenue au niveau bas, les périodes de charge et de décharge alterneront.

Supposons maintenant que la batterie ait atteint sa pleine charge. Un niveau haut va

alors apparaître sur l'entrée A pendant toute la durée de la période de déchargé. L'ensemble CI 7 et CI 8 bascule ; il vient au niveau haut en D qui bloque la sortie de CI 6 au niveau bas : la charge est arrêtée. Lors de la prochaine impulsion correspondant à la période de décharge, la bascule est remise au zéro pendant 120 μ s environ. Si la batterie est toujours bien chargée, le niveau haut apparaît simultanément sur l'entrée A, mais comme ce dernier a une durée beaucoup plus longue

que l'impulsion de remise au zéro (4 ms contre 120 μ s), la sortie D revient au niveau bas et la charge reste suspendue. A partir du moment où il n'y a plus de niveau haut envoyé sur l'entrée A pendant la période de décharge, la bascule reste au zéro et la charge peut reprendre.

Le circuit intégré CI 9 est un comparateur de tension destiné à indiquer l'égalité entre la tension de référence V_{ref} et la différence de potentiel V_e produite par le passage du courant de décharge dans la résistance R23 (voir Fig. 7).

Un comparateur est un amplificateur non linéaire. On utilise ici la très grande sensibilité de l'amplificateur opérationnel due à son gain important en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel. L'amplificateur opérationnel fonctionne pratiquement comme un commutateur, car sa sortie est toujours à l'état saturé, soit à la tension positive maximale, soit à un poten-

tiel voisin de celui de la masse. Le changement d'état de la sortie se produit à partir d'une très faible différence entre les tensions appliquées sur l'entrée inverseuse (-) et non-inverseuse (+). Quand la tension V_e , appliquée à l'entrée non-inverseuse, devient légèrement supérieure à la tension de référence V_{ref} présente sur l'entrée inverseuse, une très petite variation à l'entrée suffira pour faire basculer rapidement la tension de sortie qui devient alors fortement positive. La tension de seuil, ou différence de tension nécessaire pour commuter la sortie, dépend de l'amplitude maximale crête à crête de la tension de sortie et du gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel.

La dérive d'entrée décale légèrement le niveau de coïncidence du signal d'entrée et de la tension de référence, introduisant ainsi une très petite erreur dans la valeur

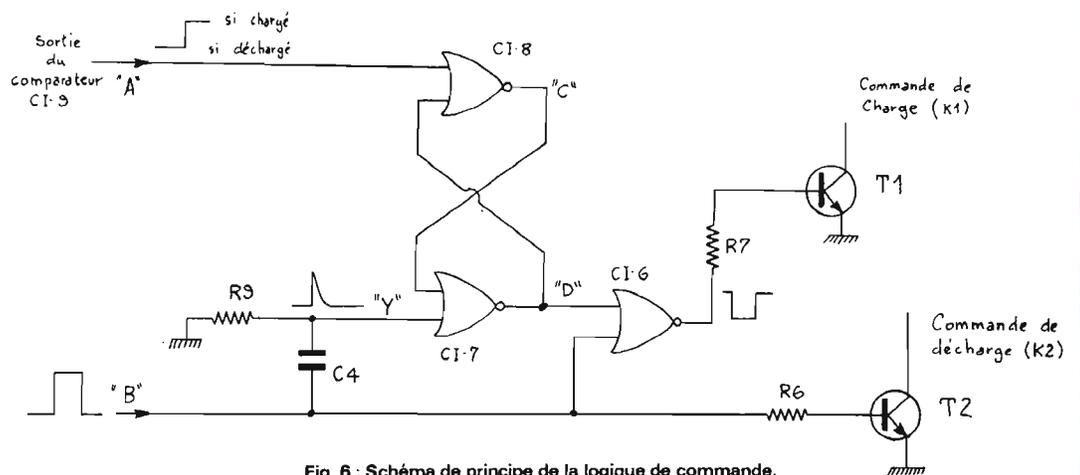


Fig. 6 : Schéma de principe de la logique de commande.

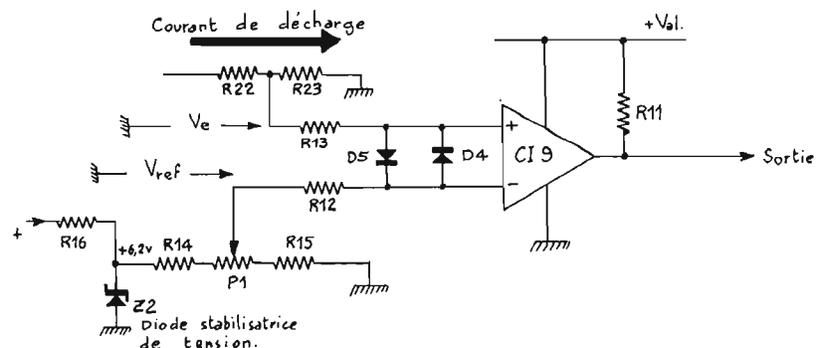


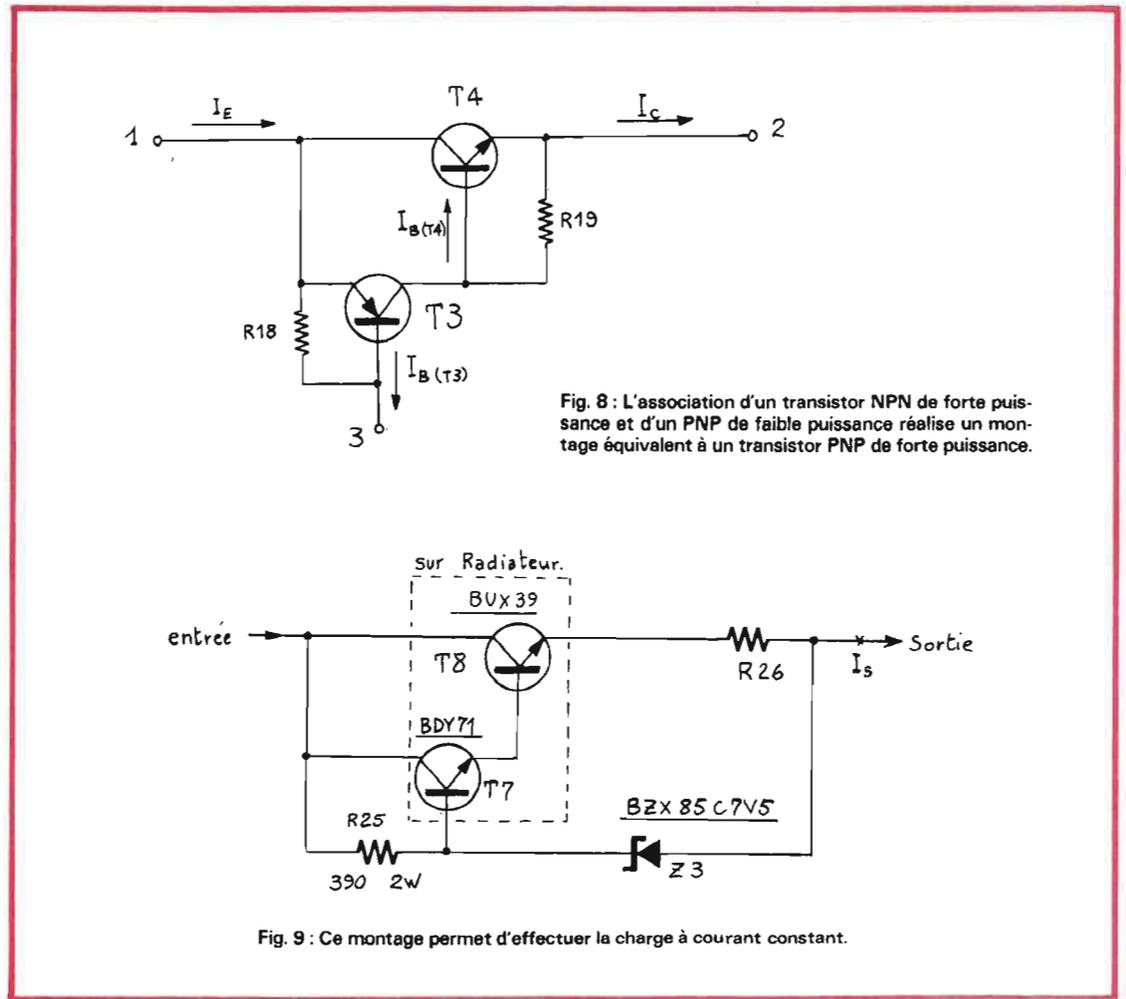
Fig. 7 : L'amplificateur opérationnel CI9 fonctionne comme un comparateur de tension.

absolue de la tension comparée. Pour minimiser la tension de décalage et la dérive thermique, il est souhaitable que l'impédance présentée par les générateurs de tension V_e et V_{ref} soit identique. C'est pourquoi les résistances R12 et R13 sont de même valeur, celle-ci étant grande devant la résistance interne des générateurs de tension impose en fait, vu des entrées + et -, l'impédance de la source.

Les diodes D4 et D5 sont destinées à prévenir tout dommage et à éviter toute saturation de l'entrée de l'amplificateur opérationnel dans le cas d'un fort déséquilibre entre le signal d'entrée et la tension de référence.

Les transistors T1 et T2 commandent un ensemble de transistors qui fonctionne en tout ou rien et se comporte en fait comme le commutateur K de la Fig. 1.

L'ensemble T3 et T4 de la Fig. 8 est équivalent à un transistor PNP de puissance. En effet, le courant collecteur de T3 sort par cette électrode alors que le courant de base de T4 entre par celle-ci. La tension collecteur-émetteur de T3 est dans le sens convenable puisque le collecteur de T4 est positif par rapport à sa base, ce qui polarise positivement l'émetteur de T3 par rapport à son collecteur. A 0,7 Volt près, la tension collecteur-émetteur de T3 est pratiquement égale à celle de T4 (mais de polarité opposée). Le montage de la Fig. 8 est équivalent à un transistor unique PNP dont le gain en courant est égal au produit des gains en courant des deux transistors. Il convient de noter que ce transistor composite a son émetteur en 1, son collecteur en 2 et sa base en 3. Le courant de forte intensité, équivalent au courant collecteur-émetteur, passe de la connexion 1 à la connexion 2. L'électrode 1 joue le rôle d'un émetteur dans le transistor équivalent au montage de la Fig. 8, car elle se maintient à un potentiel très peu différent de celui de



l'électrode 3. Une faible variation dans la différence de potentiel entre 1 et 3 agit énormément sur le courant émetteur de T3, donc sur son courant collecteur, donc sur le courant de base de T4 et finalement sur le courant collecteur de ce dernier transistor.

Lorsque le transistor T1 est rendu conducteur, il circule un courant de base dans le transistor T3 et, compte tenu des gains en courant de T3 et de T4, ce dernier transistor est porté à la saturation, ce qui équivaut à mettre le contacteur K1 de la Fig. 1 en position 1. Quand T1 est bloqué, il n'y a plus de courant de base dans le transistor T3 ; T4 est bloqué également, ce qui correspond à passer le commutateur K1 en position 2.

Le fonctionnement est identique en ce qui concerne l'ensemble T5, T6, lui-même commandé par le transistor T2.

Si l'on désire effectuer la

charge de la batterie à courant constant, il faudra remplacer la résistance R24 et le potentiomètre P2 de la Fig. 1 par le montage indiqué sur la Fig. 9. Il s'agit d'un système qui procure en sortie un courant maintenu constant quelque soit la valeur de la tension d'entrée (pourvu qu'elle soit supérieure d'au moins une dizaine de volts à la tension de la batterie). La diode régulatrice de tension Z3 (7,5 Volts) maintient une tension constante ($7,5 - 0,7 - 0,7 = 6,1$ Volts) aux bornes de la résistance R26. De ce fait, le courant de sortie, qui est aussi le courant qui circule dans cette résistance, se trouve limité à une intensité : $I_s = 6,1 / R26$. Si par exemple on choisit un courant de charge de 2 Ampères, $R26 = 6,1 / 2 \approx 3 \Omega$.

Ce montage n'est envisageable que pour des courants de charge relativement faibles, car le transistor T8 et la résistance R26 dissipent sous

forme de chaleur l'excédent de puissance appliquée à l'entrée. Par exemple, si la tension d'entrée est de 30 Volts continus, le transistor T8 aura à ses bornes une tension de : $30 - 6,1 - 12 = 11,9$ Volts. Il dissipera donc une puissance de : $11,9 \times 2 \approx 24$ Watts.

La résistance R26 dissipera :

$6,1 \times 2 = 12,2$ Watts.

Il apparaît donc que T8 et R26 sont deux éléments qui devront pouvoir dissiper de la puissance sous forme de chaleur, au même titre que la résistance R24 et que le potentiomètre P2. De même, il est évident qu'on ne pourra pas obtenir de courants constants de forte intensité car on se heurterait alors à une dissipation de puissance prohibitive dans ces deux éléments. Toutefois, dans le cas où l'on peut se contenter d'une charge à moyen courant et à longue durée, le montage à courant constant retrouve de son intérêt.

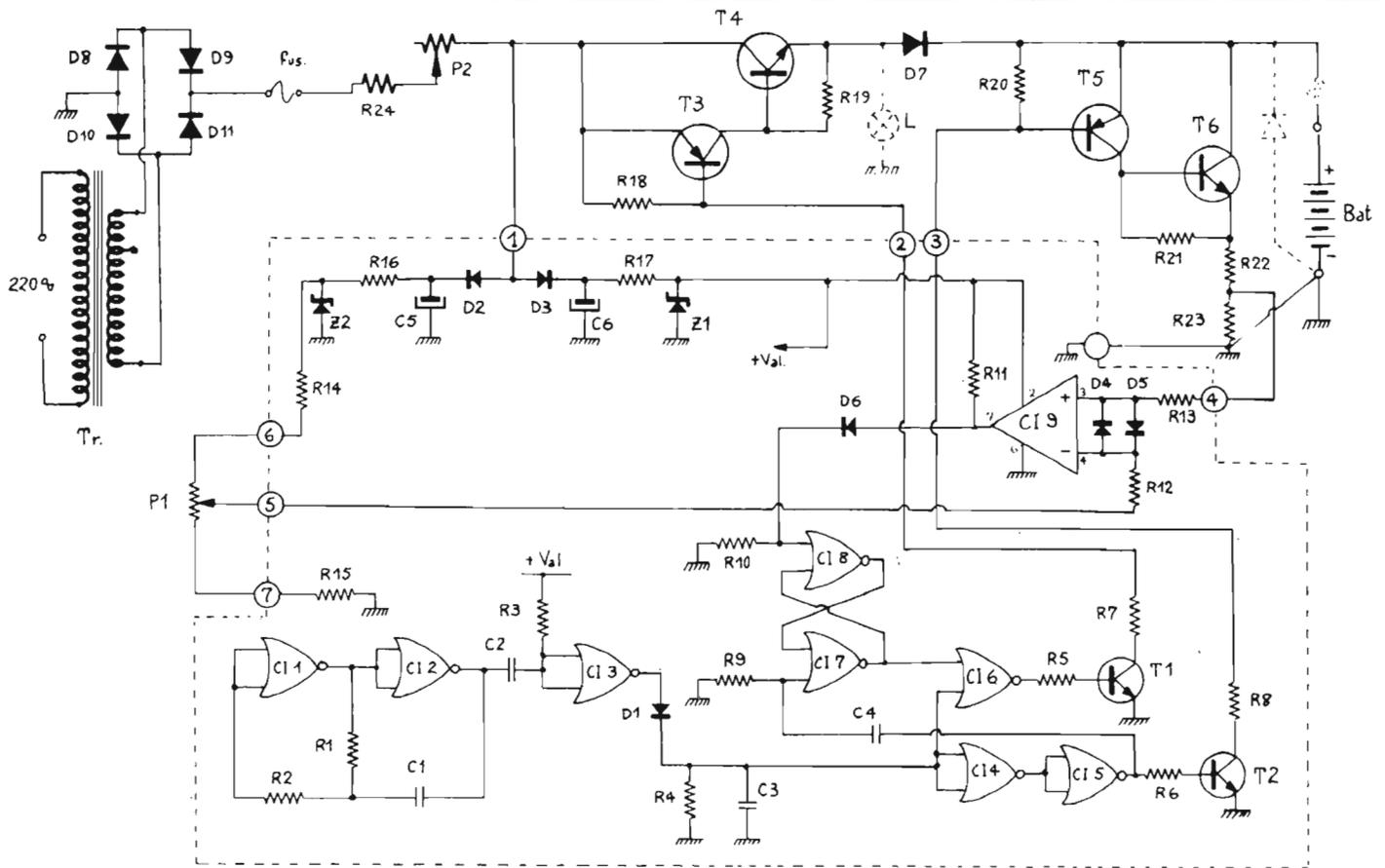


Fig. 10 : Schéma de détail du chargeur de batterie.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

$R_1 = 1,5 \text{ M}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_2 = 1,5 \text{ M}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_3 = 5,6 \text{ M}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_4 = 150 \text{ k}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_5 = 22 \text{ k}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_6 = 22 \text{ k}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_7 = 1000 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_8 = 1000 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_9 = 220 \text{ k}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{10} = 47 \text{ k}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{11} = 2200 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{12} = 12 \text{ k}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{13} = 12 \text{ k}\Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{14} = 560 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{15} = 1500 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{16} = 330 \Omega$ 10 % 2 W
 $R_{17} = 180 \Omega$ 10 % 2 W

$R_{18} = 1000 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{19} = 220 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{20} = 1000 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{21} = 680 \Omega$ 10 % 1/2 W
 $R_{22} = 0,8 \Omega$ 10 % 10 W
 $R_{23} = 0,4 \Omega$ 10 % 10 W
 $R_{24} = 2 \Omega$ 10 % 50 W
 $P_1 = 1000 \Omega$ linéaire
 $P_2 = 5 \Omega$ linéaire 50 W
 $C_1 = 1 \mu\text{F}$ 63 V
 $C_2 = 1000 \text{ pF}$ 63 V
 $C_3 = 10 \text{ nF}$ 63 V
 $C_4 = 1000 \text{ pF}$ 63 V
 $C_5 = 220 \mu\text{F}$ 50 V
 $C_6 = 220 \mu\text{F}$ 50 V
 CI 1, CI 2, CI 3, CI 4 = SFF
 24001 AEV Sescosem

CI 5, CI 6, CI 7, CI 8 = SFF
 24001 AEV Sescosem
 CI 9 = SFC 2861 C ou SFC
 2861 DC Sescosem
 $T_1 = \text{BCW 94 B}$ Sescosem
 $T_2 = \text{BCW 94 B}$ Sescosem
 $T_3 = \text{BD 434}$ Sescosem
 $T_4 = \text{BUX 39}$ Sescosem
 $T_5 = \text{BD 434}$ Sescosem
 $T_6 = \text{BUX 39}$ Sescosem
 $D_1 = 1\text{N 4151}$ Sescosem
 $D_2 = 1\text{N 4383}$ Sescosem
 $D_3 = 1\text{N 4383}$ Sescosem
 $D_4 = 1\text{N 4151}$ Sescosem
 $D_5 = 1\text{N 4151}$ Sescosem
 $D_6 = 1\text{N 4151}$ Sescosem
 $D_7 = 62 \text{ R 2}$ Sescosem

$D_8 = 42 \text{ R 2}$ Sescosem
 $D_9 = 42 \text{ R 2}$ Sescosem
 $D_{10} = 42 \text{ R 2}$ Sescosem
 $D_{11} = 42 \text{ R 2}$ Sescosem
 $Z_1 = \text{BZX 85 C 7V5}$ Sescosem
 $Z_2 = \text{BZX 85 C 6V2}$ Sescosem
 Tr = transformateur : primaire 220 V ; secondaire : un enroulement de 16 ou 17 V efficaces, pouvant débiter 12 A. Un enroulement comportant plusieurs prises facilite le réglage de l'intensité de charge. Par exemple : 14 V, 16 V, 18 V.

SCHÉMA DE DÉTAIL

Le schéma de détail du chargeur de batterie est représenté sur la Fig. 10. On peut y voir toutes les parties de montage précédemment décrites. L'alimentation des circuits logiques est prise directement

à partir de la tension redressée à deux alternances présente sur le collecteur du transistor T4. Cette tension pulsée est rendue continue à l'aide du condensateur C6. La diode D3 empêche que ce dernier ne se décharge quand la tension pulsée diminue d'amplitude. La tension continue qui existe

aux bornes de C6 est stabilisée à 7,5 Volts par la diode régulatrice de tension Z1. C'est sur la cathode de cette dernière que l'on prélève la tension d'alimentation V_{ai} des circuits intégrés du montage.

La tension de référence V_{ref} est obtenue de la même façon par la diode D2 et la capacité

C5. La diode Zéner Z2 assure la stabilisation de la tension. Une fraction de celle-ci est disponible sur le curseur du potentiomètre P1 et appliquée à l'entrée - de l'amplificateur opérationnel fonctionnant en comparateur.

La diode D7 prévient tout fonctionnement du montage

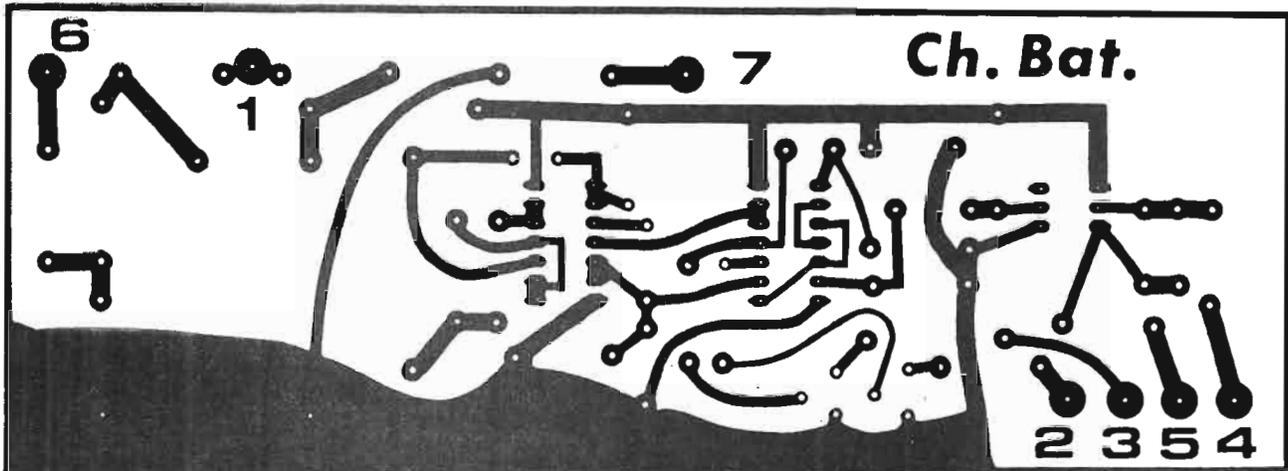


Fig. 11 : Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1/1 vu du côté cuivre. Les parties sombres représentent le métal qui doit subsister après attaque chimique.

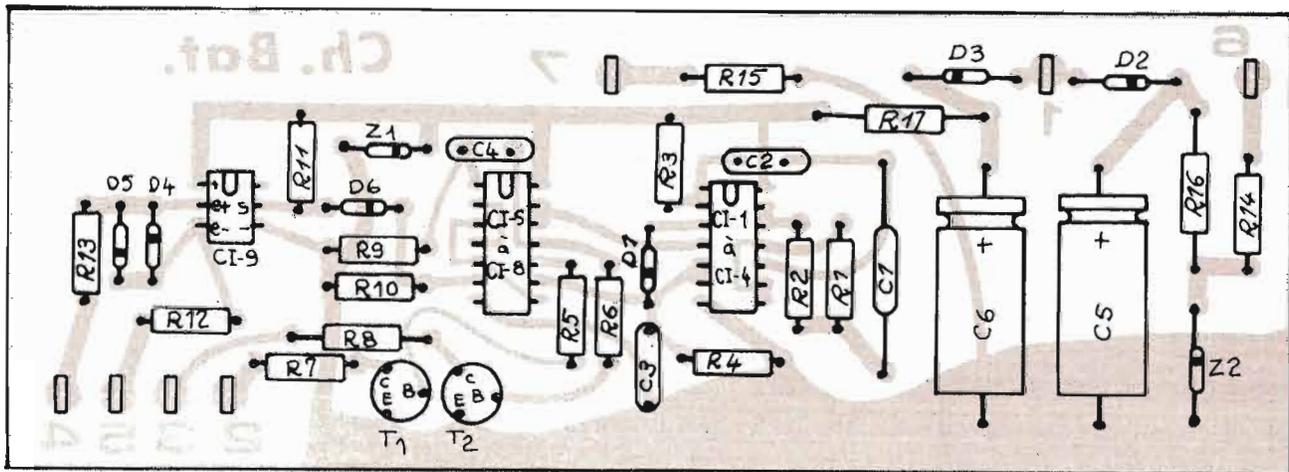


Fig. 12 : Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 11. Le stratifié est supposé transparent pour permettre de voir les éléments au travers.

dans l'éventualité où il y aurait une batterie de branchée en sortie mais pas de tension secteur. Sans la présence de cette diode, il s'établirait un courant qui, partant du pôle positif de la batterie, circulerait à travers la résistance R19 et la diode collecteur-base de T4 qui se trouverait alors dans le sens passant, pour finir par entrer par la borne N° 1 et alimenter ainsi l'ensemble du montage. En l'absence de tension secteur la batterie ne débite absolument aucun courant.

Précisons que le montage n'est pas protégé contre une inversion de batterie ; l'inversion des polarités de celle-ci peut endommager sérieusement le chargeur. Il est possible de réaliser une protection

contre ce type d'accident en incluant en série avec la sortie + du chargeur un fusible rapide d'environ 15 Ampères à faible résistance et une diode identique à D7. Cette modification est indiquée en pointillé sur le schéma de la Fig. 10.

Si on l'estime nécessaire, il est possible de visualiser la charge de la batterie en branchant une petite lampe témoin L, de faible consommation (par exemple 24 V, 0,1 A) entre l'anode de la diode D7 et l'émetteur du transistor T4 d'une part, et la masse d'autre part, comme indiqué en pointillé sur le schéma de la Fig. 10. Cette lampe ne s'allumera que lorsque la batterie sera en charge, et son extinc-

tion avertira l'utilisateur que la charge est terminée.

RÉALISATION

La partie petits signaux et logique du chargeur de batterie a été réalisée sur un circuit imprimé dont la représentation à l'échelle 1/1 est donnée sur la Fig. 11. Le circuit est vu du côté cuivre, les parties sombres représentent le métal qui doit subsister après gravure. Ce circuit comprend tous les éléments de la Fig. 10 qui sont situés à l'intérieur de la zone délimitée par le trait en pointillé, les numéros des sorties sont également répétés sur le circuit imprimé pour faciliter le raccordement au

reste du montage. La disposition des composants sur le circuit imprimé est indiquée sur la Fig. 12.

Le branchement des différents semiconducteurs est indiqué sur la Fig. 13. En ce qui concerne l'amplificateur opérationnel SFC 2861, on peut employer ce dispositif sous deux présentations différentes, soit en boîtier métallique rond (SFC 2861 C), soit en version plastique (SFC 2861 DC). On remarquera, sur la Fig. 13 que l'ordre des connexions reste le même dans les deux versions. Dans le cas du boîtier plastique, celui-ci se monte directement sur le circuit imprimé sans difficulté ; pour le boîtier métallique, il suffit de former

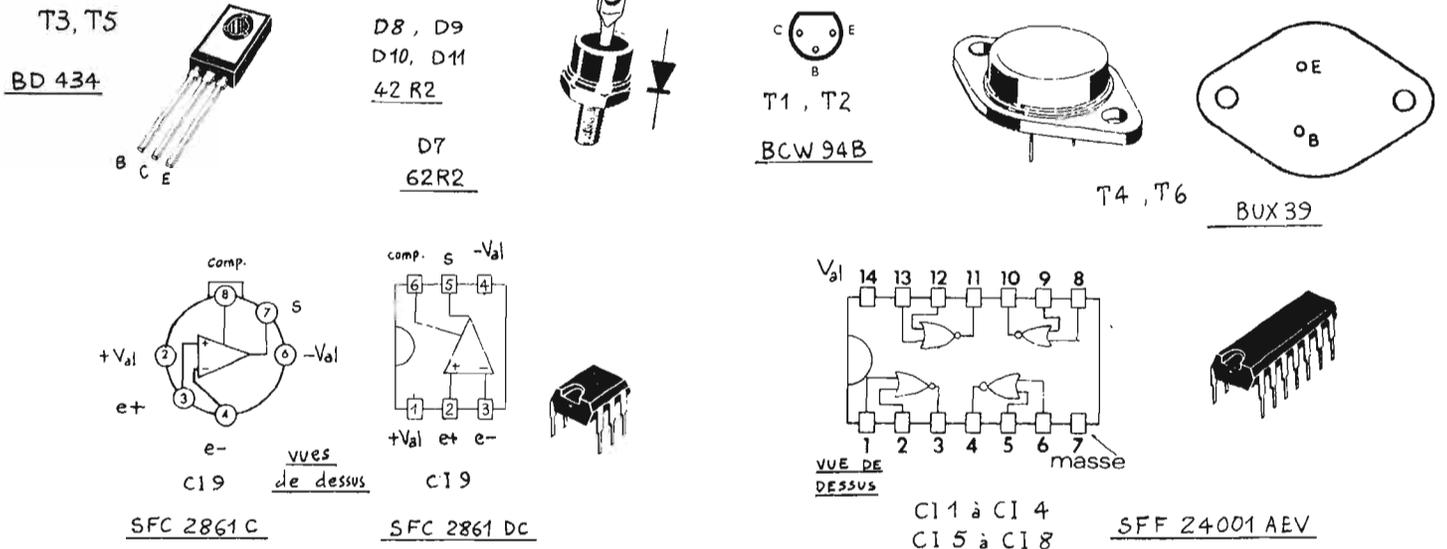


Fig. 13 : Branchement des différents composants semi-conducteurs utilisés dans le chargeur de batterie.

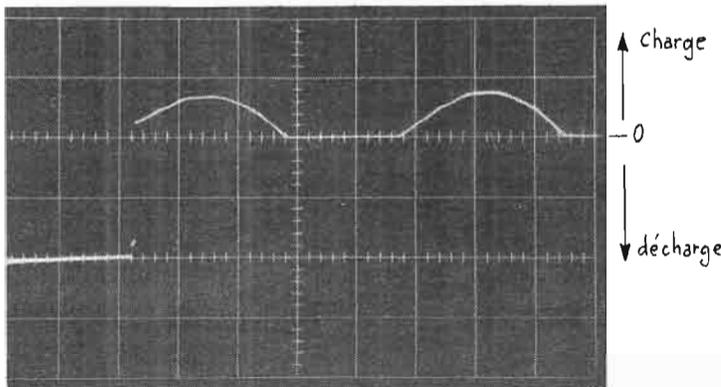


Fig. 14 : Forme d'onde du courant circulant dans la batterie pendant la brève période de décharge (en bas) puis pendant la charge par des arches de sinusoïde (en haut). Echelle verticale = 5 A/div. Echelle horizontale = 2 ms/div.

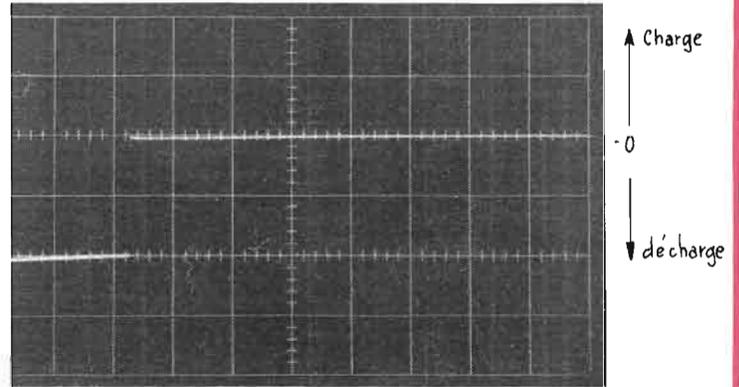


Fig. 15 : Forme d'onde du courant circulant dans la batterie : la charge est arrêtée et seul le courant de décharge est visible. Echelle verticale = 5 A/div. Echelle horizontale = 2 ms/div.

légèrement les fils pour qu'ils entrent dans les trous correspondants.

Les transistors T3, T4, T5 et T6 seront fixés sur des radiateurs de taille suffisante. Pour T4 et T6, une plaque d'aluminium de 10 x 10 cm, (épaisseur env. 1,5 mm), disposée verticalement, pour chaque transistor, fera l'affaire. Les transistors T3 et T5 peuvent être montés sur le même refroidisseur que le transistor de puissance auquel ils sont associés. On n'oubliera pas, bien entendu, de réaliser l'isolement électrique entre ces dispositifs et l'ailette de refroidissement.

Les éléments qui dégagent de la chaleur (R24, P2, R22 et R23) sont à disposer dans un endroit où ils peuvent bénéficier d'un refroidissement par

circulation d'air ambiant. Les connexions à forte intensité seront effectuées en fil de grosse section. La liaison du circuit imprimé avec la résistance R23 et la masse sera réalisée comme indiqué sur le schéma de la Fig. 10.

MISE AU POINT

Une fois le câblage du circuit imprimé terminé et soigneusement vérifié, on alimente celui-ci à partir d'une source de tension continue d'une quinzaine de volts, en reliant le positif de l'alimentation aux bornes N° 1, 2 et 3, et le négatif à la masse du circuit. On branche le potentiomètre P1 comme indiqué et l'on connecte la sortie N° 4 au + d'une pile de 4,5 Volts, le côté

de celle-ci étant mis à la masse. Si l'on dispose d'un oscilloscope, on vérifiera que l'on obtient bien les formes d'ondes représentées sur les Fig. 3 et 5. Puis on regardera le signal sur le collecteur du transistor T2 ; on doit y voir un signal identique à celui de la Fig. 5, mais d'une quinzaine de volts d'amplitude. On examinera ensuite le signal sur le collecteur du transistor T1, et selon la position du curseur du potentiomètre P1, on doit trouver soit une tension d'environ 15 Volts, soit une tension pratiquement nulle, suivant que le système commande ou bien arrête la charge.

Si tout est correct, on met alors l'ensemble en fonctionnement, comme indiqué sur la Fig. 10. On insère, en série

avec la batterie, une petite résistance (0,1 à 0,5 Ω) et, en observant la tension à ses bornes, on a, en fait, la représentation du courant qui circule dans la batterie. Si elle est en charge, la forme du courant est semblable à celle indiquée sur la Fig. 14 ; le courant de décharge s'établit pendant 4 ms environ, puis la charge reprend avec des arches de sinusoïde dont l'amplitude est ajustable au moyen du potentiomètre P2. En agissant sur le potentiomètre P1 on doit pouvoir faire cesser la charge. La représentation du courant devient alors celle de la Fig. 15 où seule est visible la période de décharge, puisque la charge est arrêtée.

LE GENERATEUR à synthétiseur d'octave

GS 1 KITORGAN

LE développement de la technique des circuits intégrés MOS du type LSI (Large size integration) a permis la réalisation, sous des volumes extrêmement faibles, de circuits d'une très grande complexité.

C'est ainsi que divers circuits « synthétiseurs d'octaves » ont été réalisés récemment. Ces dispositifs compor-

tent, dans le même boîtier de dimension standard, une véritable calculatrice électronique multiple, qui réalise à la fois la division d'une fréquence par douze nombres différents et délivre ainsi les douze fréquences pilotes nécessaires au générateur complet d'un orgue.

Le circuit Armel Most 12S1 remplit ces fonctions,

avec une précision non encore atteinte dans un circuit de ce type et de cet encombrement : la justesse de l'accord est en effet meilleure que 0,1 %, et cela de façon indérégable, et définitive.

Une telle précision améliore de façon saisissante la qualité sonore, en rendant parfaite la consonance entre harmoniques élevées des

notes jouées. La qualité « orchestrale » de l'instrument ainsi équipé surprend l'auditeur.

Comme pour tous les appareils Kitorgan, ce générateur est disponible en kit complet et diffusé par la Société Armel.

L'ensemble GS1 comporte :

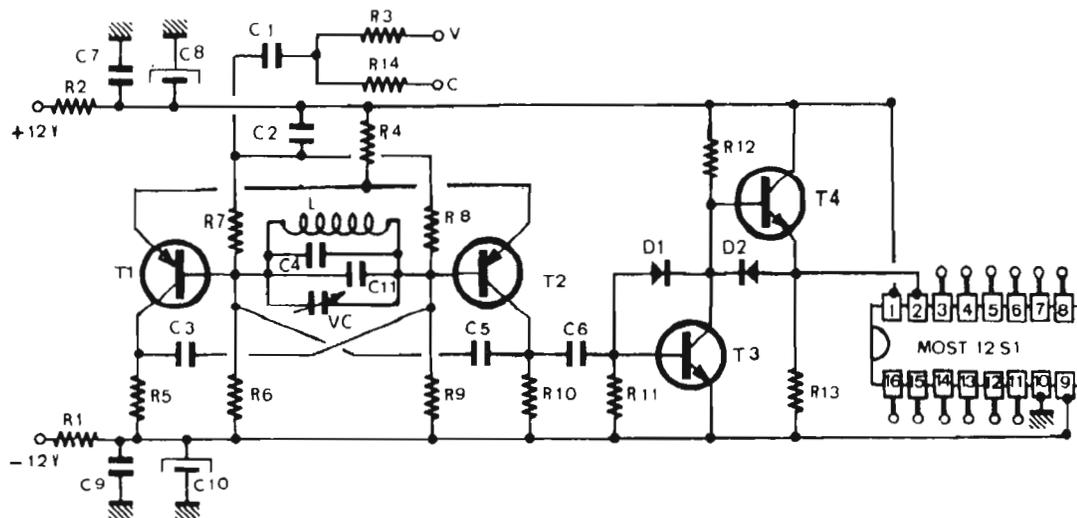


Figure 1:

Fig. 1 : Schéma de principe du circuit GS01. Valeur des composants : R1 100 Ω , R2 100 Ω , R3 20 k Ω , R4 2,2 k Ω , R5 470 Ω , R6 100 k Ω , R7 100 k Ω , R8 100 k Ω , R9 100 k Ω , R10 470 Ω , R11 1 k Ω , R12 4,7 k Ω , R13 10 k Ω , R14 20 k Ω , C1 0,47 μ F, C2 47 nF, C3 100 pF

\pm 2 %, C4 56 pF \pm 2 %, C5 100 pF \pm 2 %, C6 1 nF, C7 4,7 nF, C8 47 μ F, C9 4,7 nF, C10 47 μ F, C11 6,8 pF \pm 0,5, VC Aj. 22 pF, L 82 μ H, T1 2N5355, T2 2N5355, T3 PBC183B, T4 PBC183B, D1 34P4, D2 34P4 ou équivalents.

Les 12 circuits WB 1001

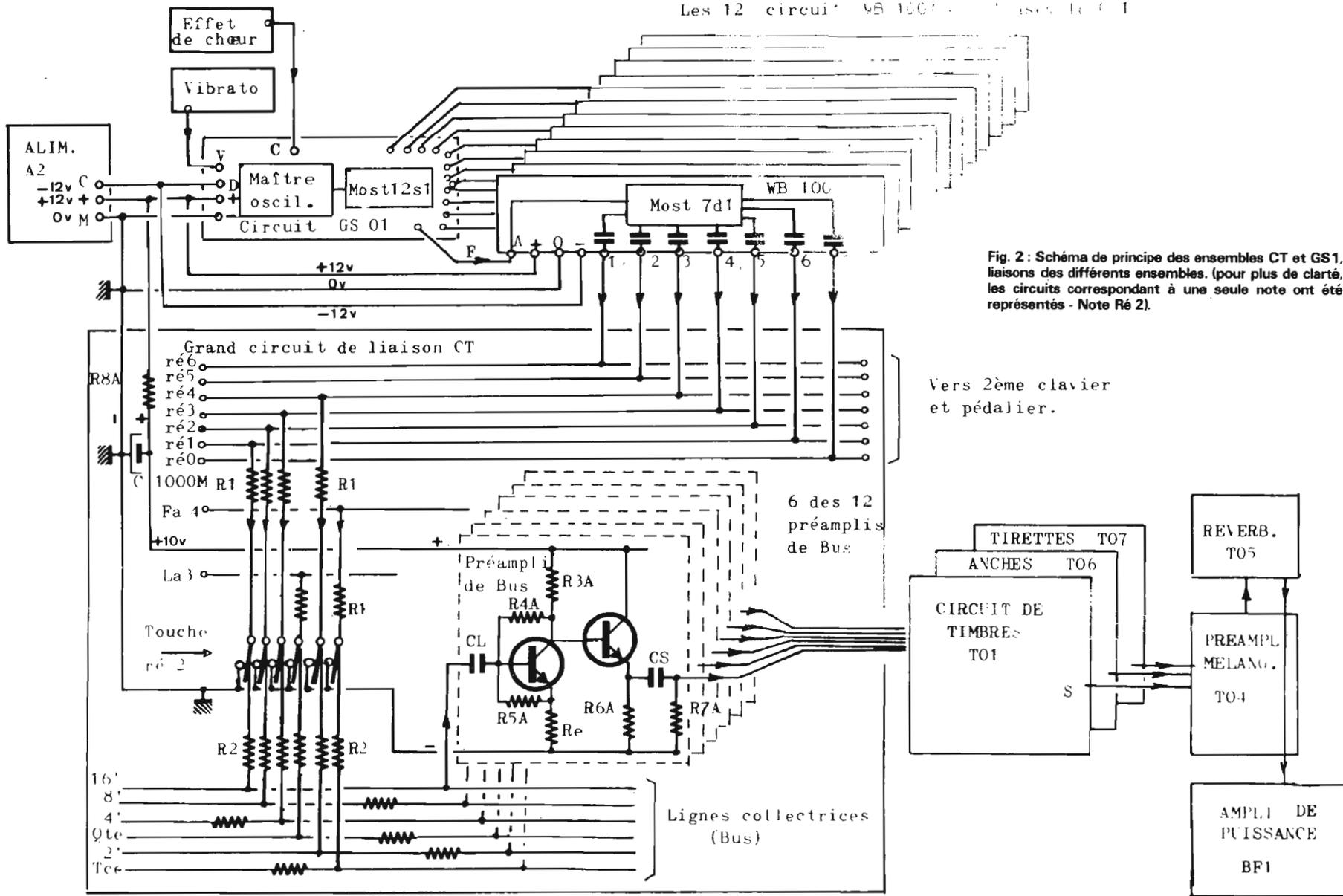


Fig. 2: Schéma de principe des ensembles CT et GS1, liaisons des différents ensembles. (pour plus de clarté, les circuits correspondant à une seule note ont été représentés - Note Ré 2).

Vers 2ème clavier et pédalier.

— un circuit imprimé GSO1, comportant : un maître-oscillateur à haute fréquence et grande stabilité ($F = 1,5488$ MHz), et le circuit intégré synthétiseur d'octave Armel Most 12S1.

— douze circuits imprimés WB 1004c, comportant chacun : un circuit intégré diviseur de fréquence à 7 étages Armel Most 7d1, et 7 condensateurs de liaison.

Cet ensemble est relié aux autres organes de l'orgue conformément au principe de la figure 2.

PRINCIPE DU CIRCUIT GS01

Voir figure 1 : schéma de principe.

Le circuit intégré Most 12S1 constitue une véritable calculatrice électronique multiple, qui divise de façon exacte, par comptage, la fréquence du maître oscillateur par les nombres suivants :

Note	Do	Do +	Ré	Ré +	Mi	Fa	Fa +	Sol	Sol +	La	La +	Si
Nb	370	349	329,5	311	293,5	277	261,5	247	233	220	207,5	196

Il convient de lui fournir, à l'entrée, un signal de forme donnée, dont la fréquence est de 1,5488 MHz.

Le maître oscillateur du GS01 est constitué par un multivibrateur symétrique accordé par un circuit oscillant à self et capacité. Il comporte les deux transistors PNP T1 et T2.

Le circuit oscillant comporte une self fixe de précision L, et plusieurs condensateurs montés en parallèle, de façon à obtenir une valeur précise de capacité.

Un condensateur variable VC permet de retoucher la fréquence d'accord. La plage de variation de fréquence, par ce réglage, est de l'ordre de 10 % ce qui correspond à un ton et demi environ, et permet de corriger les diverses dispersions dues aux tolérances des composants.

Les tensions d'alimentation, de + 12 V et - 12 V sont soigneusement découplées au moyen de deux cellules R2-

C7 et C8, et R1-C9 et C10, pour empêcher l'oscillateur d'être influencé par les impulsions parasites émises par le circuit intégré Most 12S1.

Le signal HF est prélevé sur le collecteur de T2, et amplifié par T3. Le transistor T4 est monté en collecteur commun et délivre sur son émetteur la tension de commande du Most 12S1. Les diodes D1 et D2 servent à améliorer la forme du signal.

Le vibrato, et l'effet de chœur s'obtiennent en injectant une tension alternative de très basse fréquence, sur les bases de T1 et T2, à travers C1, R3 et R14. Cette commande s'effectue sous impédance assez élevée, de sorte que les circuits TO2 et TO8 doivent comporter des résistances de réglage beaucoup plus grandes qu'avec les générateurs précédents (en effet, avec les générateurs GT et GCi, la tension de vibrato

s'appliquait à une résistance commune de 10 Ω).

La stabilité du montage est excellente. Le choix des composants à haute précision permet d'obtenir sans tâtonnement la fréquence musicale recherchée.

Le circuit intégré Most 12S1, réalisé suivant la technologie M.O.S. est en fait alimenté sous + 11 V) qui conviennent parfaitement pour attaquer directement, sans composant intermédiaire, les diviseurs Most 7d1.

PRINCIPE DU CIRCUIT WB 1004C

Voir la figure 3 : schéma de principe.

Ces circuits ont la disposition pratique des précédentes plaquettes des générateurs GT et GCi, de façon à rendre toujours possible leur utilisation dans tous les orgues Kitorgan, même les plus anciens en service.

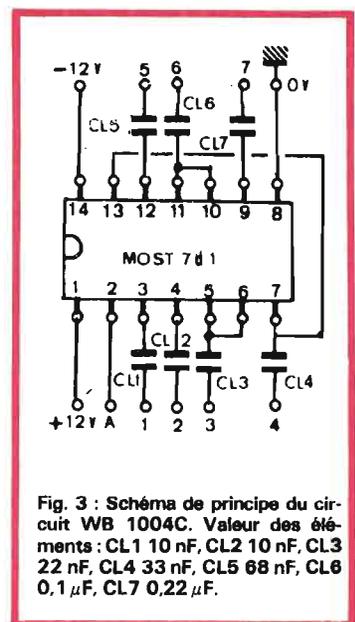


Fig. 3 : Schéma de principe du circuit WB 1004C. Valeur des éléments : CL1 10 nF, CL2 10 nF, CL3 22 nF, CL4 33 nF, CL5 68 nF, CL6 0,1 μ F, CL7 0,22 μ F.

Ils ne comportent plus maintenant que les 7 condensateurs de liaison et le circuit intégré diviseur à 7 étages Most 7d1.

De ce fait, les 12 circuits sont rigoureusement identiques et interchangeables. Ils ne comportent aucun réglage.

Les circuits intégrés Most sont livrés sur des supports conducteurs de protection. Il est très important de les laisser piqués sur ces supports jusqu'au dernier moment.

Une fois retirés du support protecteur, le contact accidentel d'un doigt sur l'une des entrées peut détruire le circuit.

En effet, les « gates » des transistors M.O.S. présentent une impédance d'entrée extrêmement élevée (plusieurs dizaines de mégohms) et les connexions internes peuvent être détruites par le fait d'une simple charge électrostatique.

SEMICONDUCTEURS

SURPLUS

24, bd des Filles-du-Calvaire, PARIS XP

QUELQUES EXEMPLES

TRANSISTORS GRAND PUBLIC

2N 706, BC 108B, BC 238, etc. à 0,50
AF 139, 2N 525, 2N 696, etc. à 1,00
etc., etc. 50 types à 0,50
50 types à 1,00
par 10 pièces minimum de chaque

THYRISTORS

0,25 A 0,20 0,2 W 0,20
1/16 A 0,50 0,5 W 0,50
5/7,4 1,00 1 W 1,00
minim. 10 pièces minim. 10 pièces

ZENERS

0,20
0,50
1,00

DIODES de détection germ. les 100 F 10,00
DIODES redresseuses 60 mA les — F 10,00

TRANSISTORS SERIE INDUSTRIELLE non marqués

T05, 18, 45, 72 } $V_{CE0} > 5$ les 100 F 10,00
92, 98, 105 } $\beta > 5$ les 10 F 15,00
T03

STOCK VARIABLE DONC RENOUELE
mais pas de liste

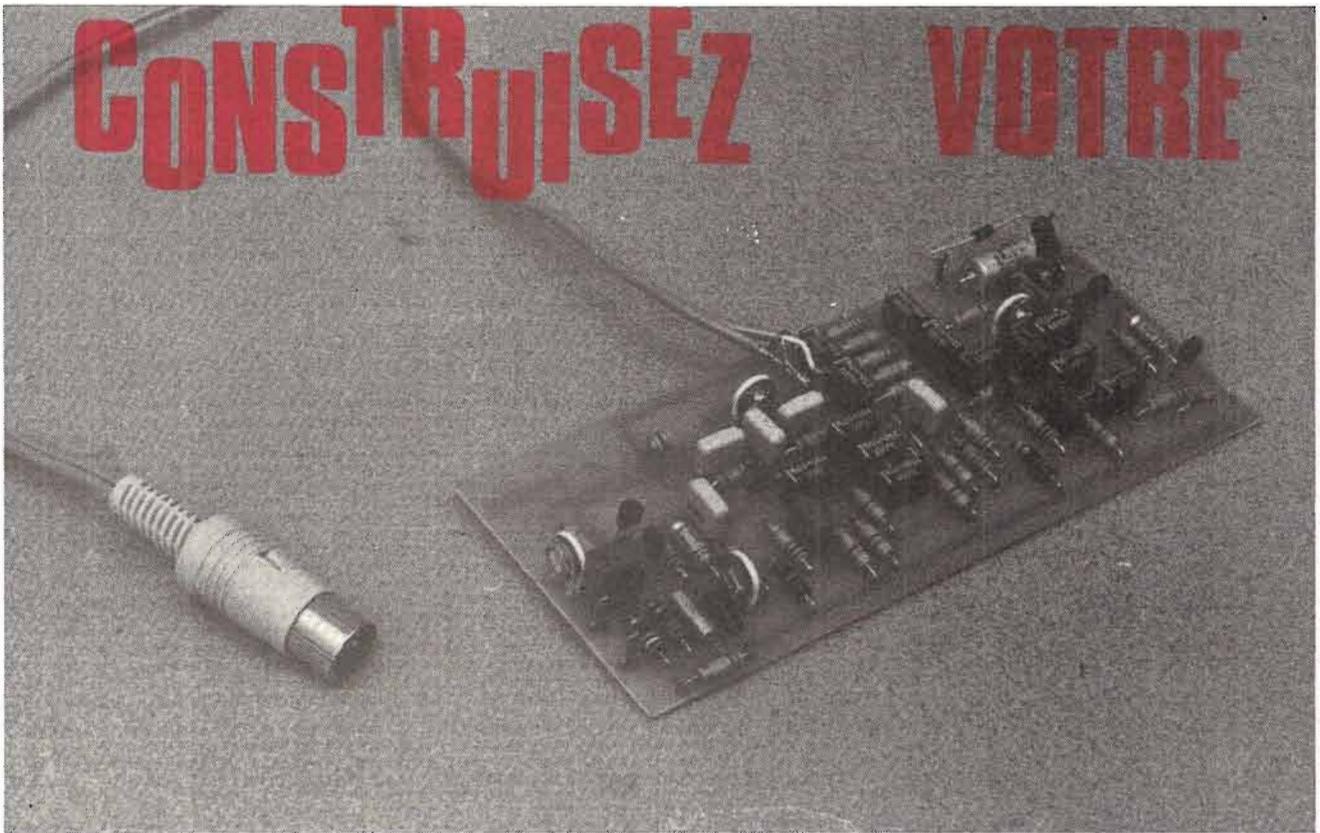
MINIMUM D'ACHAT 20,00 F

SIX ECHANTILLONS DIVERS GRATUITS PAR ACHETEUR

Vente et renseignements uniquement sur place

Aucun envoi ni échange mais
REMBOURSEMENT SI NON SATISFAIT

CONSTRUISEZ VOTRE



DECODEUR STEREOPHONIQUE

UN décodeur FM utilise des bobinages pour créer le signal à 38 kHz, cependant un tel décodeur n'est pas réalisable pour un grand nombre de lecteurs. Aussi présentons-nous un module décodeur ne nécessitant pas de tels composants et demandant fort peu de travail et de matériel pour la mise au point. Ici, les bobinages sont remplacés par des filtres passe-bandes RC. Bien entendu, le gros avantage de

l'utilisation de ces filtres est la simplicité d'alignement.

La figure 1 nous montre le type de filtre utilisé, celui-ci est bien connu, puisqu'il s'agit d'un double T dont la fréquence de coupure se détermine par la relation :

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_1 \cdot C_1}$$

La résistance R_2 , égale à $R_1/2$ est remplacée par un potentiomètre ajustable qui servira lors des réglages.

La figure 2 indique la

courbe d'atténuation de ce filtre en double T pour la fréquence F_0 .

Un tel filtre monté en contre-réaction entre entrée et sortie d'un étage amplificateur comme nous le montre la figure 3, permet d'obtenir la courbe sélective de la figure 4 pour la fréquence F_0 .

D'après le schéma de principe de la figure 5, pour le filtre accordé sur 19 kHz, avec les composants utilisés : $R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 1,5 \text{ nF}$.

L'accord se fait à la fréquence :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 5,6 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} = \frac{1}{52,752 \cdot 10^{-6}} \approx 18\,957 \text{ Hz}$$

La bande passante de ce filtre est très étroite et peut être ajustée avec le potentiomètre $R_{12} - 4,7 \text{ k}\Omega$ (pour le 19 kHz).

Ce filtre se trouve en contre-réaction entre base et collecteur d'un transistor Q_3 - MPS 3393 ayant un gain très important.

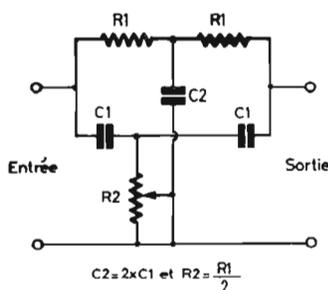


Fig. 1

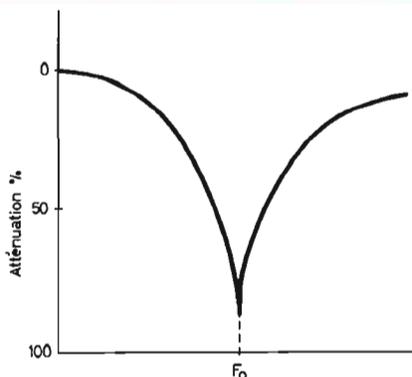


Fig. 2

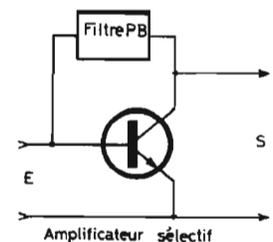


Fig. 3

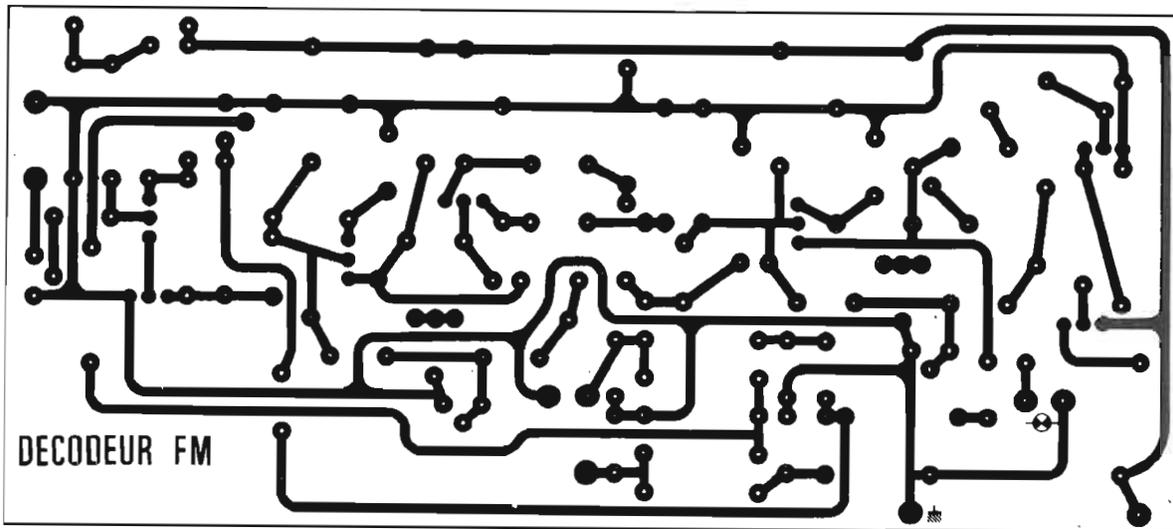


Fig. 7

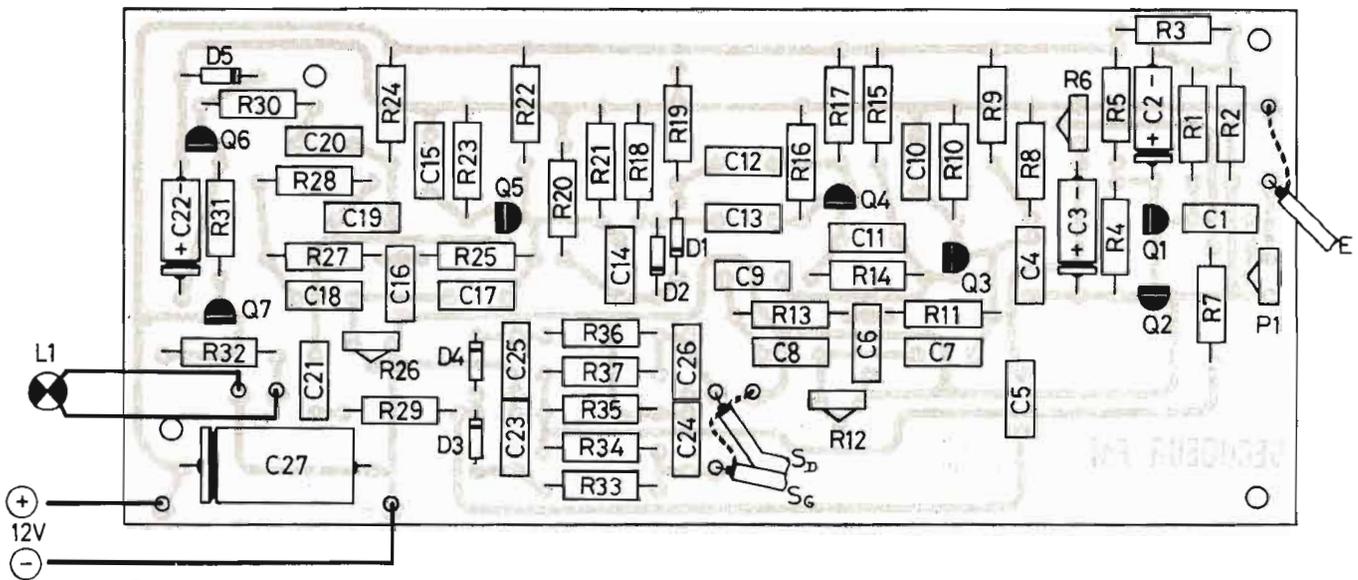
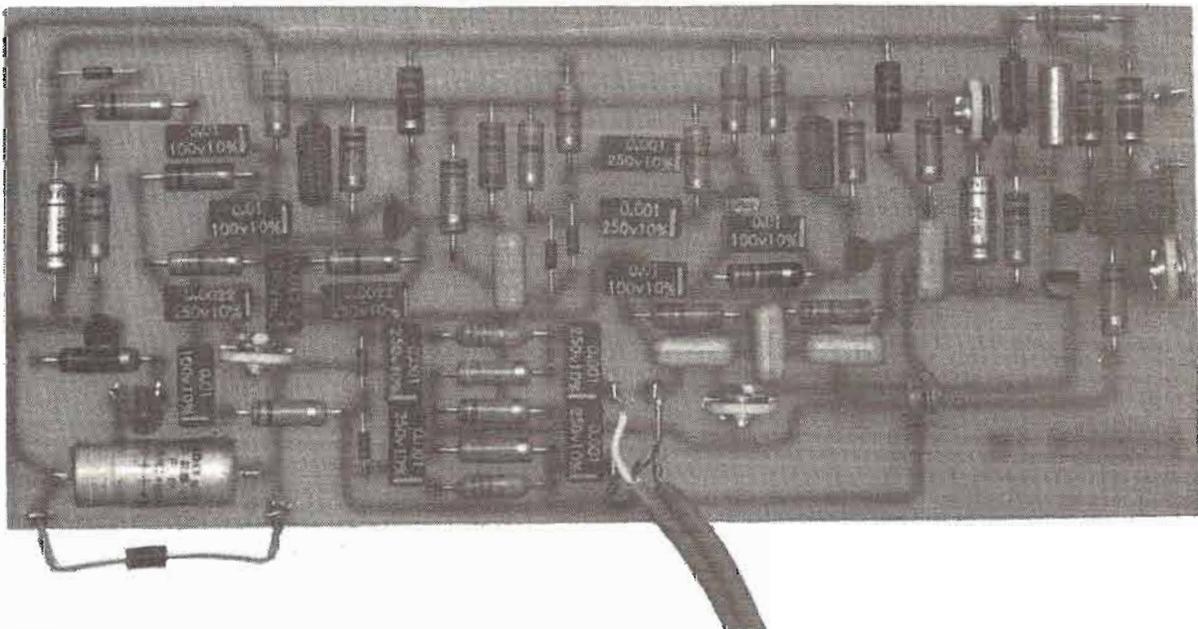


Fig. 8



Lors de l'accord parfait du filtre (obtenu avec R_{12} et suivant la tolérance des composants), les résistances séries R_{11} et R_{13} approchent de l'infini, le signal de contre-réaction base-collecteur de Q_3 est réduit pratiquement à zéro et le signal de sortie approche du maximum.

A toute fréquence autre que la fréquence d'accord, les résistances séries ont une faible valeur, le signal de contre-réaction est important et le gain de l'amplificateur est réduit.

Le signal amplifié à 19 kHz est appliqué à la base du transistor Q_4 , lequel monté en émetteur commun sert de déphaseur, les résistances d'émetteur et de collecteur étant égales, ce transistor va permettre d'obtenir deux signaux identiques, de même amplitude (sur le collecteur et l'émetteur) mais en opposition de phase.

Les diodes D_1 et D_2 permet-

tent de doubler la fréquence, donc d'obtenir la fréquence 38 kHz.

Nous trouvons ensuite un filtre en double T identique au premier mais accordé sur 38 kHz.

Là encore, le potentiomètre R_{26} permet de parfaire le réglage afin d'obtenir le maximum de gain sur le collecteur de Q_5 .

Le signal est ensuite appliqué au démodulateur stéréo et la séparation des voies droite et gauche est assurée par le potentiomètre R_6 .

Une lampe permet de savoir si l'émission captée est stéréophonique. Cette lampe connectée en série avec une résistance de limitation R_{32} reliée au collecteur de Q_7 s'allume bien entendu uniquement quand un signal 38 kHz est présent sur le collecteur de Q_5 .

Le signal est détecté par la diode D_5 , amplifié par le transistor Q_6 et appliqué à Q_7 . La

sensibilité de Q_6 est telle que la lampe s'allumera seulement quand le signal à 38 kHz sera suffisamment puissant pour faire fonctionner la matrice de démodulation.

La séparation des voies gauche et droite est meilleure que : 30 dB de 50 Hz à 15 kHz - 40 dB de 100 Hz à 10 kHz.

La consommation est de l'ordre de 8 mA en monophonie et passe à 60 mA quand l'indicateur stéréo est allumé.

La tension d'alimentation est de + 12 volts. Il est préférable de prévoir une petite alimentation stabilisée. La figure 6 donne un exemple de schéma convenant fort bien à cette application.

RÉALISATION DU CIRCUIT IMPRIMÉ

Celui-ci est proposé figure 7 à l'échelle 1.

Les dimensions sont de 156 x 68 mm.

La réalisation d'une telle

plaquette n'est pas trop complexe.

Les liaisons entre les pastilles ont été réalisées avec de la bande et des coudes de 1,27 mm.

Nous conseillons aux lecteurs de bien décaper la plaquette cuivrée avant de commencer à tracer les pistes, on utilise pour cette opération un tampon jex.

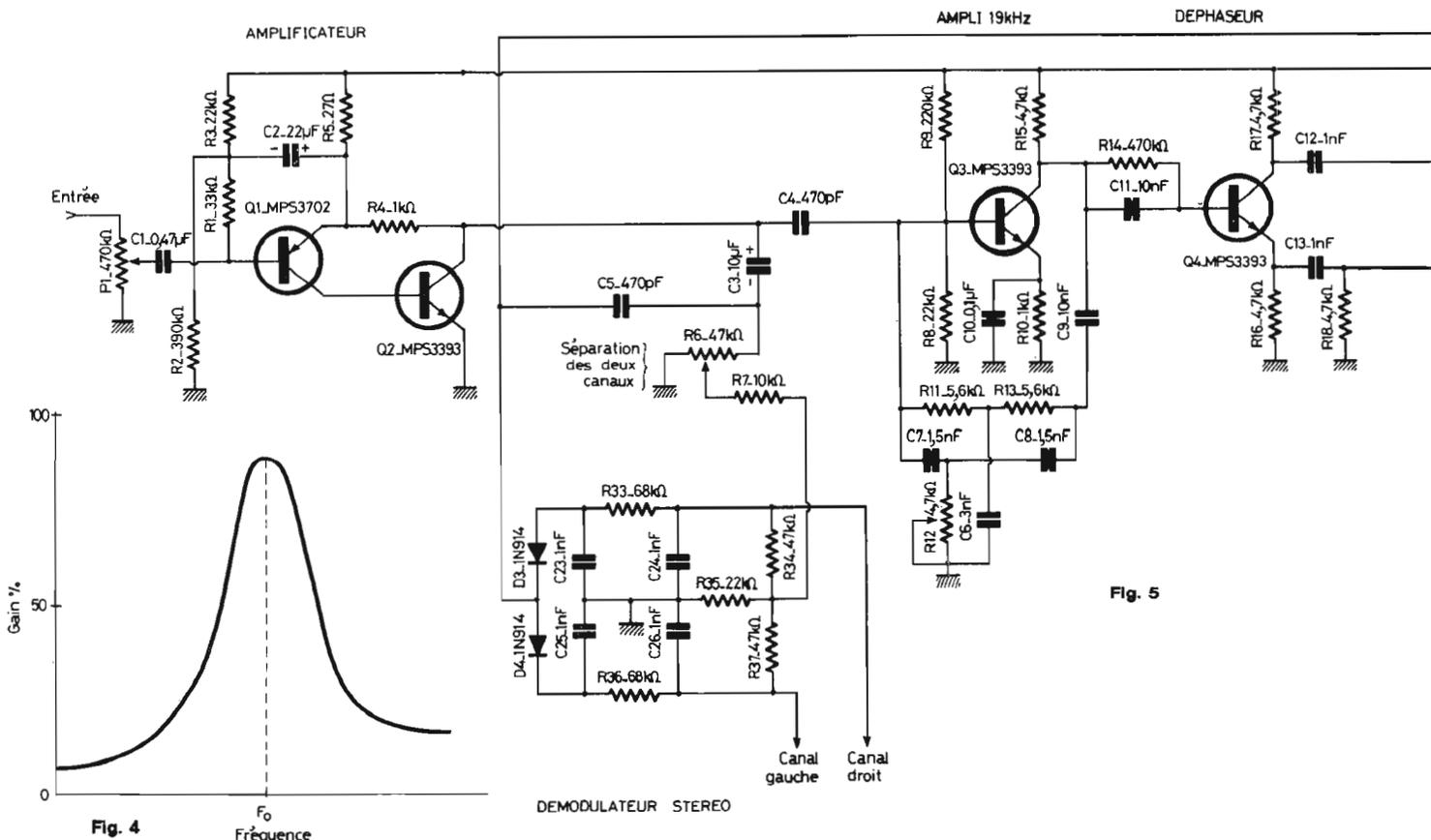
La plupart des pastilles ont un diamètre de 2,54 mm.

CABLAGE DU MODULE

Le plan de câblage est celui de la figure 8.

Tous les composants sont repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature des éléments pour en connaître les caractéristiques ; valeur nominale, tolérance, etc.

On commencera par souder toutes les résistances, puis les condensateurs au plastique



métallisé, puis les semiconducteurs, les potentiomètres ajustables, les condensateurs électrochimiques, la lampe stéréo et les câbles blindés.

Décaper la résine des points de soudure avec du trichloréthylène et vaporiser une couche de vernis afin que les pistes cuivrées gardent leur éclat métallique.

MISE AU POINT DU MODULE

Mettre le module sous tension et raccorder l'entrée de celui-ci à la sortie de la platine FI du tuner FM en votre possession. Le câble blindé sera le plus court possible.

Rechercher une station stéréophonique sur le tuner (France Musique).

Connecter un oscilloscope au collecteur de Q₃ et ajuster le potentiomètre R₁₂ pour obtenir un signal maximum. Si celui-ci présente une distorsion, réduire le niveau

d'entrée avec le potentiomètre P₁ - 470 kΩ.

Deuxièmement, connecter l'oscilloscope au collecteur de Q₅ et ajuster R₂₆ pour obtenir un signal maximum.

Vérifier que le signal à ce point à une amplitude double de celui sur le collecteur de Q₃. Pendant cette opération, l'indicateur stéréo s'allumera seulement si le potentiomètre R₂₆ est réglé pour un signal de sortie maximum.

La lampe s'éteindra si le tuner est accordé sur une émission monophonique.

Lorsque l'alignement est terminé, régler le potentiomètre R₆ pour obtenir un maximum de séparation des voies gauche et droite. Si la séparation est faible, les diodes sont à incriminer et il ne reste plus qu'à les changer.

Pour ceux qui possèdent un générateur BF :

Connecter un oscilloscope au collecteur de Q₇ et appli-

quer un signal de l'ordre de 5 mV et à la fréquence de 19 kHz à l'entrée du module (pot P₁ au maximum). Vérifier que le signal ne présente pas de distorsion. Ceci vérifié, connecter l'oscilloscope du collecteur du transistor Q₃ et régler le potentiomètre R₁₂ pour obtenir un signal maximum sans distorsion, dans le cas contraire réduire le niveau d'entrée avec P₁. Si la distorsion persiste ou si R₁₂ ne permet pas d'obtenir une surten-

sion, remplacer le transistor Q₃, celui-ci ne présentant pas un gain en courant suffisant.

Connecter l'oscilloscope au point commun des diodes D₁ et D₂ (aux bornes de R₂₀). Le signal en ce point devra avoir une fréquence double de celle sur la base de Q₄. Dans le cas contraire, remplacer les diodes.

Le réglage du filtre passe-bande sur 38 kHz se fera comme pour le 19 kHz.

D.B.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

— Résistances à couche ± 5 % 1/2 W :

- R₁ - 33 kΩ
- R₂ - 390 kΩ
- R₃ - 22 kΩ
- R₄ - 1 kΩ
- R₅ - 27 Ω
- R₇ - 10 kΩ
- R₈ - 22 kΩ
- R₉ - 220 kΩ
- R₁₀ - 1 kΩ
- R₁₁ - 5,6 kΩ
- R₁₃ - 5,6 kΩ
- R₁₄ - 470 kΩ
- R₁₅ - 4,7 kΩ
- R₁₆ - 4,7 kΩ
- R₁₇ - 4,7 kΩ
- R₁₈ - 4,7 kΩ
- R₁₉ - 4,7 kΩ
- R₂₀ - 22 kΩ
- R₂₁ - 5,6 kΩ
- R₂₂ - 33 kΩ
- R₂₃ - 1 kΩ
- R₂₄ - 4,7 kΩ
- R₂₅ - 4,7 kΩ
- R₂₇ - 4,7 kΩ
- R₂₈ - 1 kΩ
- R₂₉ - 10 kΩ
- R₃₀ - 10 kΩ
- R₃₁ - 2,7 kΩ
- R₃₂ - 100 Ω
- R₃₃ - 68 Ω
- R₃₄ - 47 kΩ
- R₃₅ - 22 kΩ
- R₃₆ - 68 kΩ
- R₃₇ - 47 kΩ

C₆ - 3 nF/100 V (ou à défaut 3,3 nF)

- C₇ - 1,5 nF/100 V
- C₈ - 1,5 nF/100 V
- C₉ - 10 nF/100 V
- C₁₀ - 0,1 μF/100 V
- C₁₁ - 10 nF/100 V
- C₁₂ - 1 nF/100 V
- C₁₃ - 1 nF/100 V
- C₁₄ - 330 pF/100 V
- C₁₅ - 0,1 μF/100 V
- C₁₆ - 4 nF (ou à défaut 4,7 nF)
- C₁₇ - 2 nF (ou à défaut 2,2 nF)
- C₁₈ - 2 nF (ou à défaut 2,2 nF)
- C₁₉ - 10 nF/100 V
- C₂₀ - 10 nF/100 V
- C₂₁ - 10 nF/100 V
- C₂₃ - 1 nF/100 V
- C₂₄ - 1 nF/100 V
- C₂₅ - 1 nF/100 V
- C₂₆ - 1 nF/100 V

— Condensateurs électrochimiques :

- C₂ - 22 μF ou 47 μF/12 V
- C₃ - 10 μF/12 V
- C₂₇ - 100 μF/15 V

— Potentiomètres ajustables au pas de 5,08 (VA05V Ohmic par exemple) :

- P₁ - 470 kΩ
- R₆ - 47 kΩ
- R₁₂ - 4,7 kΩ
- R₂₆ - 1 kΩ

— Transistors Motorola :

- Q₁ et Q₇ - MPS 3702
- Q₂ - Q₃ - Q₄ - Q₅ - Q₆ - MPS 3393

— Diodes :

- D₁ - D₂ - D₃ - D₄ - D₅ - 1N 914 ou 34P4

— Indicateurs stéréo : Diode électroluminescente 5 volts.

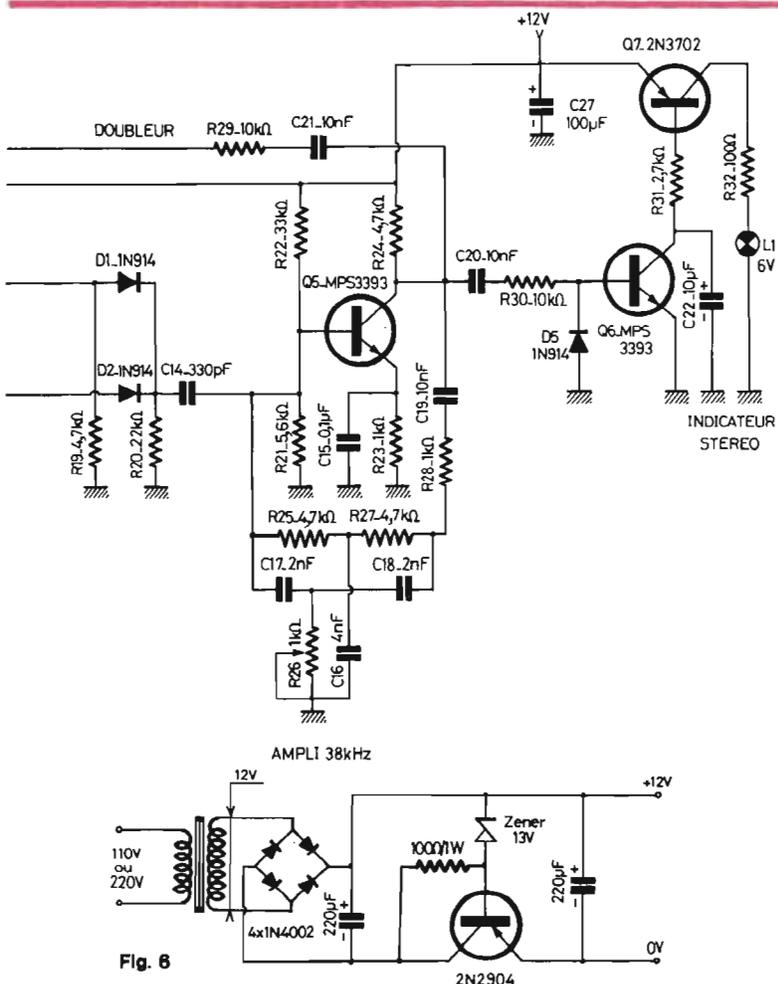


Fig. 6

UNE TÉLÉCOMMANDE À ULTRASONS POUR TÉLÉVISEUR

LES télécommandes à ultra-sons commencent à être de plus en plus répandues. Cela est sans doute dû, outre la baisse de prix, à leurs avantages spécifiques : absence de brouillage entre deux appareils situés dans deux pièces différentes et facilité de transmettre plusieurs canaux en faisant varier la fréquence transmise. La réalisation d'une télécommande à ultra-sons est relativement facile car la technique utilisée est celle de la basse fréquence : nul besoin de selfs précises, de réglages délicats et de précautions spéciales pour le câblage. Une télécommande par ondes hertziennes est d'une construction plus délicate et il y a des risques d'interférences.

Certains téléviseurs vendus dans le commerce possèdent une télécommande câblée à l'intérieur. Leurs possibilités sont très étendues : commande de la mise en marche, de la sélection des chaînes, du volume sonore, du contraste, de la luminosité et de la couleur. La réalisation d'un tel ensemble serait complexe et nécessiterait des modifications profondes dans le téléviseur. Aussi, nous vous proposons une commande plus simple permettant la mise en marche et l'arrêt à distance. Cette télécommande pourra fonctionner avec un téléviseur quelconque, ce qui est un énorme avantage. Elle pourra aussi être utilisée pour commander n'importe quel appareil électrique fonctionnant sur le secteur : lampadaire, chaîne haute-fidélité, poste de radio...

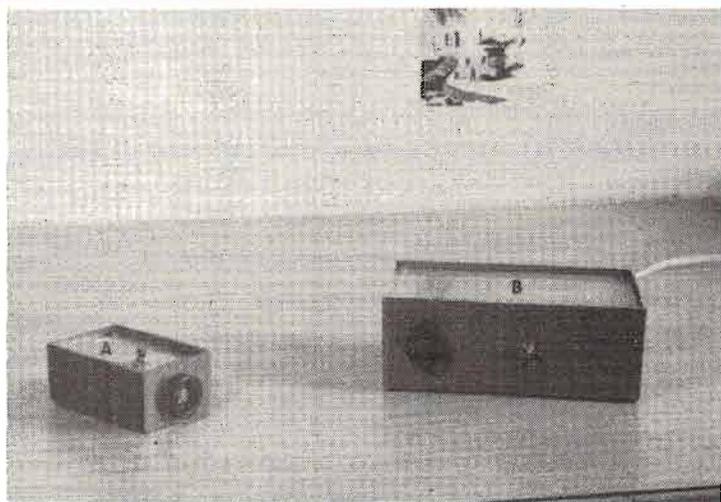


Photo A. - A gauche l'émetteur, à droite le récepteur ; on distingue le transducteur, l'interrupteur à trois positions et les deux LED qui sont superposées.

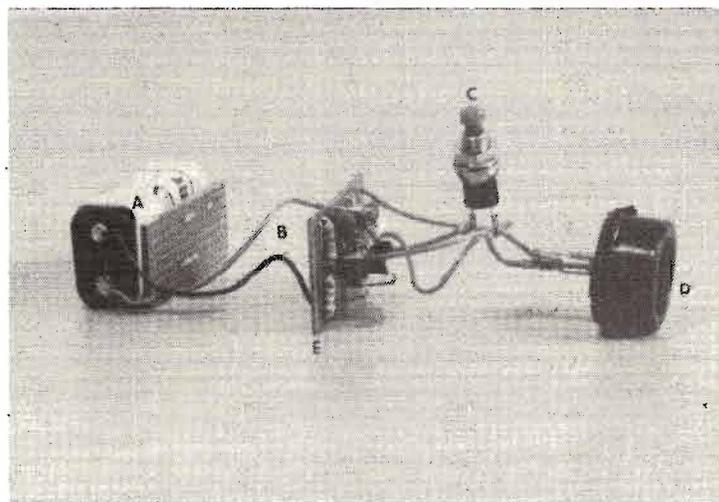


Photo B. - L'intérieur du récepteur : A. Pile, B. Fils d'alimentation, C. Interrupteur à poussoir, D. Transducteur PXE, E. Circuit M.Board.

DESCRIPTION ET UTILISATION DE LA TÉLÉCOMMANDE

La télécommande se compose d'un émetteur ultra-sons portatif et d'un récepteur. Il suffit de brancher le récepteur sur le secteur et le téléviseur sur le récepteur ultra-sons. (Fig. 1).

Le récepteur laissera passer le courant vers le téléviseur suivant que l'on aura appuyé ou non sur le bouton de l'émetteur. Le récepteur ultra-sons reste constamment sous tension. Lorsque le récepteur sera branché pour la première fois sur le secteur, l'appareil commandé restera éteint. Ainsi, lorsqu'il y aura une coupure de courant durant votre absence, vous ne risquez pas

de trouver le téléviseur en marche à votre retour. Il suffit d'appuyer sur le bouton de l'émetteur pour mettre en marche le téléviseur. En appuyant une seconde fois, on peut l'éteindre. Un interrupteur à trois positions situé sur le récepteur autorise la commande manuelle. Poussé vers le haut, l'appareil commandé reste constamment sous tension, même à la mise en marche du récepteur de télécommande. Poussé vers le bas, l'appareil reste constamment éteint. Dans ces deux cas, la télécommande n'agit pas. En position intermédiaire, la télécommande fonctionne normalement. Deux diodes électroluminescentes indiquent si l'appareil commandé est sous tension ou non.

L'émetteur et le récepteur ultra-sons utilisent des trans-

ducteurs RTC. Leur fonctionnement a déjà été expliqué dans plusieurs numéros d'Electronique Pratique (Cf. N° 1493). Nous n'y reviendrons pas. Rappelons que ces transducteurs sont disponibles uniquement chez les revendeurs R.T.C. dont la liste est donnée à la fin de cet article. Leur prix est d'environ 26 F pièce.

L'ÉMETTEUR

Le schéma de principe de l'émetteur est représenté figure 2.

Les transistors T_1 et T_2 , les résistances R_1 , R_2 , R_4 et R_5 , les condensateurs C_1 et C_2 ainsi que les diodes D_1 et D_2 forment un multivibrateur astable. Le schéma de ce multivibrateur serait classique si

R_3 et C_4 n'existaient pas (voir fig. 3). Les diodes D_1 et D_2 ne sont là que pour limiter la tension inverse base-émetteur des transistors et éviter leur claquage.

Les composants R_3 et C_4 permettent de faire varier la fréquence de fonctionnement sans changer le rapport cyclique. En effet, pour un rendement maximum du transducteur, il convient de l'exciter avec un courant alternatif dont les périodes positives et négatives sont égales (fig. 4).

Cette dernière condition sera réalisée naturellement puisque le montage est entièrement symétrique (fig. 2). Le courant passant dans R_3 crée une chute de tension dans cette dernière. Le condensateur C_4 découple la tension présente aux bornes de R_3 ; celle-ci est ainsi rendue cons-

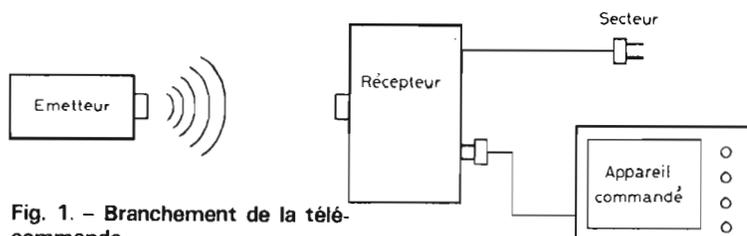


Fig. 1. - Branchement de la télécommande.

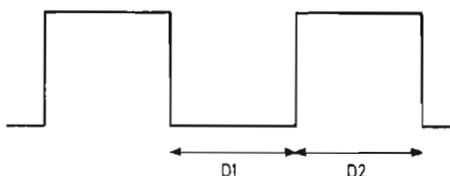


Fig. 4. - Courant appliqué au transistor - $D_1 = D_2$.

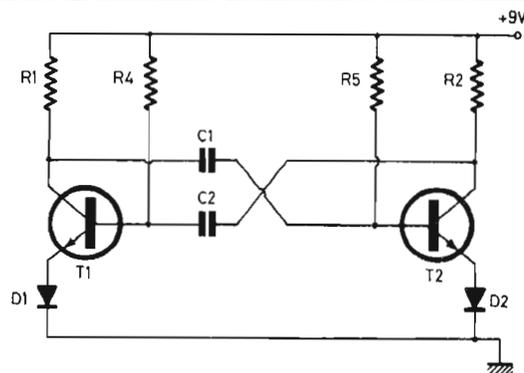


Fig. 3. - Oscillateur de l'émetteur. Schéma simplifié.

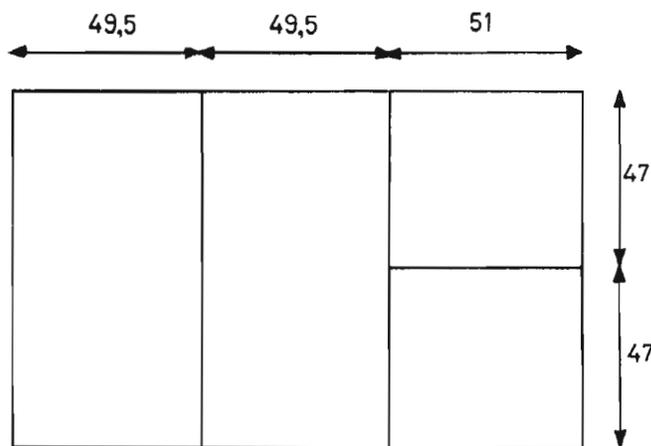


Fig. 5. - Découpage de la plaquette Véroboard.

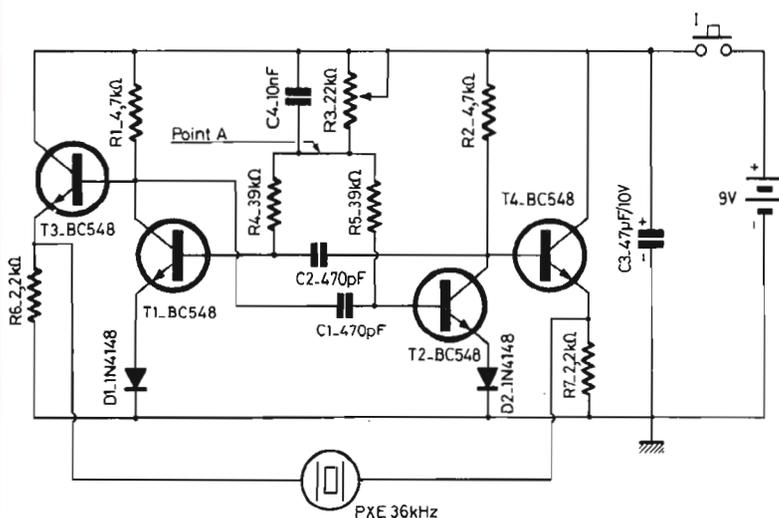


Fig. 2. - Schéma de principe de l'émetteur.

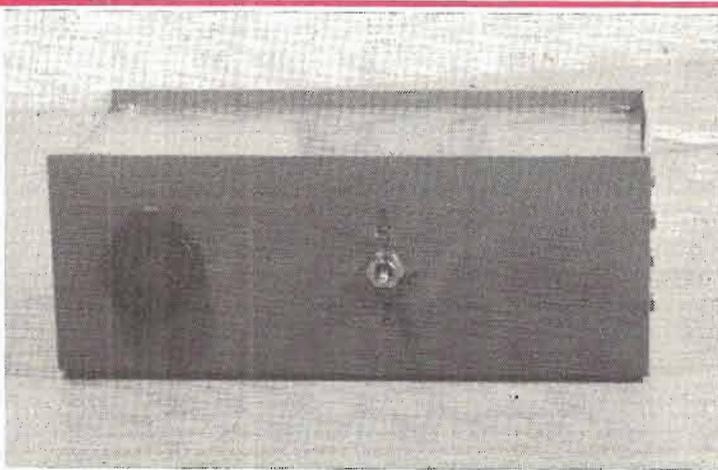


Photo C. - Le récepteur en A. LED Verte, en B. LED Rouge, en C. Commutateur à trois positions.

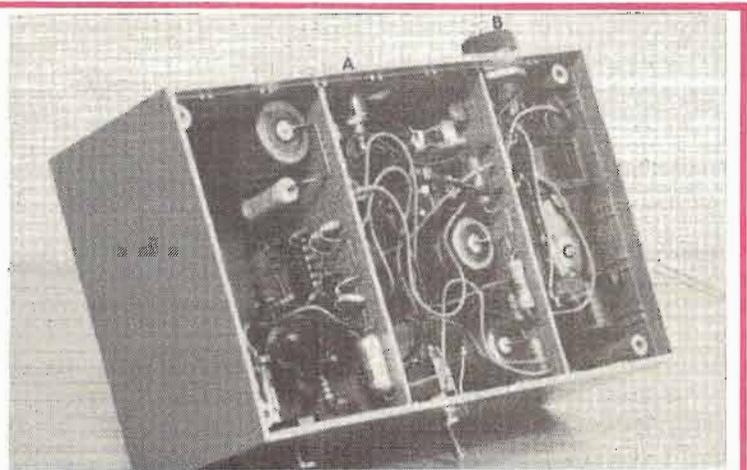


Photo D. - Vue intérieure du récepteur en A. douille banane, en B. le porte fusible. Certains composants sont montés verticalement.

tante. Il est possible de faire varier la tension au point A en manœuvrant le curseur de R_3 , ce qui fait varier le courant de recharge de C_1 et C_2 , donc la période de fonctionnement. Ainsi, en réglant cette fréquence, on peut bénéficier de la portée maximum (5 à 10 mètres). Les signaux disponibles sur les collecteurs de T_1 et T_2 sont respectivement appliqués aux transistors T_3 et T_4 montés en collecteur commun. Ces deux derniers transistors réalisent l'adaptation des impédances entre le multi-vibrateur et le transducteur. L'interrupteur à bouton poussoir I permet de mettre sous tension le montage. Le condensateur C_3 découple l'alimentation et permet de maintenir un bon fonctionnement de l'ensemble lorsque la pile s'use. La consommation est faible : environ 10 mA. Elle est du même ordre de grandeur que le courant absorbé par un poste à transistors de poche.

RÉALISATION DE L'ÉMETTEUR

Les lecteurs auront intérêt à commencer par la réalisation de l'émetteur car elle est plus facile que celle du récepteur. L'émetteur est enfermé dans un boîtier plastique de marque Teko. Ce genre de boîtier a été choisi pour les raisons suivantes : le plastique est facile à percer et à limer, et des rainures

incorporées dans le boîtier permettent de maintenir les circuits sans d'autres dispositifs de fixation. Pour fixer le transducteur, on percera un trou de 26 mm de diamètre sur la face la moins large. Il est possible d'utiliser une mèche à bois. Limer ensuite le plastique du boîtier pour faire passer les deux pattes latérales du transducteur. Limer aussi les pattes latérales pour compenser l'épaisseur du boîtier. Le câblage se fera sur deux plaquettes Véroboard. Une plaquette du type M2 suffira pour l'émetteur et le récepteur. Les bandes cuivrées se trouvent dans le sens de la longueur. Découper la plaquette avec une scie fine, genre scie à métaux (fig. 5).

Les deux petites plaquettes serviront pour l'émetteur, les deux grandes pour le récepteur. Ajuster les dimensions des deux plaquettes pour qu'elles puissent entrer dans les rainures du boîtier et que l'on puisse fermer le boîtier sans forcer. La seconde plaquette devra avoir une hauteur plus faible que celle de la première plaquette pour laisser passer les fils d'alimentation. Le plan de câblage est indiqué sur les figures 6A et 6B. La majeure partie des résistances et des diodes est câblée verticalement. Bien veiller au sens des diodes, des transistors et du condensateur chimique. On veillera également à ce que deux bandes cuivrées consécutives ne

soient pas en contact. La seconde plaquette sert uniquement à maintenir la pile. Enfiler la plaquette maintenant la pile dans la seconde rainure et la plaquette avec les composants dans la troisième rainure (côté composants vers le transducteur). Percer le capot métallique pour mettre en place l'interrupteur. Il ne devra pas toucher le transducteur ni les composants de la plaquette. Il ne reste plus qu'à relier le circuit à pile. Le pôle positif de la pile sera relié au point D_{16} côté cuivre du circuit imprimé à l'aide d'un fil rouge de préférence ; le pôle négatif sera relié au point J_6 côté cuivre. Une fois le câblage terminé, on peut passer à la vérification et au réglage. Il est possible de vérifier le fonctionnement en utilisant un poste radio. Mettre le poste sur les grandes ondes ; approcher l'émetteur ultra-sons du poste. Ensuite, on tournera lentement le bouton de réglage des stations tout en appuyant par intermittence sur le bouton de l'émetteur. Il doit se produire une différence de son (sifflement) dans le haut-parleur ; cette différence de son est due aux interférences produites par l'émetteur. Les lecteurs possédant un oscilloscope étalonné pourront régler le potentiomètre R_3 pour ajuster la fréquence à 36 kHz. L'amplitude aux bornes du transducteur est de l'ordre d'une dizaine de volts crête à crête.

LE RÉCEPTEUR

La compréhension du fonctionnement du récepteur sera facilitée par l'explication du schéma synoptique (fig. 7).

Le transducteur transforme les vibrations sonores en signaux électriques utilisables par les circuits électroniques. Ces signaux sont amplifiés par T_5 et T_6 .

Le détecteur d'amplitude donne à sa sortie une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal amplifié. Cette tension déclenche le trigger dès qu'elle dépasse un certain seuil. Le filtre formé avec R_{18} et C_{14} introduit une constante de temps. Ce filtre est indispensable pour que le trigger ne se déclenche pas lorsque le transducteur capte des bruits forts et brefs : claquement de mains, chute de clés à proximité du transducteur, coup de feu ou pétard. La tension de sortie du trigger est soit proche de zéro, soit voisine de 5 V. C'est donc un signal « logique » qui est appliqué à l'inverseur T_9 . Si une tension basse est appliquée à cet inverseur, on aura une tension proche de 5 V en sortie ; si une tension proche de 5 V est appliquée, on aura une tension nulle en sortie. Grâce à cet inverseur, la bascule et le relais changeront d'état lorsque le bouton de l'émetteur sera pressé. S'il n'existait pas, le changement d'état ne se ferait qu'après avoir relâché le bouton.

Le signal issu de l'inverseur est ensuite appliqué à la bascule JK. Celle-ci change d'état lorsque sa tension d'entrée passe de 5 V à 0 V. Son état n'est pas modifié lorsque sa tension d'entrée revient à 5 V.

Un interrupteur « mode de fonctionnement » permet le fonctionnement normal de la bascule comme nous venons de l'expliquer, ou bien son positionnement commandant directement l'état marche ou arrêt où la télécommande ne peut agir. La bascule est contenue dans un circuit intégré, ce qui simplifiera le montage. Elle commande la conduction de T₁₀. Ce transistor commande les diodes électroluminescentes (LED) et le relais. Lorsque ce dernier est décollé, le secteur ne passe pas et le téléviseur n'est pas alimenté ; la LED rouge s'allume. Lorsque le relais est collé, il y a contact et le téléviseur est alimenté en courant alternatif ; la LED verte s'allume..

L'alimentation convertit la tension 220 V du secteur en tensions continues utilisables par les divers circuits du récepteur de télécommande. Nous allons maintenant expliquer le fonctionnement global du récepteur.

Lorsque ce dernier est branché sur le secteur, la bascule se positionne automatiquement dans l'état $Q = 1, \bar{Q} = 0$. Alors T₁₀ ne conduit pas, le relais est décollé, le téléviseur n'est pas alimenté, le détecteur d'amplitude fournit une tension nulle, le trigger également, l'inverseur fournit une tension de 5 volts. Quand on appuie sur le bouton de l'émetteur, le transducteur fournit une tension alternative qui est amplifiée par l'étage suivant. Le détecteur d'amplitude donne à sa sortie une tension d'environ 2 volts. Le trigger change d'état et sa sortie passe à 5 volts. La sortie de l'inverseur passe à zéro. La bascule change d'état. Nous avons alors $Q = 0$ et $\bar{Q} = 1$. Le transistor T₁₀ conduit et le relais colle, ce qui met en route le téléviseur.

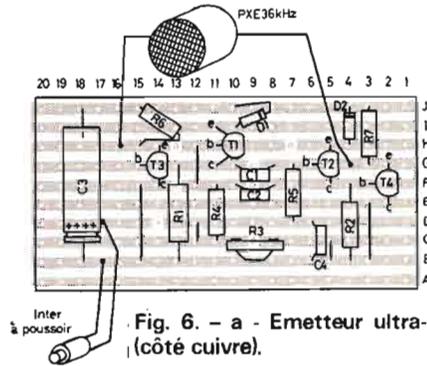


Fig. 6. - a - Emetteur ultra-sons (côté cuivre).

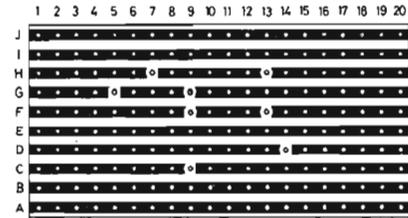


Fig. 6. - b - Emetteur ultra-sons (côté composants).

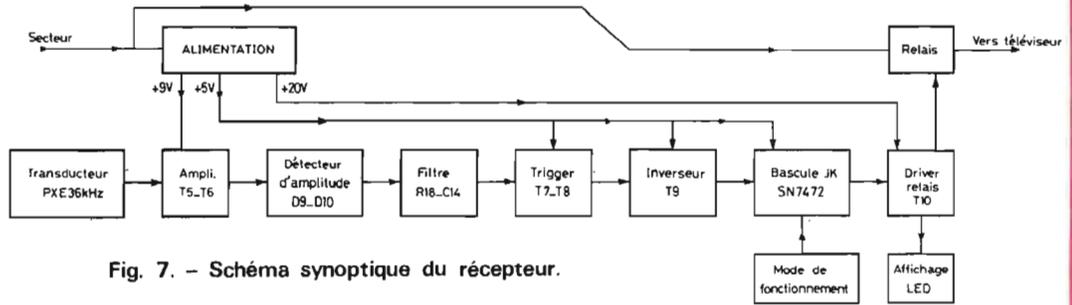


Fig. 7. - Schéma synoptique du récepteur.

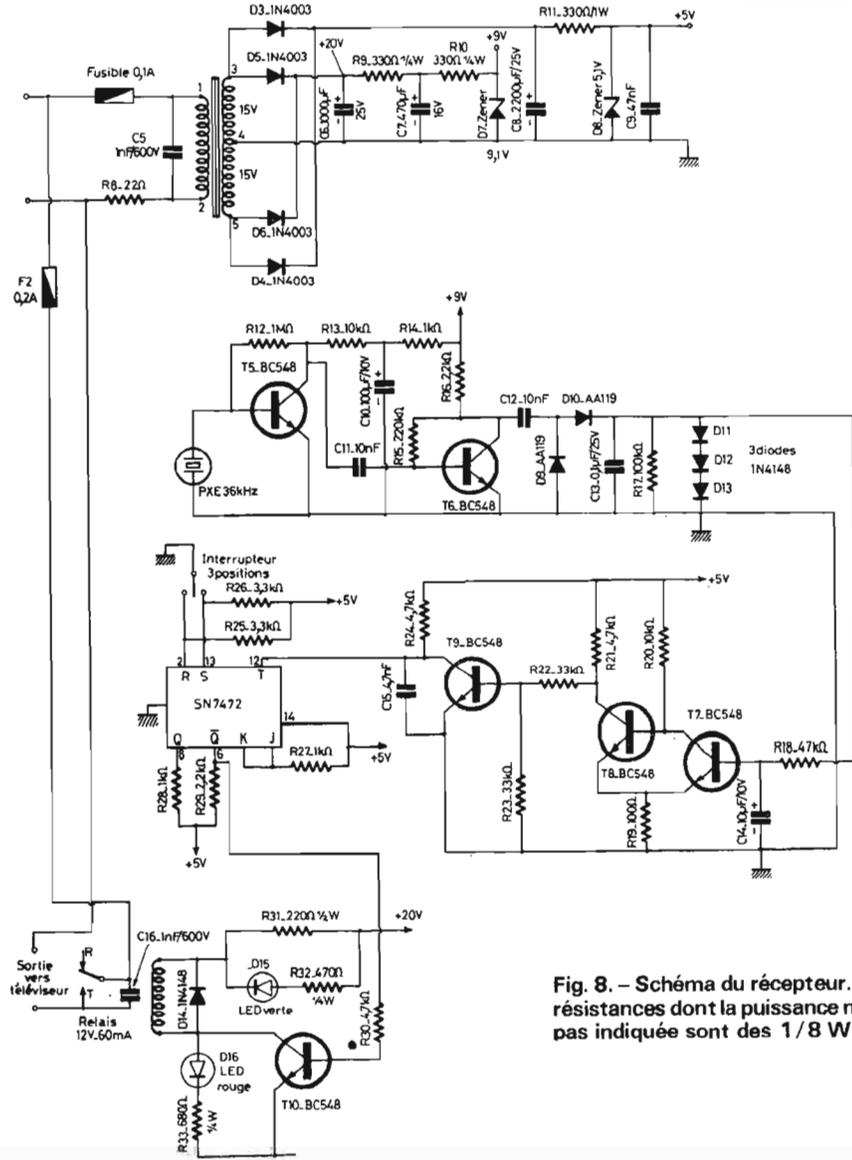


Fig. 8. - Schéma du récepteur. Les résistances dont la puissance n'est pas indiquée sont des 1/8 W.

Lorsque le bouton de l'émetteur est relâché, l'amplificateur ne fournit aucun signal à sa sortie, le détecteur d'amplitude a une tension nulle à sa sortie, la sortie du trigger repasse à zéro, la sortie de l'inverseur revient à 5 V. La bascule ne change pas d'état, le relais reste collé. Il est facile de comprendre ce qui se passe lorsque le bouton de l'émetteur est enfoncé de nouveau. Nous allons maintenant nous pencher sur le schéma de principe (fig. 8) que l'on peut séparer en deux parties : les circuits de réception et l'alimentation.

A) Les circuits de réception (fig. 8)

La tension alternative produite par le transducteur est appliquée au transistor T_5 . Il n'y a pas besoin de condensateur d'isolement car le transducteur possède une résistance infinie en continu. Le transistor est monté en émetteur commun. La polarisation adéquate de sa base se fait automatiquement avec la résistance R_{12} . Cet étage d'amplification est alimenté par une tension de 9 volts filtrée par R_{14} et C_{10} .

Ce filtre réduit la tension de ronflement de l'étage et améliore par conséquent le rapport signal sur bruit. Le signal amplifié est appliqué au transistor T_6 par l'intermédiaire de C_{11} . Ce condensateur a une faible valeur pour transmettre convenablement le signal à 36 kHz et atténuer les ronfle-

ments à 100 Hz. Le transistor T_6 est monté de la même manière que T_5 . Le signal disponible sur le collecteur de T_6 est appliqué au doubleur de tension type Schenkel constitué avec les diodes D_9 et D_{10} .

On obtient sur C_{13} une tension continue égale à l'amplitude crête à crête du signal. La résistance R_{17} assure la décharge de C_{13} . La tension détectée est appliquée au filtre constitué par R_{18} et C_{14} .

La tension sur C_{13} ne peut dépasser 2 volts environ à cause des diodes D_{11} à D_{13} . Ainsi, l'efficacité de R_{18} et C_{14} sera la même quelle que soit la puissance des signaux captés par le transducteur. Le trigger de Schmitt est à couplage d'émetteurs. La tension de sortie du trigger est appliquée au transistor inverseur T_9 par R_{22} . La résistance R_{23} assure un blocage parfait de ce transistor lorsque la tension de sortie du trigger est voisine de zéro. Le condensateur C_{15} , situé à la sortie de l'étage inverseur, protège l'entrée de la bascule contre les parasites et permet d'éviter les changements d'état non désirés.

Le commutateur de mode de fonctionnement est relié aux entrées R et S de la bascule. Lorsque l'interrupteur est en position intermédiaire, R et S sont reliées au +5V; la bascule fonctionne normalement et change d'état quand la tension sur l'entrée T passe de 5 V à zéro.

Lorsque R est relié à la masse par cet interrupteur, la

bascule se positionne dans l'état $Q = 0, \bar{Q} = 1$; le transistor T_{10} est conducteur, et le courant passant dans la bobine du relais fait coller ce dernier.

A ce moment, tout changement de tension sur l'entrée T est sans effet. La bascule reste dans le même état. Lorsque S est mis à la masse, la bascule est dans l'état $Q = 1, \bar{Q} = 0$. Le relais est décollé. Les sorties Q et \bar{Q} sont reliées au +5V respectivement par R_{28} et R_{29} . La résistance R_{28} étant plus faible que R_{29} , la bascule se positionnera de préférence dans l'état $Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$ (à moins que R ou S ne soient reliés à la masse). De cette façon, le relais sera au repos à la mise en marche du récepteur de télécommande. Lorsque T_{10} est conducteur, le courant passant dans R_{31} et R_{32} alimente la bobine du relais et fait allumer la LED verte D_{15} . La diode D_{16} est éteinte car elle a une tension nulle à ses bornes. Lorsque T_{10} est bloqué, la LED D_{16} s'allume car elle reçoit du courant par la bobine du relais, R_{31} et R_{32} .

Ce courant est insuffisant pour faire coller la bobine du relais et faire allumer D_{15} . Les contacts du relais permettent ou non le passage du courant alternatif vers le téléviseur. C_{16} atténue les étincelles produites sur les contacts du relais.

B) L'alimentation

Le secteur 220 V est appliqué au primaire du transformateur à travers le fusible F_1

et la résistance R_8 . R_8 et C_5 forment un filtre R-C destiné à éviter que les parasites véhiculés par le secteur ne viennent perturber le fonctionnement du montage. Sans cette précaution, l'appareil alimenté par le récepteur de télécommande risquerait d'être mis sous tension ou d'être arrêté intempestivement. Par exemple, il serait fâcheux que le téléviseur alimenté par le récepteur ultra-sons s'arrête lorsque le réfrigérateur se met en route! Les tensions du secondaire du transformateur sont redressées par les diodes D_3 à D_6 . Le redressement est du type bi-alternance. D'une part, les diodes D_3 et D_4 alimentent le condensateur C_8 ; d'autre part, les diodes D_5 et D_6 alimentent le condensateur C_6 . La tension est de l'ordre de 20 volts sur C_6 et C_8 . La résistance R_{11} et la diode Zener D_8 stabilisent la tension présente sur le condensateur C_8 . La tension de sortie de cette partie de l'alimentation est d'environ 5 volts. Le condensateur C_9 découple la diode Zener pour les hautes fréquences; sa présence est indispensable pour un fonctionnement sans défaillances du circuit intégré.

La tension obtenue sur C_6 est filtrée à l'aide de R_9 et C_7 , puis appliquée à la diode Zener D_7 par l'intermédiaire de R_{10} . On obtient ainsi une tension régulée d'environ 9 volts. Cette alimentation présente une particularité intéressante. En effet, les

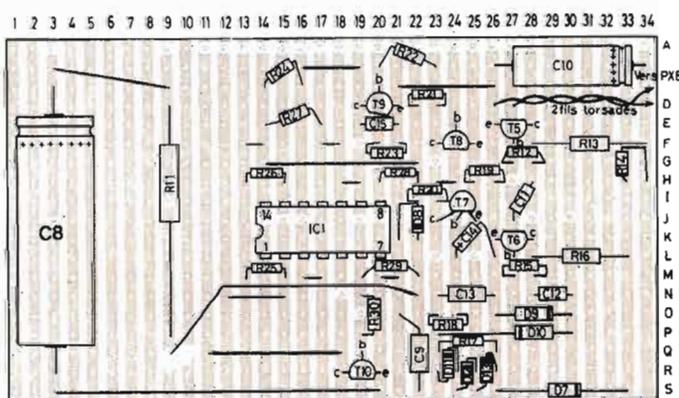


Fig. 9. - a - Récepteur ultra-sons (côté composants).

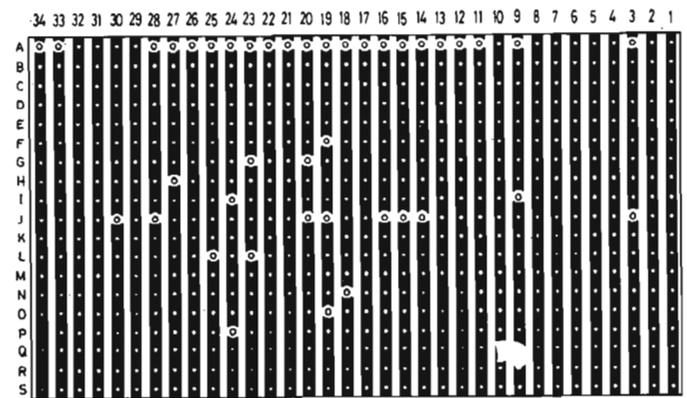


Fig. 9. - b - Récepteur ultra-sons (côté cuivre).

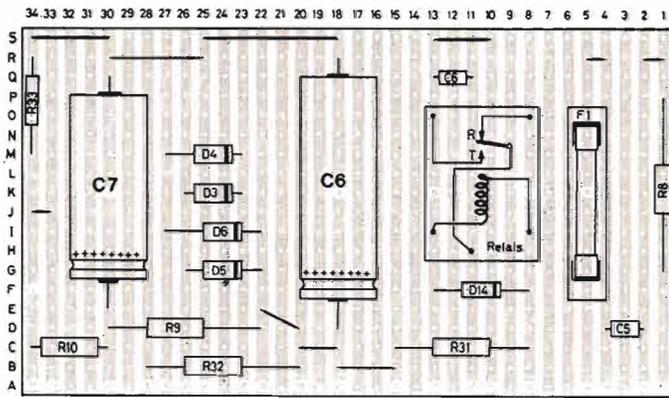


Fig. 10. - a - Alimentation récepteur ultra-sons (côté composants).

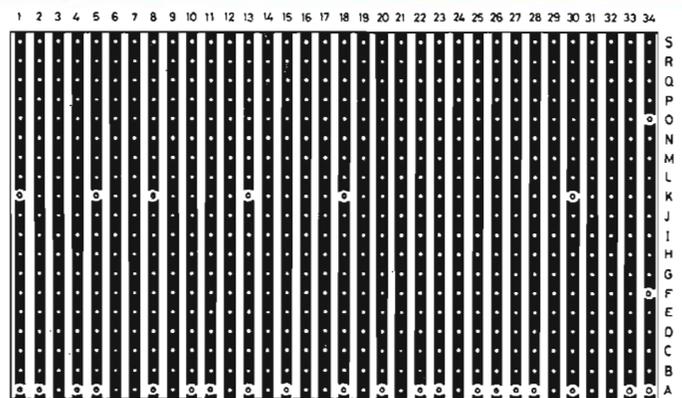


Fig. 10. - b - Alimentation récepteur ultra-sons (côté cuivre).

deux tensions 5 V et 9 V sont obtenues indépendamment l'une de l'autre (bien qu'elles aient les enroulements du transformateur en commun). Lorsque le récepteur de télécommande ne sera plus alimenté, C₆ se déchargera rapidement alors que C₈ se déchargera plus lentement car il a une capacité plus importante. De cette façon, le circuit intégré alimenté en 5 volts gardera la mémoire de l'état « allumé » ou « éteint » un certain temps après l'instant auquel le courant aura été coupé. Ainsi, des coupures de courant d'une durée inférieure à deux secondes seront sans influence sur le récepteur de télécommande. Là encore, il serait gênant que des pannes de secteur courtes (par exemple 0,5 s) fassent éteindre le téléviseur commandé.

RÉALISATION DU RÉCEPTEUR

Le récepteur sera contenu dans un boîtier TEK0 de type P3.

Ajuster les dimensions des deux plaquettes Véroboard restantes pour qu'elles puissent entrer dans les rainures du boîtier. Couper ensuite les bandes et câbler en suivant les figures 9A et 9B pour la partie réception.

La majeure partie des résistances et des diodes est montée verticalement.

Prendre les mêmes précautions de câblage que pour l'émetteur. La résistance R₁₁

devra être à trois millimètres environ au-dessus du circuit imprimé car son échauffement est assez important. Les figures 10 A et 10 B indiquent la façon de câbler l'alimentation. Les résistances R₃₁ et R₃₂ devront être à 3 millimètres environ au-dessus du circuit imprimé. Il est possible d'utiliser un relais différent de celui qui est préconisé. Toutefois, il devra fonctionner avec une tension identique (12 V) et avoir une meilleure sensibilité (courant inférieur à 60 mA). Il faudra alors mettre en parallèle sur la bobine du relais une résistance que l'on pourra calculer par la formule :

$$R = \frac{12000}{60 - I}$$

I représente le courant de fonctionnement du relais, exprimé en milliampères.

La puissance de cette résistance sera de 1/2 W.

Par exemple, si on utilise un relais 12 V 40 mA, il faudra mettre une résistance de :

$$\frac{12000}{60 - 40} = \frac{12000}{20} = 600\Omega$$

La disposition des plaquettes imprimées et des autres éléments est montrée sur la figure 11.

Percer le boîtier pour fixer le transducteur, comme pour l'émetteur.

On fixera les deux douilles bananes à une distance adéquate pour pouvoir y brancher une prise secteur ordinaire (celle du téléviseur).

L'interrupteur sera fixé entre les deux plaquettes, à mi-hauteur. Placer la LED

verte au-dessus et la rouge en-dessous. Pour leur fixation, percer un trou que l'on agrandira progressivement jusqu'à ce que la LED rentre en forçant très légèrement. Une fois les composants mis en place, il ne reste plus qu'à souder les fils de raccordement. Suivre le plan de câblage figure 12. Pour la commodité du dessin, les LEDs et les douilles bananes ont été représentées décalées, alors qu'elles ne le sont pas en réalité. Les lettres suivies d'un chiffre indiquent dans quels trous du circuit imprimé il faut souder les fils. Ne pas oublier de torsader les fils du transducteur.

Une fois le récepteur réalisé, mettre le commutateur de fonctionnement en position intermédiaire et brancher le récepteur sur le secteur.

On branchera une lampe de bureau sur les douilles bananes du récepteur pour faire les essais. Puis on approchera l'émetteur à quelques centimètres du récepteur. Le montage doit fonctionner, même si R₃ n'est pas réglé.

Pour obtenir la portée maximale, il faut régler R₃. On procédera ainsi : brancher un voltmètre calibre 2 V de sensibilité 10 k Ω ou 20 k Ω /V aux bornes de C₁₃. Bloquer la position de l'émetteur et régler R₃ pour le maximum de déviation de l'aiguille, tout en appuyant sur le bouton de l'émetteur. Recommencer l'opération à des distances de plus en plus grandes pour affiner le réglage. Les lecteurs ne possédant pas de voltmètre

devront rechercher par tâtonnements quel est le réglage de R₃ qui assure le maximum de portée.

On peut avoir quelques défauts de fonctionnement quand on essaie de mettre en marche le téléviseur alors que le récepteur est trop près de celui-ci. En effet, le téléviseur, une fois chaud, émet des ultrasons qui font rebasculer le système et éteindre le téléviseur. En appuyant de façon continue sur le bouton de l'émetteur jusqu'à ce que le téléviseur soit bien chaud, on arrive à le mettre en marche, mais il est impossible de l'éteindre à distance car les ultrasons émis par le téléviseur bloquent le récepteur de télécommande. Ce dernier n'est pas en cause et le remède est simple : il suffit d'éloigner suffisamment le récepteur du téléviseur pour que le phénomène disparaisse.

LISTE DES COMPOSANTS RÉCEPTEUR

- 1 PXE 36 kHz
- 1 transformateur primaire 220 V, secondaire 2 x 15 V, puissance 7 VA
- 1 relais 12 V 60 mA (voir texte)
- 1 porte fusible pour circuit imprimé
- 1 porte fusible tubulaire pour châssis
- 1 fusible tubulaire 0,1 A
- 1 fusible tubulaire 2 A
- 6 transistors BC 548 (ou équivalent)

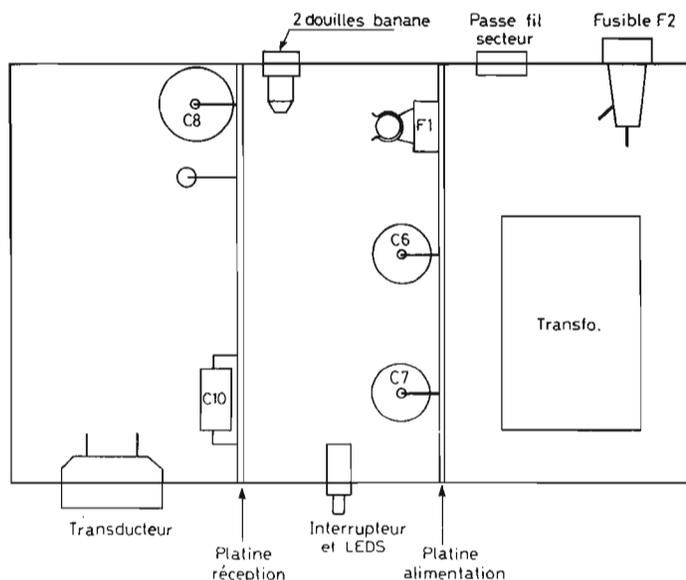


Fig. 11. - Implantation des éléments dans le boîtier - vue de dessus.

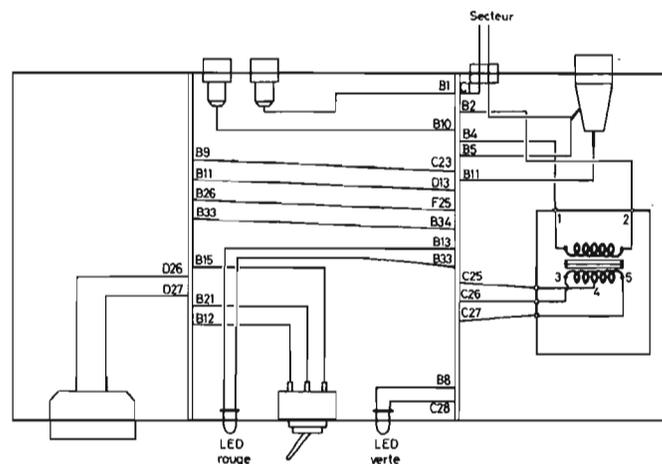
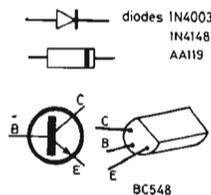
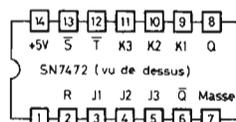


Fig. 12. - Câblage général du récepteur. Se fier uniquement aux repères (lettre plus chiffre).



- 4 diodes 1N 4003 (ou équivalent)
- 4 diodes 1N 4148 (ou équivalent)
- 2 diodes AA 119 ou OA 47
- 1 condensateur 1 000 μ F 25 V
- 1 condensateur 470 μ F 16 V
- 1 condensateur 2 200 μ F 25 V
- 2 condensateurs 1 nF 600 V non polarisés
- 1 condensateur 47 nF 160 V milar
- 1 condensateur 100 μ F 10 V
- 1 condensateur 10 μ F 10 V
- 2 condensateurs 10 nF 15 V miniatures
- 1 condensateur 4,7 nF 15 V miniature
- 1 condensateur 0,1 μ F 25 V
- 1 résistance 1 M Ω 1/8 W
- 1 résistance 220 k Ω 1/8 W
- 1 résistance 100 k Ω 1/8 W
- 1 résistance 47 k Ω 1/8 W
- 2 résistances 33 k Ω 1/8 W
- 2 résistances 10 k Ω 1/8 W
- 3 résistances 4,7 k Ω 1/8 W

- 2 résistances 3,3 k Ω 1/8 W
- 2 résistances 2,2 k Ω 1/8 W
- 3 résistances 1 k Ω 1/8 W
- 1 résistance 680 Ω 1/8 W
- 1 résistance 100 Ω 1/8 W
- 1 résistance 22 Ω 1/4 W
- 1 résistance 470 Ω 1/4 W
- 1 résistance 220 Ω 1/2 W
- 2 résistances 330 Ω 1/4 W
- 1 résistance 330 Ω 1 W
- 1 diode zener BZX 46C9V1 (ou équivalente 9,1 V 0,4 W)
- 1 diode zener BZX 46C5V1 (ou équivalente 5,1 V 0,4 W)
- 1 circuit intégré SN 7472
- 1 inverseur 3 positions stables
- 1 LED rouge
- 1 LED verte
- 1 boîtier plastique TEKO type P3
- 1 plaquette Véroboard type M2
- 1 passe fil (pour le fil secteur)
- 2 douilles banane
- 2 résistances 33 k Ω 1/8 W
- 2 résistances 10 k Ω 1/8 W
- 3 résistances 4,7 k Ω 1/8 W

LISTE DES COMPOSANTS ÉMETTEUR

- 1 PXE 36 kHz (RTC)
- 4 transistors BC548 (ou équivalents)
- 2 diodes 1N 4148 (ou équivalentes)
- 2 condensateurs 470 pF miniatures
- 1 condensateur 10 nF 15 V miniature
- 1 condensateur 47 μ F 10 V
- 1 potentiomètre 22 k Ω ajustable pour circuit imprimé (position verticale)
- 2 résistances 2,2 k Ω 1/8 W
- 2 résistances 4,7 k Ω 1/8 W
- 2 résistances 39 k Ω 1/8 W
- 1 boîtier plastique TEKO type P1
- 1 interrupteur à bouton poussoir
- 1 connecteur pour piles (on

pourra récupérer un connecteur sur une pile usagée 6F22 Wonder)
 1 pile 9 volts type 6F22 Wonder (ou équivalente)
 1 plaquette Véroboard (voir texte).

Philippe SPALLIER

MONTAGES ELECTRONIQUES

EXPERIMENTAUX

INTRODUCTION

CETTE catégorie de montages électroniques comporte des applications des semi-conducteurs dans tous les domaines de l'électronique proposées par des auteurs qualifiés ou par des grands fabricants de semi-conducteurs.

En raison de leur origine, les montages analysés dans cet article, sont dignes d'intérêt mais il ne faut pas les confondre avec des « réalisations » effectuées par un commerçant, ou spécialement pour nos lecteurs.

De ce fait, il ne nous sera pas possible de donner aux amateurs expérimentateurs, des renseignements complémentaires ni des adresses de fournisseurs de composants domiciliés en France ou dans des pays voisins.

Ceux de nos lecteurs, désirant essayer ces montages, devront s'assurer, avant d'entreprendre leurs travaux, qu'ils trouveront chez leur fournisseur habituel tout le matériel nécessaire. La plupart des schémas proposés ne comportaient que très peu de commentaires, étant destinés à des spécialistes avertis. Nous avons ajouté à ces commentaires, le plus d'explications possible et nous n'en avons pas d'autres. Voici pour commencer, une analyse d'un montage très simple, mais susceptible de très nombreuses applications dans tous les domaines de l'électronique.

DOUBLEUR DE FREQUENCE APERIODIQUE

Le montage de la figure 1 permet de doubler la fréquence des **signaux à impulsions** sans faire intervenir un dispositif d'accord quelconque sur la fréquence d'entrée ou sur celle de sortie, qui doit

être double de la première.

Le dispositif est proposé par Thomas MC - Gahee de la Bosco Technical High School de Boston, Mass. U.S.A. L'analyse de ce doubleur a été publiée dans Electronics (avril 17, 1975).

Il est précisé que ce dispositif fonctionne depuis les plus basses fréquences jusqu'à près de 10 MHz, ce

qui laisse la possibilité de l'utiliser dans de nombreux montages.

Les signaux doivent être, toutefois rectangulaires comme ceux représentés en (A) figure 2.

A la figure 1, on donne le schéma extrêmement simple et réalisable expérimentalement en très peu de temps. Il ne comprend que deux

Fig. 1

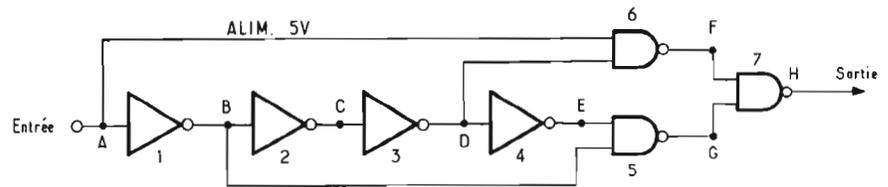
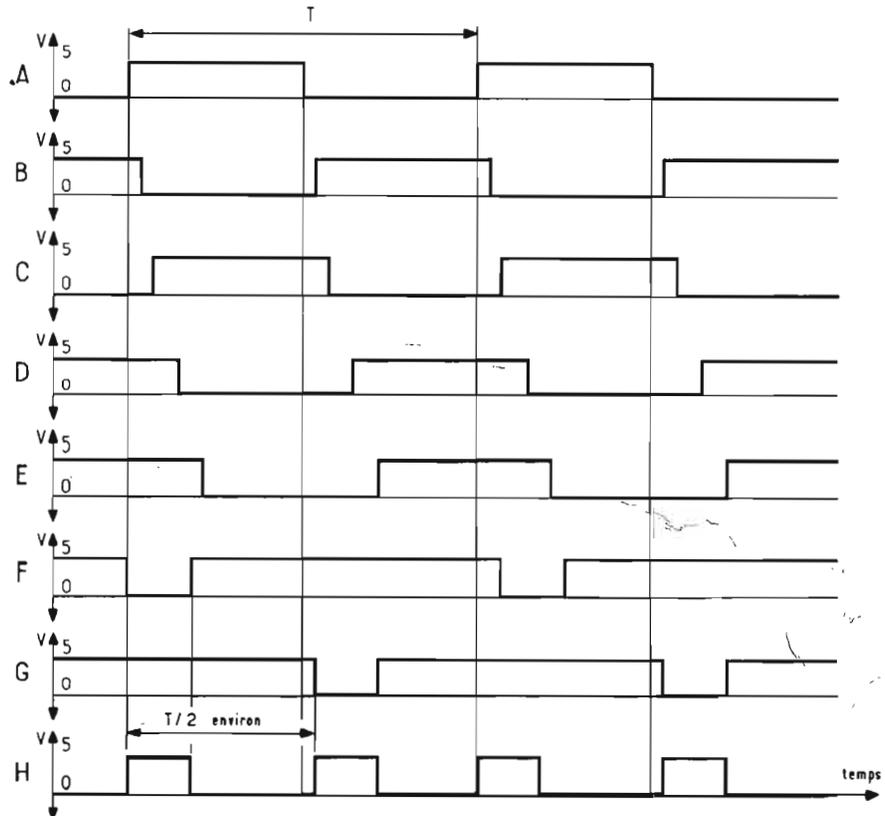


Fig. 2



circuits intégrés : un 7404 et un 7400. Le 7404 est un extuple inverseur, autrement dit il se compose de six inverseurs, désignés symboliquement par des triangles (= amplificateurs) avec un petit cercle à la sortie (= inversion).

Le schéma intérieur et le brochage du 7404 sont indiqués à la figure 3. Ce brochage correspond au N7404 de Signetics dans le boîtier AF à 14 broches.

Il existe aussi d'autres boîtiers à brochages différents. Le CI est vu de dessus, le 1 à gauche du repère et le 14 à droite.

Ce circuit se branche sur une alimentation stable de 5 V, comme les circuits TTL. On n'utilisera que quatre inverseurs et on a désigné arbitrairement les éléments par 1, 2, 3, 4, correspondant à ceux de la figure 1.

Remarquons que les inverseurs sont des NAND à une seule entrée, ce qui les réduit à la fonction d'inverseur.

Les entrées et les sorties se suivent. Le + est au point 14 et le - est au point de masse M, point 7.

Les trois NAND de la figure 1 désignés par 5, 6, et 7, sont pris sur un CI, type 7400, dont le brochage est donné à la figure 4.

Rappelons que le 7400 (dit aussi « 400 ») est un circuit intégré quadruple NAND, chaque élément NAND ayant deux entrées.

Le brochage du 7400, en version N7400 de Signetics, et le boîtier AF, sont donnés à la figure 5. Il existe d'autres boîtiers et brochages.

Ce CI s'alimente sous 5 V, avec le + à la broche (ou point) 14 et le - au point de masse 7.

tout en inversant l'impulsion.

Par exemple, au point D (liaison de l'élément 3 à l'élément 4) l'inversion se fait, 60 ns environ plus tard, que celle du signal d'entrée au point A. La porte 6 (NAND numéroté 6 sur la figure 1) continue à recevoir un signal haut à ses deux points d'entrée pendant 60 ns après la montée au point A. S'il n'y avait pas de retard, l'entrée reliée à D du NAND 6 serait au niveau bas, tandis que l'entrée reliée à A serait évidemment au niveau haut.

Il en résulte que la sortie de porte 6, point F, passe au niveau bas, 60 ns après le moment où le point A passe du niveau bas au niveau haut.

De la même manière, la porte 5 reçoit à l'entrée représentée en haut, un signal retardé de 60 ns par rapport à celui appliqué à l'entrée inférieure (sur le schéma) car ce signal est celui du point B, sortie de 1 et entrée de 2.

Les inverseurs 1, 2 et 3 produisent des impulsions négatives aux points F et G, de 60 ns chacune.

Les impulsions prises aux sorties des portes (opérateurs) 5 et 6 sont appliquées aux entrées de la porte 7, ce qui produit à la sortie H de ce NAND, des impulsions en nombre double de celles d'entrée. Ces impulsions sont positives.

Entre deux impulsions successives il y a des différences de temps de 20 ns. Cette asymétrie est sensible aux fréquences élevées et insignifiante aux fréquences basses.

Ainsi, si $f = 1\ 000\ \text{Hz}$, la période est $1/1000\ \text{s} = 10^6\ \text{ns}$, valeur très grande par rapport à 20 ns.

Si $f = 1\ \text{MHz}$, la période est $1/10^6\ \text{s} = 1000\ \text{ns}$ valeur encore grande par rapport à 20 ns.

Par contre, si $f = 10\ \text{MHz}$, la période est 100 ns, valeur du même ordre de grandeur que 20 et 60 ns et l'asymétrie est très prononcée.

L'auteur de ce montage recommande de disposer, entre la sortie du générateur de signaux et l'entrée du doubleur de la figure 1, un trigger de Schmitt.

Considérons encore la figure 2 qui donne la forme et les polarités des signaux en divers points A à H du montage proposé.

La période du signal de sortie étant $T/2$ (à 20 ns près) sa fréquence est $2f$.

Il nous serait agréable de recevoir des lecteurs qui auront essayé ce montage, un compte rendu de leurs essais.

MONTAGES A RESEAUX DE TRANSISTORS

La plupart des fabricants proposent aux utilisateurs des réseaux de transistors, montés dans des boîtiers de CI. RCA, en particulier, est spécialiste de ce genre de CI. Dans ces CI, les transistors sont parfois tous accessibles par leurs trois électrodes et, dans d'autres réseaux (Arrays), il y a des électrodes de deux transistors différents, reliées ensemble.

Les CI de ce genre de la RCA sont : CA 3045, CA 3046, CA 3146, CA 3086,

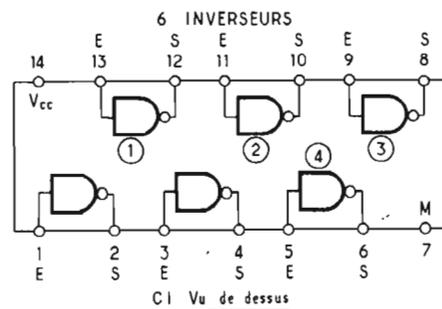


Fig. 3

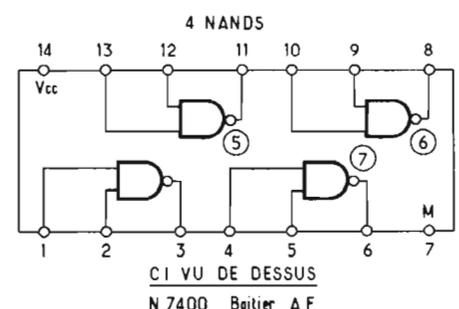


Fig. 4

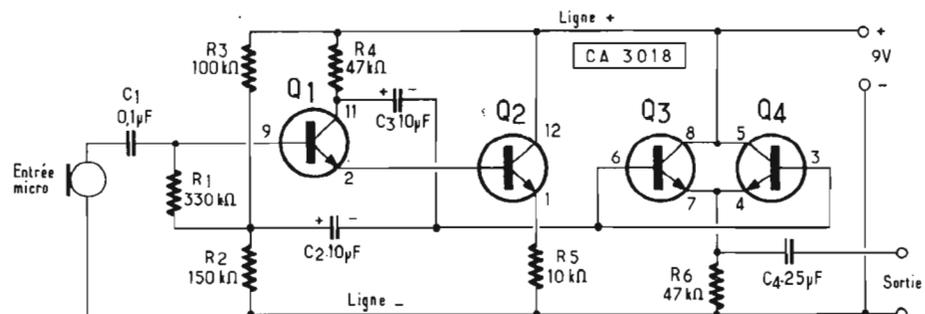


Fig. 5

ANALYSE DU SCHEMA

Le montage de la figure 1 est un compteur diviseur par N. Chaque inverseur (1, 2, 3, 4) produit un retard faible, de l'ordre de 20 nanosecondes,

CA 3095, CA 3093, CA 3036 et bien d'autres dont nous donnerons les brochages lors de l'analyse des montages qui seront proposés à l'expérimentation de nos lecteurs.

Voici d'abord l'analyse d'un préamplificateur de microphone, réalisable avec un CI CA 3018 de la RCA.

PRÉAMPLIFICATEUR MICROPHONIQUE

Le schéma de ce préamplificateur est donné à la figure 5. On voit que l'on utilise quatre transistors, inclus dans le boîtier du circuit intégré CA 3018 ou CA 3118.

Dans ce circuit, les deux transistors, Q_3 et Q_4 ont leurs sorties accessibles et les deux transistors Q_1 et Q_2 ont une liaison directe effectuée à l'intérieur du boîtier, de l'émetteur de Q_1 à la base de Q_2 , liaison accessible au point 2.

A la figure 6, on indique les broches des quatre transistors, par exemple Q_1 se branche avec la base en 9, le collecteur en 11, l'émetteur en 2, tandis que Q_2 à la base en 12 également, le collecteur en 1 et l'émetteur en 1.

A la figure 7, on montre le boîtier à 12 fils, 1 à 12, vu de dessous, donc avec les fils vers l'observateur. Le 12 correspond à l'ergot et le 1 est à sa droite. Revenons au schéma de la figure 5.

Il est facile de voir que les transistors sont montés en collecteur commun, sauf Q_1 . D'autre part Q_3 et Q_4 , sont montés en parallèle, en réunissant les points 6 - 3, 8 - 5, 7 - 4.

Le signal produit par le microphone à haute impédance, est transmis par C_1 de $0,1 \mu F$ à la base de Q_1 , point 9. Ce transistor est un adaptateur d'impédance et permet le branchement d'un microphone ou autre source, dont Z pourrait atteindre $10 M\Omega$. Le signal, inversé par Q_1 , est transmis du collecteur de Q_1 , point 11, aux bases de Q_3 et Q_4 réunies (points 6 et 3).

L'étage Q_3 - Q_4 est non inverseuse. Le signal de sortie sur basse impédance ($Z < 47 k\Omega$) est transmis par C_4 de $25 \mu F$ à la sortie de ce préamplificateur.

Remarquons la liaison flottante de Q_1 - Q_2 et la polarisation des deux transistors par R_5 de $47 k\Omega$

Il y a contre-réaction par C_2 entre les bases 6-3 de Q_3 et Q_4 et la base 9 de Q_1 .

Les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma de la figure 5.

Ce circuit intégré est de très faibles dimensions ; l'alimentation est de 9 V seulement. Il y a possibilité de monter

ce préamplificateur très près du microphone.

AMPLIFICATEUR CASCODE VF

Proposé par RCA et utilisant un CA 3018 (voir fig. 6 et 7) l'amplificateur VF est représenté par le schéma de la figure 8. Les transistors utilisés sont, dans l'ordre Q_3 - Q_4 - Q_1 - Q_2 conformément à la nomenclature de la figure 6 avec liaison directe au point 2.

De plus, on a effectué extérieurement au CI, la liaison directe 8-4 entre le collecteur 8 de Q_3 et l'émetteur 4 de Q_4 .

Les transistors sont montés comme suit : Q_3 - Q_4 en cascode et Q_1 et Q_2 en collecteur commun.

Les valeurs de C_2 et R_3 , non indiquées sur le schéma original, sont $C_2 = 10 \mu F$ avec $0,1 \mu F$ en parallèle. R_3 sera de l'ordre de $20 k\Omega$. Monter un potentiomètre connecté en résistance variable et déterminer expérimentalement la valeur qui convient le mieux.

Le gain de tension de cet amplificateur est de 37 dB et la bande, à 3 dB près, atteint 10 MHz. Un condensateur peut être monté, à la sortie pour l'isoler de l'amplificateur.

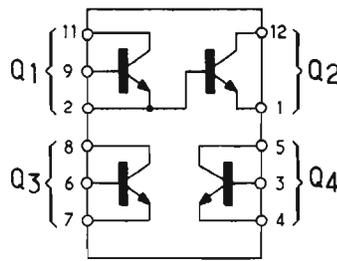
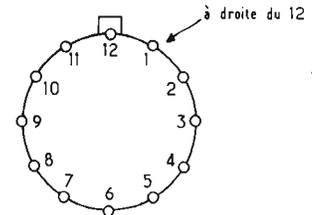


Fig. 6



CI VU DE DESSOUS

Fig. 7

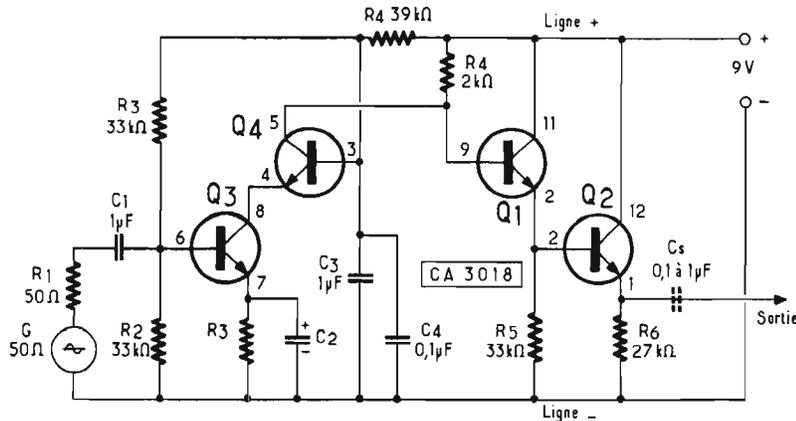


Fig. 8

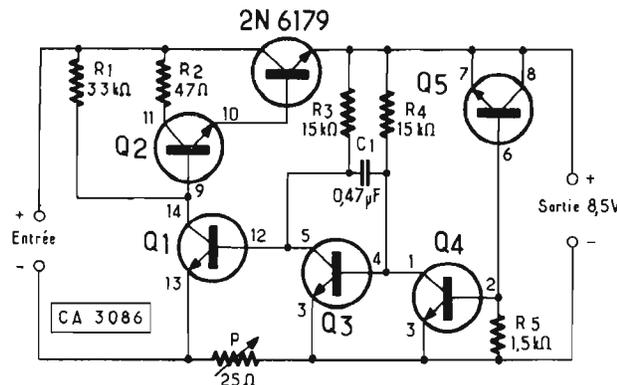
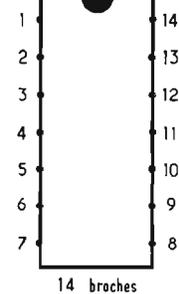


Fig. 9

Vu de dessus



ALIMENTATIONS REGULEES 8,5 V

Le montage de la figure 9 permet d'obtenir à la sortie une tension régulée de 8,5 V lorsque la tension appliquée à l'entrée varie entre 12 et 15 V.

Le circuit intégré nécessaire est le CA 3086 RCA. A la figure 10, on montre la composition intérieure du CI et on voit qu'il y a à l'intérieur trois transistors, Q_1 , Q_2 et Q_3

à terminaisons accessibles et deux transistors, Q_3 et Q_4 avec les émetteurs réunis au point 3.

Le transistor « ballast » est du type 2N6179 RCA qui sert de résistance variable du système régulateur.

On a adopté pour le CA 3086, le boîtier 14 broches de forme et dimensions habituelles.

A noter le limiteur de courant à potentiomètre P, de 25Ω monté en résistance ajustable.

VOLTMETRE POUR CONTINU DE 40 M Ω

L'entrée du voltmètre électronique de la figure 11 est de $40 M\Omega$ cette résistance étant constituée par la chaîne de résistances. $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$ qui réalise le diviseur de tension permettant la création des échelles suivantes :

- Pos. 1 : 0 à 1 V
- Pos. 2 : 0 à 10 V
- Pos. 3 : 0 à 100 V

La tension continue sera appliquée avec la polarité correcte, de façon à ce que la base de Q_1 soit rendue positive par rapport à la masse.

Le commutateur I_1 permet de choisir l'échelle désirée.

On utilisera dans ce voltmètre deux circuits intégrés : le CA 3095 et le CA 3748 (équivalent exact du μA 748).

Le CA 3095 est un réseau de huit transistors dont sept seulement, désignés par Q_1 à Q_7 sont utilisés.

A la figure 12 on donne la composition du CA 3095 RCA. En plus des huit transistors (Q_8 non utilisé) on trouve également deux diodes désignées par D_1 et D_2 .

Des connexions intérieures sont prévues entre certains semi-conducteurs.

Voici le brochage de ce circuit intégré :

- Point 1 : collecteur de Q_6
- Point 2 : collecteur de Q_8
- Point 3 : émetteur de Q_8
- Point 4 : base de Q_8
- Point 5 : collecteur de Q_4 (PNP)
- Point 6 : collecteur de Q_3
- Point 7 : base de Q_7
- Point 8 : émetteur de Q_1 , base de Q_4 et émetteur de Q_7
- Point 9 : base de Q_1
- Point 10 : collecteur de Q_2
- Point 11 : bases de Q_2 et Q_3 , anode de la diode D_1
- Point 12 : collecteur de Q_5
- Point 13 : émetteur de Q_5
- Point 14 : base de Q_5
- Point 15 : émetteur de Q_6
- Point 16 : base de Q_6

Il n'y a pas de points d'alimentation pour ces transistors, mais le voltmètre électronique est alimenté par deux alimentations, l'une positive de 3 V et l'autre négative de 3 V également (voir fig. A en haut de la figure 11).

L'amplificateur opérationnel réalisé avec le CA 3748 est monté en amplificateur de sortie dont la charge est composée du microampère-mètre en série avec R_{12} de $2,2 k\Omega$ et R_{13} de 500Ω . Ces valeurs conviennent pour l'étalonnage du micro-ampère-mètre du type 0-200 μA .

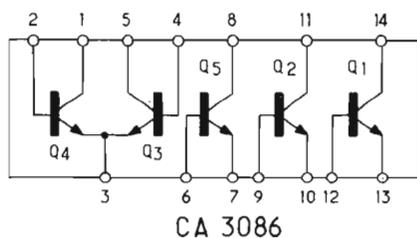


Fig. 10

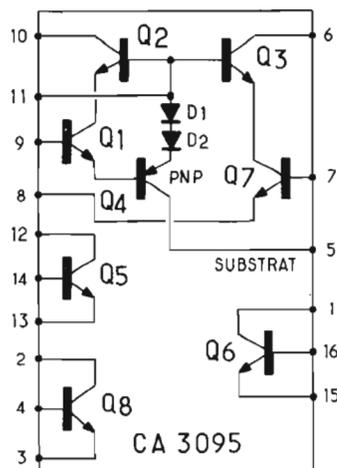


Fig. 12

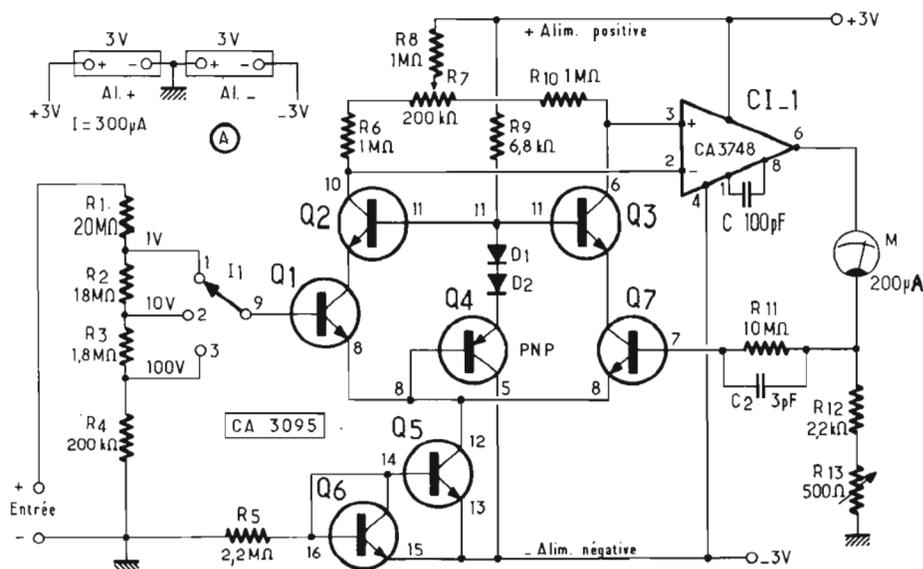


Fig. 11

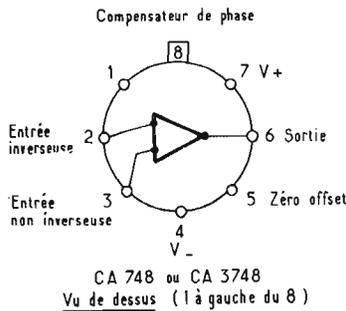


Fig. 13

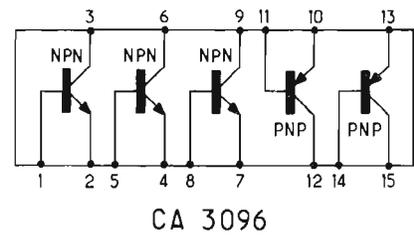
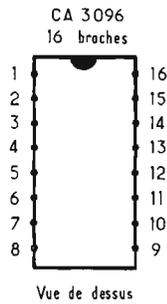
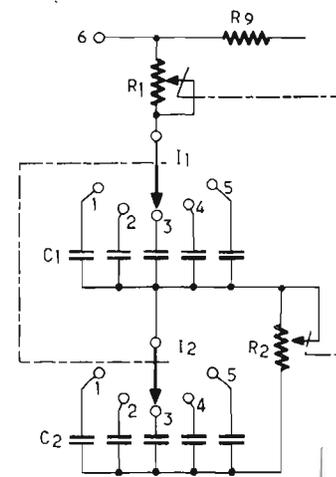
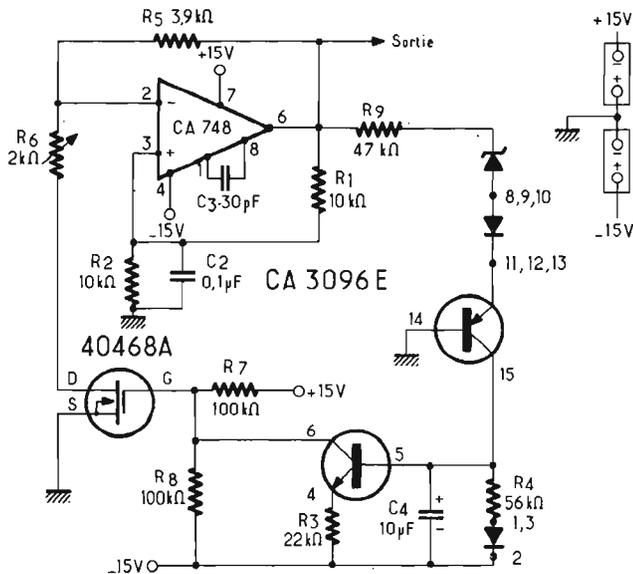


Fig. 15



D'autre part, il y a un réglage à effectuer avec le potentiomètre R_7 de 200 k Ω .

Pour la mise au point procéder comme suit :

1) Appliquer à l'entrée une tension bien connue, de 1 V ou 10 V ou 100 V, en plaçant I_1 en position correspondante. Utiliser pour cette opération un autre voltmètre très précis pour mesurer 1, 10 ou 100 V. Le laisser branché pendant cette opération.

2) Régler avec R_{12} , le courant du micro-ampèremètre M de façon à ce que l'index soit à la dernière division correspondant à 200 μ A.

3) Enlever la source de tension d'entrée, court-circuiter celle-ci et régler R_7 de façon à ramener l'index de M à zéro.

4) Répéter les opérations 2 et 3.

5) Vérifier à l'aide du montage de l'opération 2, que des tensions comprises entre zéro et le maximum de volts, sont indiquées correctement par M.

Si les indications n'étaient pas linéaires, il serait nécessaire d'étalonner M ou d'établir un tableau d'étalonnage. Vérifier aussi que les indications de M sont correctes sur les deux autres échelles.

Pour avoir les mêmes indications il faut que R_1 , R_2 , R_3 et R_4 soient exactes à $\pm 1\%$ près.

Le branchement du CA 3748 est le suivant :

- entrée non inverseuse, marquée + : point 3,
- entrée inverseuse marquée - : point 2,
- sortie point 6,
- + alimentation positive : point 7,

- - alimentation négative : point 4,
- compensation : points 1 et 8.

Le CA 3748 ou CA 748 est monté dans un boîtier à 8 fils comme indiqué à la figure 13, le point '8' est indiqué par l'ergot. Le CI est vu de dessus, donc avec le point 1 à gauche de l'ergot. Par contre, à noter que sur la figure 7 le CI est vu de dessous.

GENERATEUR EN PONT DE WIEN STABILISE

Ce montage est représenté à la figure 14 et utilise deux circuits intégrés, un CA 3096, un CA 748 et un transistor MOS 40468 A, tous des RCA.

Le brochage du CA 748 a été indiqué à la figure 13.

Celui du CA 3096 est indiqué à la figure 15.

L'identification des transistors se fait par les numéros des broches et on remarquera immédiatement que certains transistors sont montés en diodes et représentés ainsi sur le schéma de la figure 14.

Il n'y a donc en tout que trois composants actifs, les deux CI et le transistor 40468 A à effet de champ.

Ce montage est alimenté par deux sources de tension de 15 V chacune avec leur point commun à la masse.

Toutes les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma.

Ce générateur donne des signaux sinusoïdaux dont la fréquence est donnée par la formule :

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

avec f en hertz, R_1 en ohms, C_1 en farads, ou avec f en hertz, C_1 en microfarads et R_1 en mégohms.

De plus il faut que l'on ait :

$$R_2 = R_1, C_2 = C_1$$

La stabilité et la pureté du signal « sinusoïdal » (c'est-à-dire sans harmoniques) sont obtenues si l'égalité des éléments est atteinte à mieux que 0,4 %. Dans ce cas la distorsion sera inférieure à 0,002 %, d'après le document de la RCA.

En faisant $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$, la formule donne :

$$f = \frac{10^7}{2 \pi \cdot 10^4} \text{ Hz}$$

ou $f = 159 \text{ Hz}$.

La mise au point se fait à l'oscilloscope ou au distorsiomètre en réglant R_6 de 2 k Ω (potentiomètre monté en résistance variable ou ajustable).

Ce montage peut être

modifié pour obtenir d'autres fréquences pour les signaux de sortie, en donnant des valeurs différentes aux quatre composants R_1, R_2, C_1 et C_2 .

Si C_1 et C_2 sont multipliés par N , la fréquence sera N fois plus petite. Même résultat en multipliant R_1 et R_2 par N .

Exemple :

$C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$; $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 1590 \text{ Hz}$.

$C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $f = 15,9 \text{ Hz}$.

$C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $f = 159 \text{ Hz}$.

$C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 15900 \text{ Hz}$.

Dans la plupart des montages commerciaux des ponts de Wien, on fait varier C_1 et C_2 par bonds à l'aide d'un commutateur à plusieurs positions tandis que R_1 et R_2 sont les deux éléments d'un potentiomètre double. Cette variante est montrée à la figure 16.

On utilisera des commutateurs I_1 - I_2 à cinq positions dont les capacités auront les valeurs suivantes :

C_1 et C_2	Pos.
1 μF	1
0,1 μF	2
10 nF	3
1 nF	4
100 pF	5

Ces deux commutateurs seront conjugués de façon à ce qu'il y ait toujours $C_1 = C_2$ pour une même position. D'autre part R_1 et R_2 seront des potentiomètres de 50 k Ω linéaires dont les résistances en service devront être égales en toute position du curseur.

Les gammes obtenues seront, dans ces conditions, faciles à déterminer.

En position 1, $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$.

Si $R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ la fréquence sera :

$$f = \frac{10^6}{2 \pi \cdot 10^3 \cdot 5} = \frac{100}{\pi} = 31,8 \text{ Hz}$$

Si $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$ et $R_1 = R_2 = 50 \text{ k}\Omega$, la fréquence sera, évidemment 10 fois plus petite, donc 3,18 Hz.

Donc la gamme 1 sera 3,18 à 31,8 Hz et par conséquent, les gammes suivantes seront :

Gamme 2 : 31,8 à 318 Hz.

Gamme 3 : 318 à 3180 Hz.

Gamme 4 : 3180 à 31800 Hz.

Gamme 5 : 31800 à 318000 Hz.

A noter toutefois que le document RCA d'où nous avons extrait le schéma de la figure 14, n'indique pas les limites des fréquences des signaux de sortie que ce montage peut fournir.

RADIO-CHAMPERRET

A votre service depuis 1935, même direction 12, place de la Porte Champerret 75017 PARIS - Téléphone 754-60-41 - C.C.P. PARIS 1568-33 - M^o Champerret Ouvert de 8 h 30 à 12 h 30 et 14 h à 19 h - Fermé le lundi matin (sauf 1/8 au 8/9 lundi complet)

Envois. Paiement à la commande ou 1/4 solde contre remboursement
Envois contre remboursement majorés de 6 F sur prix franco
Pour toute demande de renseignements, joindre 1 F en timbres

Nos PROMOTIONS et NOUVEAUTÉS

Voyagez sans parasites avec l'auto-radio
CRITERIUM EXPORT F.M.
« Sonolor »



PO-GO-F.M. 12 V.

- Avec H.P. coffret, inclinable
- Tonalité variable
- Possibilité H.P. supplémentaire
- Prise lecteur cassettes
- Montage encastré ou sous tableau de bord (170 x 45 Prof. 110)
- Anti-parasites
- Garantie « Sonolor »

EXCEPTIONNEL

Complet net 255. - Franco 270.-

Ecoutez ESPAGNE ou PORTUGAL facilement avec **CIRM**
« Super-quartz »



OC-PO-GO

- Oscillateur piloté par quartz
- 3 fréquences O.C. préréglées
- Stabilité automatique
- Prise antenne
- Prise enregistrement
- Prise HPS ou écouteur complet avec piles et cadre H.F.

Net 535. - Franco 550.-



« RADIO-REVEIL »
1975
« SIGNAL »
TYPE 601

RADIO-REVEIL. Poste à transistors (7 T + 1 D) PO-GO.
Réveil automatique. Sur le poste de votre choix à l'heure désirée. Complet pile, écouteur. Housse cuir, dragonne, courroie. Prise antenne.
Net ... 185,00 - Franco . 195,00
(Garantie 1 an)

« RADIOLA - PHILIPS »
NOUVEAUX MODELES 1975



RA 232 TK7 « COMPACT ». PO-GO.
Lecteur cassette, 6 W, 10 tr. + 5 diodes. Défilement rapide vers l'avant. Tonalité réglable. 12 V (175 x 160 x 52) encastrable (sans HP).
Net ... 440,00 - Franco . 455,00
RA 332 TK7-PO-GO comme RA 232, mais 3 stations préréglées en GO. Livré avec HP coffret.
Net ... 525,00 - Franco . 540,00
RA 342T PO. GO lecteur cassettes stéréo 2 canaux de 6 watts. Balance réglable équilibrage des 2 voies, arrêt automatique de fin de bande, cassettes mono ou stéréo. Tonalité réglable. Défilement rapide. 12 V. (178 x 150 x 61). Livré avec cache, sans H.P. ni condensateurs.
Net ... 620,00 - Franco . 640,00

SANS FIL SANS COURANT PARTOUT



avec le soudeur WAHL (Import. U.S.A.)
Léger, maniable
Rapide, pratique
Eclairage du point de soudure
Rendement
60 à 150 points sans recharge

Poids : 50 g. Long. : 20 cm. Temp. : 350°. Puissance : 50 W. Recharge automatique en 220 V avec arrêt par disjoncteur de surcharge.

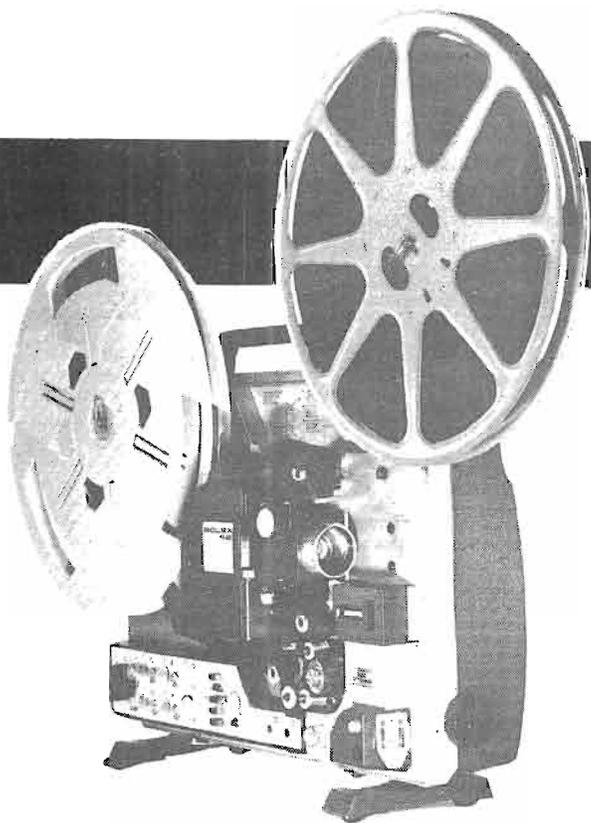
Indispensable pour travaux fins, dépannages extérieurs, tous soudages à l'étain. Livré complet avec socle chargeur et pane.
Prix ... 165,00 - Franco 175,00

Cordon spécial pour fonctionnement sur 12 V continu : 47,00 - Franco 51,00. Pane recharge : 21,00 - Franco 24,00.
« TUNER EXTENSION », permet de souder des endroits inaccessibles, grâce à sa longueur : 110 mm.
Prix ... 34,00 - Franco . 37,00
(Notice sur demande)

MINITRENTE 30 W

ENFIN !! Le nouveau pistolet soudeur « ENGEL » Minitrente S. Indispensable pour travaux fins de soudure (circuits imprimés et intégrés, micro-soudures, transistors). Temps de chauffe 6 s. Poids 340 g. 30 W. Livré dans une housse avec pane WB et tournevis. en 220 volts. Net 67,00 Franco 74,00
TYPE B.T. 110-220 V
Pane WB Net 78,00 Franco 83,00
rechange Net 7 00 Franco 9,50

NOUVEAUTES TECHNIQUES ET CONSEILS PRATIQUES



LES PROGRES DES MATÉRIELS AUDIOVISUELS

LES progrès des matériels audiovisuels sont indéniables, malgré les difficultés de certaines de leurs utilisations, en particulier dans l'enseignement.

On peut évaluer à 160 millions de francs le chiffre d'affaires réalisé en 1974 par les constructeurs et les importateurs de matériel « audiovisuel et communication » en France, contre 142 millions en 1973, soit une progression plus faible que prévue de 12,7 %. Les objectifs du VI^e Plan sont loin d'être atteints, mais l'on s'est maintenu dans l'ordre de grandeur des trois années précédentes : en moyenne 13 % de 1971 à 1973.

Par grandes catégories de techniques, le détail du chiffre d'affaires est le suivant (en millions de francs) : 27 contre 25 pour les images fixes, 22 contre 20 pour les images animées, 42 contre 39 pour le son, et 69 contre 58 pour la technique « télévision ».

PROJECTEUR SONORE DOUBLE BANDE

La photographie d'amateur est, sans doute, évidemment beaucoup plus répandue que le cinéma sur film réduit et cette différence est due, d'abord, aux caractéristiques également différentes des matériels utilisés. Le cinéma exige toujours une caméra et un projecteur plus ou moins complexes et plus ou moins coûteux, et il y a très souvent, à notre époque où l'on désire la rapidité et, le plus souvent, des systèmes automatisés et des différences de procédés et de traitements en faveur de la photographie.

Le « film de famille » constitue souvent le but de l'amateur. Le souvenir des premiers pas d'un enfant, l'inscription des événements simples, mais émouvants de la vie familiale, justifie l'achat d'une caméra ; elle peut être d'un modèle très simple et bon marché et conservée presque constamment dans la poche, même pendant les déplacements de week-end.

La caméra utilisée par l'amateur « familial » est ainsi très simple et les films réalisés sont, la plupart du temps, utilisés tels quels, sans aucun montage, dès le retour du laboratoire. L'emploi de projecteurs, rarement encore sonores, à chargement et rebobinage automatiques, réduit au minimum les pertes de temps.

Mais les conditions ne sont plus les mêmes, dès que l'opérateur veut passer au stade supérieur, et obtenir avec des appareils de cinéma des résultats de qualité équivalente à celle qu'on peut atteindre avec des caméras photographiques modernes et toutes leurs possibilités.

Il faut alors adopter une caméra Super-8 avec un objectif zoom, du type réflex, à contrôle automatique de l'ouverture du diaphragme, et qui peut, d'ailleurs, être sonore, puis un projecteur muet ou sonore de qualité, une visionneuse et des accessoires pour le montage.

Le matériel devient plus coûteux et plus complexe, et surtout, il faut vraiment utiliser au maximum les possibilités du cinéma et

consacrer beaucoup de temps à son passe-temps favori.

Bien souvent, il devient nécessaire de préparer la prise de vue en établissant un scénario ou, tout au moins, un schéma plus ou moins détaillé, même s'il s'agit d'un film de voyage ou d'un documentaire. Il ne s'agit plus de filmer à un instant quelconque au hasard des lieux et des événements, mais d'établir réellement, avant la prise de vue, l'ensemble de l'œuvre à réaliser.

La prise de vue exige des précautions ; s'il s'agit d'un véritable scénario, elle peut exiger beaucoup de temps, même si l'on n'adopte pas les méthodes des metteurs en scène professionnels, qui font recommencer les prises de vues d'une séquence souvent huit ou dix fois.

Une fois le film réalisé, le travail n'est pas terminé ; il faut le monter, c'est-à-dire éliminer les parties inutiles et les séquences défectueuses, les assembler bout à bout ou les insérer dans l'ordre correspondant aux nécessités de l'œuvre ou du scénario. Cela nécessite parfois de longues jour-

nées pour visionner, contrôler, et coller avec tout le soin, l'habileté et le sens artistique utiles.

La sonorisation complète le travail ; elle exige aussi une préparation pour la mise au point du commentaire, du fond musical, des bruits, et un travail supplémentaire distinct. La plupart du temps, elle est encore réalisée après coup, au moyen d'un projecteur sonore et non d'une caméra à prises de sons et de vues simultanées. Le montage d'un film sonore réalisé au moment de la prise de vue est d'ailleurs particulièrement délicat.

Le cinéma d'amateur peut ainsi donner beaucoup de satisfactions à ses adeptes, mais, à condition de pouvoir y consacrer beaucoup de loisirs, si l'on veut réaliser des œuvres vraiment intéressantes et originales.

Sinon, il faut être plus modeste, et se contenter de films familiaux, documentaires, ou d'actualité qui n'exigent guère de préparations difficiles et longues et peuvent être utilisés avec un montage rudimentaire. Les résultats obtenus sont, sans doute, moins remarquables, mais ils sont suffisants pour la projection familiale ou des spectateurs choisis dans un cercle restreint.

Le cinéma d'amateur ainsi considéré n'exclut nullement la photographie de haute qualité, d'autant plus que les projections en couleurs sonorisées ont augmenté l'intérêt des diapositives couleurs. Cinéma, et photographie ne sont plus alors concurrents, mais complémentaires, et leur combinaison est, sans doute, la meilleure solution à conseiller.

L'ESSAI DES FLASHES ÉLECTRONIQUES

Les flashes électroniques, simples ou avec computer, sont des appareils de plus en plus répandus et qui donnent, la plupart du temps, d'excellents résultats, d'autant plus qu'ils comportent généralement sur leur boîtier des cadrans indicateurs faisant connaître d'une manière très précise l'ouverture du diaphragme à utiliser, suivant la sensibilité de l'émulsion et la distance du sujet. Mais, pour obtenir les meilleurs résultats, il est cependant quelquefois utile de contrôler les caractéristiques exactes du flash utilisé, car, dans une même série et un même fabricant, il peut y avoir des variations plus ou moins importantes.

Dans ce but, on peut effectuer des essais simples permettant, en particulier, de vérifier le synchronisme exact de l'appareil, et le nombre-guide nécessaire, c'est-à-dire le facteur qui indique l'ouverture du diaphragme employé suivant la distance du sujet à la caméra.

Pour contrôler ce nombre-guide, il suffit de fixer le flash sur l'appareil, et de placer le sujet à une distance correspondant à une certaine ouverture du diaphragme indiquée par le calculateur placé sur le boîtier du flash.

Effectuons la mise au point pour cette distance. Réglons l'ouverture du diaphragme sur la valeur indiquée par le calculateur, par exemple F 8, éteignons la lumière, et effectuons une prise de vue d'un sujet quelconque, par exemple, le visage d'un ami.

Répétons la même opération pour d'autres ouvertures du diaphragme plus faibles, par exemple, F II, et plus fortes, F 5,6, F 4, F 2,8, et au-delà, si l'ouverture de l'objectif le permet. Notons à chaque prise de vue l'ouverture du diaphragme utilisée.

Puis, faisons développer le film, et vérifions les densités des clichés obtenus, et nous pouvons contrôler quelle est l'ouverture du diaphragme qui a permis d'obtenir la plus grande densité.

Ce simple contrôle nous permettra de vérifier si le nombre-guide indiqué par le fabricant est ou non précis ou approximatif. Nous aurons ainsi trouvé un facteur de compensation en plus ou en moins, qui nous permettra, bien souvent, d'améliorer les résultats obtenus, quelles que soient les conditions de la prise de vue.

PHOTOGRAPHIE ET CINÉMA D'AMATEURS

Comme nous l'avons indiqué à plusieurs reprises dans cette chronique, le projecteur sonore de cinéma « double bande » offre de grandes possibilités, et seul son prix et sa complexité présentent des inconvénients.

La séparation du film muet et de la bande magnétique portant le son permet, en effet, d'utiliser une bande magnétique de largeur normale défilant à une vitesse plus grande que celle du film, de sorte que le son obtenu est excellent, et a une qualité comparable à celle qu'on atteint avec des magnétophones de haute qualité. La synchronisation entre les ima-

ges et les sons peut aussi, à la fois, être précise et souple, et le montage est plus facile.

Tout au moins en 16 mm, il existe des modèles récents et pratiques pour la mise en œuvre de ce procédé. C'est ainsi qu'un dispositif Eiki, présenté par Techni-Ciné-Phot, permet une adaptation double bande pour l'utilisation des projecteurs « son optique » également en « son magnétique », en utilisant des bandes magnétiques perforées au standard 16 mm. (Fig. 1).

nous avons déjà signalé des dispositifs de ce genre. On peut utiliser pour cette adaptation, soit une platine de lecteur seul, soit une platine permettant l'enregistrement et la lecture. Le boîtier autonome est adaptable instantanément au projecteur primitif, ou bien l'ensemble peut être réalisé comme un projecteur monobloc à double bande compact.

Dans le premier cas, il suffit d'adapter la platine double bande à l'axe du débiteur d'entrée du projecteur, sans aucune modification de cette dernière, en perçant simplement un trou dans le couvercle, et sans changer le moteur du projecteur, qui permet d'obtenir une stabilité de vitesse suffisante.

Il est ainsi possible d'adapter le système sur des projecteurs antérieurs, ou d'acheter un projecteur ne comportant pas de son magnétique et de lui adapter ultérieurement le système double bande. Cette platine double bande peut, à volonté, s'il y a lieu, être utilisée sur plusieurs projecteurs dans le cas de grandes installations.

On peut également utiliser un moteur synchrone qui assure une

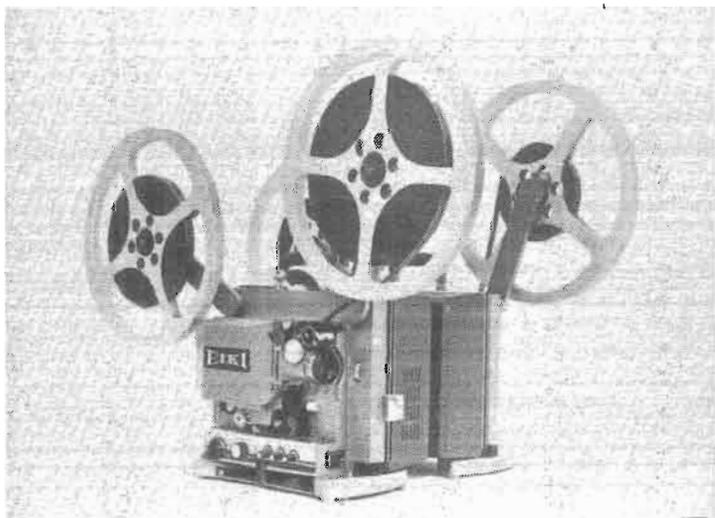


Fig. 1



Fig. 2

grande stabilité de l'ordre de $\pm 0,1\%$, les bobines utilisées peuvent recevoir des « galettes » de bande magnétique de 600 mètres, la platine permet la marche avant et arrière et le réembobinage rapide.

Un premier modèle permet ainsi la lecture de toutes bandes magnétiques perforées standard, au moyen d'un préamplificateur doté d'un système de réglage de tonalité pour sons graves et aigus séparés. Une prise de sortie à basse impédance permet le raccordement à l'amplificateur du projecteur, s'il existe, et une autre sortie à un niveau de 100 mV assure, si on le désire, le branchement sur tout autre amplificateur de puissance extérieur relié au haut-parleur habituel.

Un autre type de platine permet, non seulement la lecture, mais l'enregistrement sur une bande magnétique perforée « pleine piste » comme dans le premier cas ; mais, il est possible d'utiliser des têtes magnétiques demi ou quart de piste à volonté, car les modèles de têtes sont enfilables.

Cette platine permet l'enregistrement microphonique des signaux sonores quelconques de musique, et de bruits, avec liaison à un phonocapteur, et le contrôle par casque téléphonique et monitoring. Des poulies spéciales permettent d'utiliser l'appareil avec une cadence de 25 images par seconde pour la télévision en circuit fermé, le télé-cinéma, l'adaptation à des vidéoscopes.

PROJECTEUR DE DIAPOSITIVES À TRÈS GRANDE PUISSANCE

Les projecteurs de diapositives à magasins à rangement rectiligne ou circulaire comportent généralement des lampes halogènes d'une puissance de l'ordre de 100 ou 150 watts, qui donnent d'excellents résultats dans des conditions normales d'utilisation, avec l'appareil situé à quelques mètres de l'écran, et des largeurs d'écran de l'ordre de 1,50 m à 2 m, par exemple.

Mais, pour l'enseignement, la documentation, la publicité, la formation, les usages semi-professionnels, il peut être utile d'obtenir des images de plus grandes surfaces encore, en plaçant le projecteur à des distances encore plus grandes de l'écran.

Un nouveau projecteur de diapositives 24 x 36 à très grande puissance Eiki utilise une nouvelle lampe xénon 350 watts à très grand rendement lumineux, de longue durée, de l'ordre de 1 000 heures, montée en position horizontale ce qui permet d'obtenir, comme nous l'avons expliqué dans des études antérieures, une utilisation optimale du flux lumineux.

Cet appareil utilise, en fait, un projecteur Carousel Kodak à magasin circulaire, la modification est d'ordre optique et porte sur le condenseur et le système anti-calories nécessaire, en raison de la grande puissance lumineuse utilisée. (Fig. 2)

Le projecteur conserve ses possibilités habituelles : projection en avant et en arrière, passage automatique des vues par « timer », possibilités de programmation, commande à distance, synchronisation, système de fondu simple ou enchaîné.

La puissance lumineuse de ce projecteur atteint 2 500 lux et la température de couleur est de l'ordre de 6 000° K, ce qui assure des résultats exceptionnels pour les projections de très grandes surfaces et à grande distance. On peut ainsi obtenir une image de 8 mètres de base à une distance de 50 mètres.

L'ADAPTATEUR POUR LA PROJECTION SANS FIN

Pour un certain nombre d'applications : la documentation, l'enseignement, les démonstrations, la publicité, il peut être intéressant d'effectuer des projections sans fin, en employant des bandes de films quelconques, mais, dans ce cas, il faut employer un système additionnel avec une galette de film qui se reforme constamment au fur et à mesure du déroulement, avec une spire extérieure débitrice, et une spire intérieure réceptrice, par exemple.

Un adaptateur de ce genre constitué par un dérouleur continu à boucle sans fin est représenté sur la figure 3.

C'est un appareil très robuste et très fiable, équipé pour fonction-

ner sans arrêt sur des stands, dans des vitrines, dans les expositions, etc. Il contient 150 mètres de film, dont l'entraînement n'est pas assuré par la traction du film, mais par un dispositif mécanique ce qui réduit l'usure et les risques de rayures.

MAGNÉTOPHONE SPÉCIAL AUDIOVISUEL

Pour sonoriser les projecteurs de diapositives, sinon les projecteurs de cinéma, on peut employer un magnétophone à cassette avec un dispositif de synchronisation des sons et des images monté entre le magnétophone et le projecteur. Ce magnétophone à cassette est normalement un appareil à deux pistes, dont l'une porte le son et l'autre porte les « tops » de synchronisme, destinés à déclencher le passage successif automatique des diapositives.

Un nouveau magnétophone à cassette « Wollensak » 9588 AV est destiné spécialement à assurer des programmes audiovisuels et présente la particularité de comporter un dispositif de synchronisation intégré. Il peut donc être raccordé directement au projecteur de diapositives sans aucun système intermédiaire.

Ce magnétophone possède un bouton-poussoir qui s'éclaire lors de l'enregistrement des impulsions de synchronisation, et pendant la lecture pour indiquer la

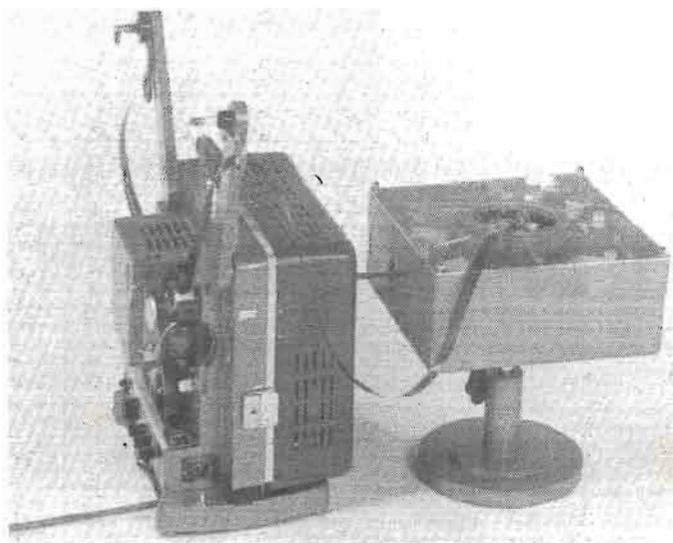


Fig. 3

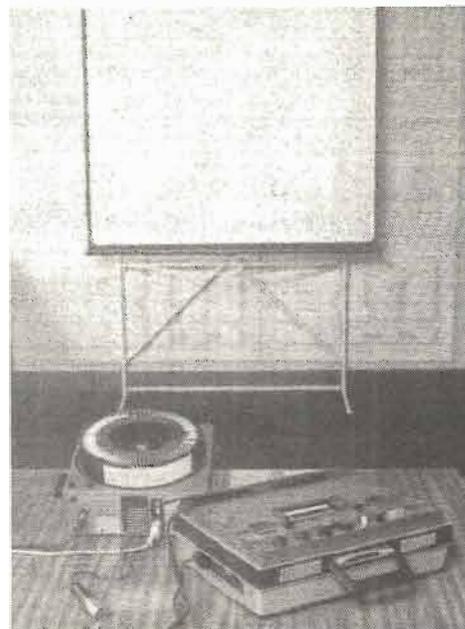


Fig. 4

présence des signaux repères. Les impulsions de synchronisation peuvent être facilement augmentées en nombre, effacées ou déplacées, sans pour cela perturber l'enregistrement.

Cet appareil permet, de plus, l'intervention directe par micro, pour ajouter des commentaires personnels à une présentation enregistrée.

L'enregistrement et la lecture des impulsions à partir de sources extérieures sont rendus possibles, grâce à des prises spéciales d'entrée et de sortie, raccordées au canal de contrôle de la synchronisation. Cet aménagement permet la duplication une par une de cassettes portant les informations audio et synchro. (Fig. 4).

Ce magnétophone à cassette synchroniseur son/image est particulièrement robuste et simple d'utilisation; il possède un amplificateur puissant à semi-conducteurs, suffisamment autonome pour animer un auditorium en utilisant des haut-parleurs supplémentaires.

LA DUPLICATION RAPIDE DES CASSETTES

Il est utile, dans un grand nombre de cas, d'obtenir des copies d'un premier enregistrement sur cassette de bande magnétique pour la documentation, l'enseignement, la formation, la sonorisation, sinon pour une édition restreinte d'une œuvre artistique, et le problème de la duplication peut offrir des difficultés.

Un nouveau duplicateur de cassette compact « Wollensak » permet, à partir d'une première

cassette mère, de réaliser simultanément deux copies, avec une vitesse atteignant 16 fois la vitesse de défilement normal d'une cassette. La copie des deux faces des deux cassettes C 30 s'effectue ainsi en moins d'une minute. (Fig. 5).

Le reboinage de la cassette mère et des copies peut s'effectuer à la fin du programme sur simple réglage; les cassettes peuvent, d'autre part, s'arrêter ou se rebobiner automatiquement en fin de bande.

Un dispositif spécial « cassette guardian » détecte les cassettes bloquées ou les bandes trop courtes, et arrête automatiquement l'entraînement de la bande. Un voyant d'avertissement reste allumé sur chaque capteur, jusqu'à ce que la cassette défectueuse soit enlevée.

L'effacement des anciens programmes se fait automatiquement pendant le processus de duplication. Le duplicateur permet aussi de copier un nouveau programme sur une piste déjà enregistrée, tout en préservant l'enregistrement effectué sur l'autre piste.

Le duplicateur autorise la sélection des canaux. Il est ainsi possible de copier une piste à la fois, ou les deux simultanément.

L'appareil peut être raccordé à un ou plusieurs (10 au maximum) modules additionnels, qui copient chacun simultanément trois cassettes.

UN PROJECTEUR SONORE SUPER-8 ET SIMPLE-8 POUR AMATEURS EXIGEANTS

Le film « Super-8 » ou le « Simple-8 » permet désormais des usages de très haute qualité, et même semi-professionnels, sinon professionnels et, en tout cas, peut désormais satisfaire les amateurs les plus exigeants. Mais, dans ce but, il faut employer des projecteurs également de haute qualité, tant au point de vue optique que sonore, et possédant des dispositifs additionnels multiples.

Le projecteur **Elmo ST-1200**, peut être ainsi réalisé comme un appareil sonore magnétique et optique, un modèle sonore magnétique uniquement, ou sonore optique également.

Un bloc enregistrement à lecture permet la post-sonorisation, l'inscription ou la surimpression sur la piste magnétique du film, des sons qui n'auraient pas été inscrits directement au moment de la prise de vue. Cette opération est réalisée sans reboinage complet du film, après enregistrement d'une séquence sonore, car l'enregistrement reprend instantanément chaque fois qu'on le désire en cours de projection.

L'appareil comporte un appareil de mixage incorporé pour l'inscription simultanée du commentaire et du fond musical, avec enregistrement son sur son, et une boîte de mixage à quatre canons peut lui être adaptée.

Une nouvelle tête magnétique à cristal de ferrite adaptée pour la première fois sur un projecteur

Super-8 présente une grande résistance à l'abrasion, et assure une qualité de reproduction sonore pour une durée supérieure à 500 heures. Les contrôles de tonalité s'effectuent séparément sur les sons graves et aigus; l'amplificateur a une puissance de sortie de 10 watts, et actionne un haut-parleur électro-dynamique de grand diamètre.

La sélection des fonctions enregistrement, reproduction magnétique, ou lecture optique, est assurée par un simple bouton sélecteur; la capacité des bobines de 360 mètres en Super-8 permet d'obtenir des programmes de plus d'une heure.

Un interrupteur d'éclairage à deux positions permet d'accroître la luminosité de la lampe de 150 watts et de tripler sa longévité, le chargement du film est intégralement automatique.

L'objectif zoom F 1,3 a une distance focale de 15 à 25 mm mais, un zoom « longue focale » F 1,4 de 25 à 50 mm, est utilisable pour les projections en grande salle et en auditorium, tandis qu'un prisme pour projection plein jour est adaptable facilement sur l'objectif pour des images plus réduites, mais plus lumineuses, dans des conditions spéciales. (Fig. 6).

LA PROGRAMMATION PRATIQUE EN MULTIVISION

La multivision offre des avantages déjà signalés, avec la possibilité de construire l'image par éléments séparés et de la multiplier. Elle est réalisée désormais

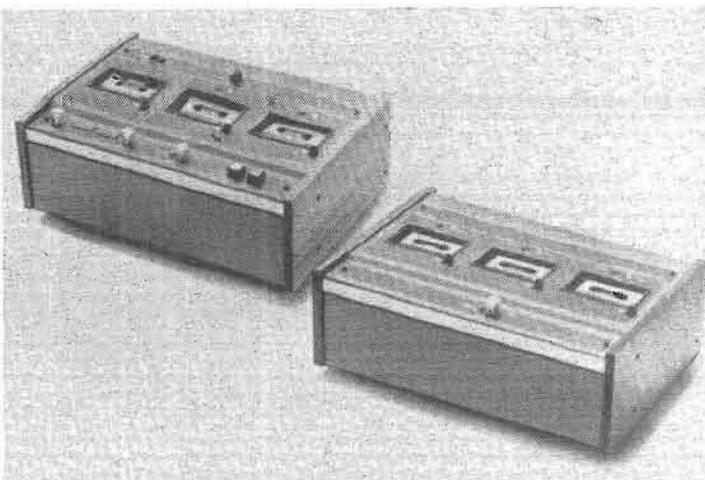


Fig. 5

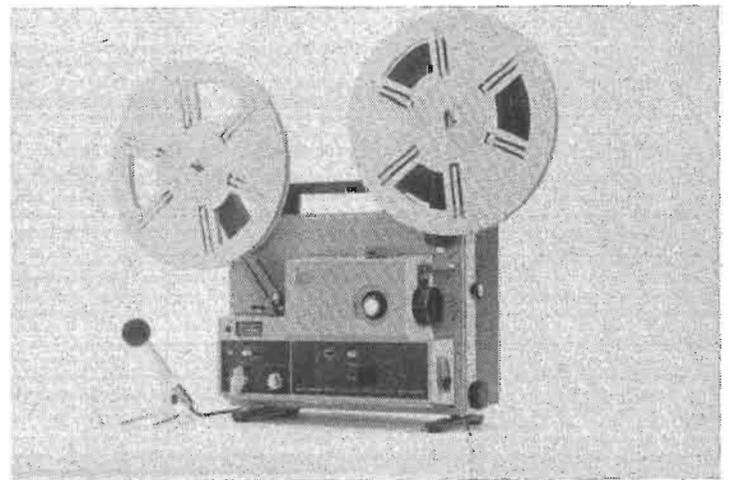


Fig. 6

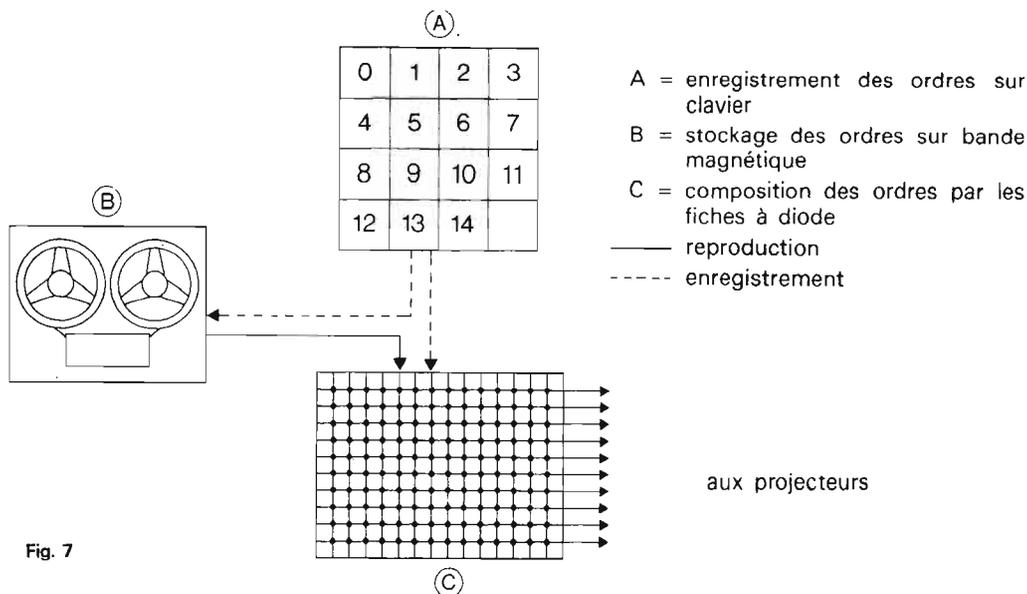


Fig. 7

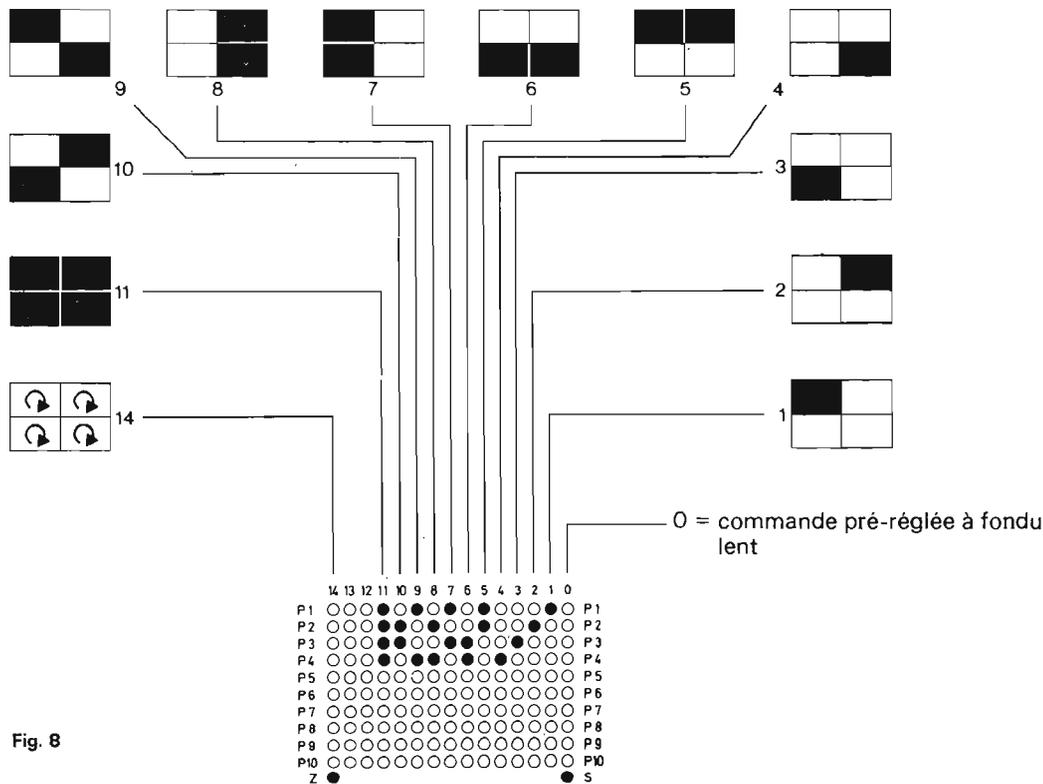


Fig. 8

LES CELLULES ÉLECTRIQUES MODERNES ET LEURS DISPOSITIONS SUR LES CAMÉRAS

Les posemètres électriques, distincts ou disposés dans les systèmes de commande automatique des caméras, comportent des cellules photoélectriques, dont les types ont été modifiés au fur et à mesure des progrès des appareils.

Les cellules au sélénium à couche d'arrêt photo-émettrices, c'est-à-dire qui produisent directement le courant ont, par suite, un montage très simple, mais leur sensibilité est proportionnelle à la surface de l'élément, et s'altère plus ou moins avec le temps, le courant est très faible, et les galvanomètres correspondants doivent être très sensibles, c'est-à-dire sont plus ou moins fragiles.

Malgré les résultats pratiques déjà obtenus et, en particulier, pour obtenir des commandes automatiques, on a ainsi adopté depuis 1958 des cellules au sulfure de cadmium (ou C 18) qui ne sont plus des éléments photo-émetteurs mais photo-résistants ; il faut donc, avec ces appareils, utiliser une pile en série pour pouvoir actionner un galvanomètre à indication directe, ou agissant sur l'ouverture du diaphragme de la caméra. (Fig. 9 A).

Ces cellules permettent d'obtenir un courant plus intense et, par suite, actionnent un système de contrôle plus robuste, leur stabilité est plus grande dans le temps, et l'encombrement peut être plus faible à sensibilité égale.

Les résultats sont, sans doute, bons, mais certains techniciens ne leur reprochent pas moins des inconvénients. Il y a un certain phénomène de rétention et de mémoire ; une lecture à un moment donné risque ainsi d'être

facilement au moyen de programmeurs à commande électronique, et elle peut être adaptée, en particulier, au projecteur Kodak bien connu Carousel SAV 2000.

Nous avons déjà signalé l'intérêt des appareils de ce genre. Ils permettent, à volonté, de programmer des changements de vues avec des projecteurs seuls, un groupe de projecteurs ou la totalité des projecteurs simultanément.

Plusieurs programmes interchangeables et pré-réglés peuvent être mis en place instantanément

sur le programmeur ; la programmation du spectacle, avec enregistrement sur bande magnétique des impulsions commandant les diverses combinaisons de projections, est facile ; un seul coup d'œil suffit pour contrôler tous les éléments, et une lampe témoin indique que l'ordre transmis a été interprété.

Le stockage des programmes peut être effectué avec n'importe quel magnétophone, mais, dans le cas des magnétophones à cassette, il faut utiliser un appareil spécial à deux pistes, dont l'une

destinée à la synchronisation et d'un des modèles décrits précédemment. Le générateur d'impulsions produit des groupes à une fréquence de 1,7 kHz ; chaque groupe est transmis à chacune des 15 commandes, et il est inutile d'utiliser un synchronisateur de vues.

Pour la reproduction, les groupes d'impulsions sont décodés par le décodeur incorporé du programmeur, et transmis à la grille de commande, sur laquelle des fiches les mettent en rapport avec les surfaces d'écrans corres-

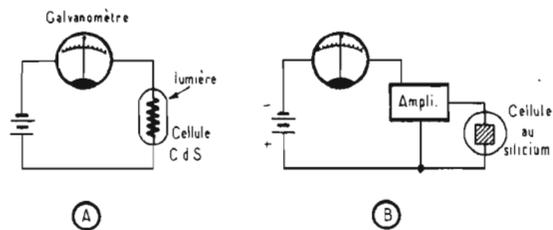


Fig. 9

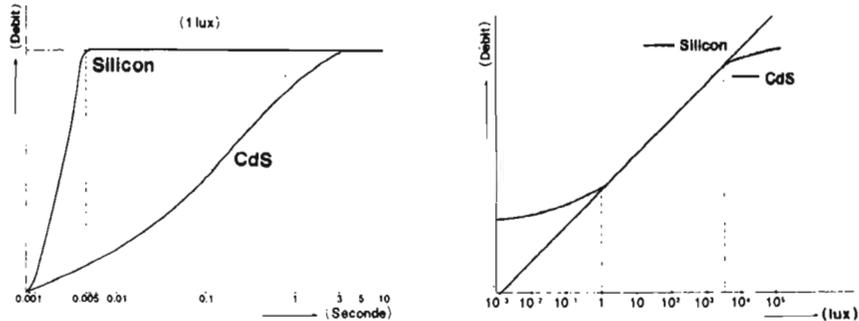


Fig. 10

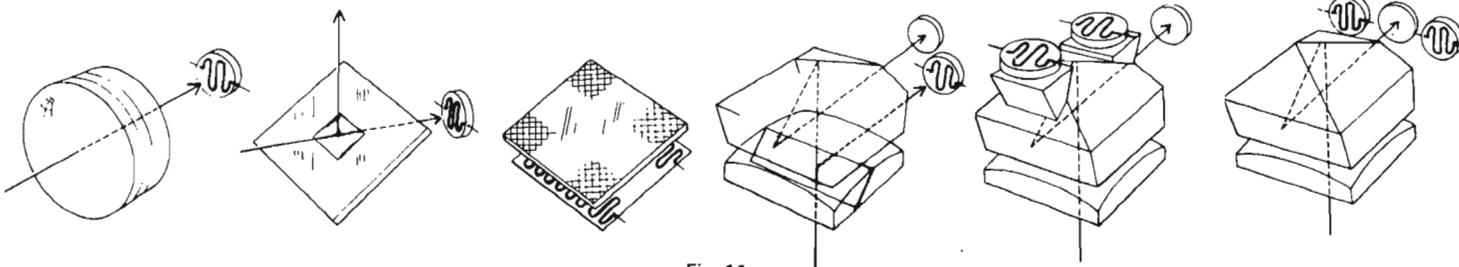


Fig. 11

influencée par un contrôle précédent, si l'on n'attend pas assez longtemps entre deux prises de vues. En outre, le sulfure de cadmium a une sensibilité chromatique assez différente de celle de l'œil, et décalée vers le rouge, de sorte que ses indications ont une précision variable suivant la couleur dominante du sujet.

C'est pourquoi, depuis 1970, on préconise l'usage des cellules au silicium, dernier né des éléments photo-sensibles pour caméra. Ce sont des systèmes photo-émetteurs mais le courant émis par le silicium est très faible, de sorte qu'il est nécessaire de l'amplifier pour pouvoir actionner un galvanomètre à lecture directe, et encore plus un système de contrôle de l'ouverture du diaphragme direct, ou à diodes photo-luminescentes. Les progrès de l'électronique et la miniaturisation des circuits intégrés ont cependant permis l'emploi de ces cellules dans les caméras photographiques. (Fig. 9 B). Ces éléments ne présentent plus de phénomènes de mémoire et de rétention, la constante de réponse est plus rapide, ce qui est intéressant pour les appareils automatiques.

De plus, il n'y a pas de phénomène de vieillissement rapide et, en employant l'amplificateur convenable, la sensibilité peut être très élevée; par contre, le prix de l'élément est plus élevé, le montage est plus coûteux, en raison

de la nécessité d'utiliser un amplificateur.

La cellule en sélénium a des dimensions analogues à celles de la cellule au sulfure de cadmium et produit de l'électricité en proportion de la lumière appliquée; elle réagit rapidement, même à faible éclairage.

Sans doute, la cellule au sulfure de cadmium, de même que la cellule au silicium, est encore trop sensible aux rayons rouges et infrarouges beaucoup plus que l'œil humain, mais heureusement les cellules utilisées dans les caméras peuvent être corrigées de façon à avoir une gamme spectrale assez analogue, comme on le voit sur les courbes ci-contre de la figure 10.

Il y a ainsi des différences pratiques plus ou moins sensibles entre ces cellules, mais, comme la cellule au silicium a une sensibilité sur une gamme spectrale plus étendue, il est plus facile théoriquement de la corriger pour la gamme spectrale désirée. On voit ainsi sur la figure 10 un graphique montrant la rapidité de réponse du silicium de cinq millisecondes comparée à celle du sulfure de cadmium de trois secondes, pour un éclairage de un lux.

On voit, de même, sur la figure 10 B, un graphique montrant le débit de la cellule au silicium, qui est linéaire pour une gamme de luminosités étendue, alors que la réponse linéaire de la cellule au

sulfure de cadmium ne s'étend que pour des éclairages compris entre 1 et 5500 Lux, la lumière du jour pouvant dépasser 25 000 Lux.

Mais il n'y a pas que la nature et les caractéristiques de cellules utilisées, qui entrent en ligne de compte pour le résultat obtenu dans les posemètres, il y a aussi la façon, dont elles sont montées et utilisées et disposées sur l'appareil. Celle-ci est désormais assez variée et on ne s'en rend pas toujours compte suffisamment.

Comme le montre la figure 11, les montages possibles sont ainsi désormais très divers. Il y a ainsi une seule cellule directement placée derrière l'objectif, ce qui ne peut pas être adopté pour les caméras reflex à un seul objectif, mais dans les caméras à télémètre genre Leica.

L'avantage consiste dans ce que la cellule reçoit directement la lumière, et que l'ouverture du diaphragme n'a pas d'effet sur la mesure, mais l'opération de détermination de l'ouverture de diaphragme est évidemment plus longue.

La cellule peut aussi être placée derrière un miroir semi-réfléchissant difficile à réaliser, ce qui est un procédé analogue, mais nécessite une séparation des faisceaux lumineux, et peut entraîner des pertes de brillance; par contre, ce procédé peut être employé dans les appareils reflex.

La cellule peut aussi être disposée derrière le miroir portant des fentes pour contrôler directement la lumière provenant de l'objectif sur une zone de lecture déterminée, ce qui réduit la lumière extérieure provenant de l'oculaire.

Dans un quatrième dispositif, la cellule contrôle la lumière provenant d'un prisme de séparation disposé dans le condenseur optique, ce qui permet d'effectuer le contrôle à toute ouverture ou, au contraire, sur une zone limitée, d'avoir des viseurs et des écrans interchangeables sans compensation, mais le contrôle avec un polariseur est difficile.

Deux cellules peuvent aussi être disposées sur la partie supérieure d'un prisme de lecture, avec des zones qui se recouvrent; c'est là un procédé employé en particulier sur les appareils Minolta, avec compensation de la lumière.

Enfin, les cellules peuvent être placées de chaque côté de l'oculaire du système de visée. C'est le système adopté sur beaucoup de caméras mono-objectifs reflex. Les avantages résident dans la simplicité et la symétrie, mais la lumière pénétrant par l'oculaire peut modifier la lecture; le changement de la plaque de visée nécessite une compensation de la mesure.

INITIATION

aux circuits intégrés logiques

LES MÉMOIRES

DANS le domaine des circuits intégrés logiques, on distingue deux types de mémoires.

a) Les mémoires Mortes ou R.O.M. (Read Only Memories)

Ces mémoires sont programmées une fois pour toutes, et on les utilise uniquement en lecture. De ce fait, elles ne présentent que peu d'intérêt pour l'amateur, néanmoins les lecteurs intéressés pourront consulter les catalogues des fabricants, ils trouveront tous les renseignements quant à l'utilisation de ces circuits.

b) Les mémoires vives à lecture écriture

On trouve couramment, et nous les étudierons ci-dessous, des mémoires à 4 bits, 16 bits et 64 bits. Certains fabricants proposent également des mémoires vives de 256 bits, pour celles-ci se reporter au catalogue des fabricants.

1 - MÉMOIRES 4 BITS

Nous avons déjà utilisé ce circuit lors de l'affichage mémorisé (articles précédents). Il s'agit du circuit SFC475 contenant 4 bascules indépendantes (sauf en ce qui concerne l'entrée Horloge, elles sont couplées 2 à 2) - brochage figure 1.

Chaque bascule comporte 1 entrée D, une entrée Horloge ainsi que deux sorties Q et \bar{Q} (Q étant toujours l'inverse de la sortie vraie Q).

Fonctionnement :

Tant que l'entrée Horloge est à l'état bas, l'entrée D n'est pas prise en compte et la sortie reste dans son état initial.

Lorsque l'entrée Horloge est à l'état haut, la sortie Q prend le même état que l'entrée (si durant le temps où l'horloge est à l'état haut l'entrée D change plusieurs fois d'état, la sortie Q suit cette entrée et prend les différents états).

Lorsque l'entrée H passe à zéro, la sortie Q conserve le dernier état et ceci jusqu'au moment où l'Horloge sera à nouveau à l'état haut.

Essais :

Connectez 4 témoins logiques sur les sorties Q. A l'aide de 4 inters faites une combinaison (fig. 2). Relier ensemble les deux entrées H.

Pour entrer ces données en mémoires, appuyez sur le poussoir Horloge de manière à envoyer une impulsion de niveau 1 sur l'entrée Horloge. A ce moment précis les sorties prennent la configuration présente sur les entrées :

- Relâchez le poussoir Horloge, les sorties ne changent pas.
- Modifiez les entrées, toujours pas de changement en sortie.
- Pour entrer de nouvelles données et supprimer les anciennes, envoyez une impulsion d'Horloge.

Note :

Les deux entrées Horloges du circuit intégré sont reliées ensemble.

2 - MÉMOIRES VIVES 16 BITS

Le brochage de ce circuit intégré est donné figure 3. Il est constitué de 16 bascules disposées selon une matrice de 4 x 4 (figure 4).

Quatre lignes d'adresse X et 4 lignes d'adresse Y permettent de sélectionner un bit à la fois. L'adressage de 1 bit se fait en mettant au niveau haut les deux lignes d'adresses correspondant au bit choisi.

Exemple : si nous voulons sélectionner le bit N° 10 (fig. 4), nous mettrons au niveau 1 la ligne 3C et la ligne 2Y.

Enregistrement :

Nous disposons de deux entrées écriture E0 et E1.

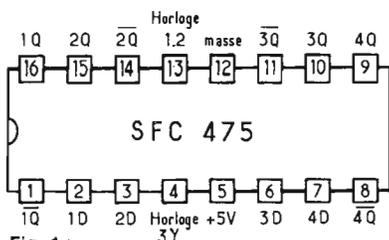


Fig. 1

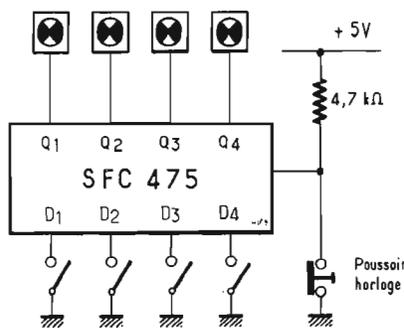


Fig. 2

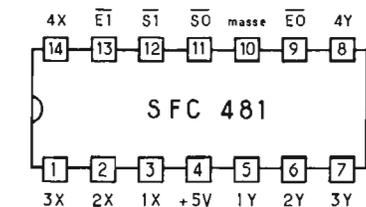


Fig. 3

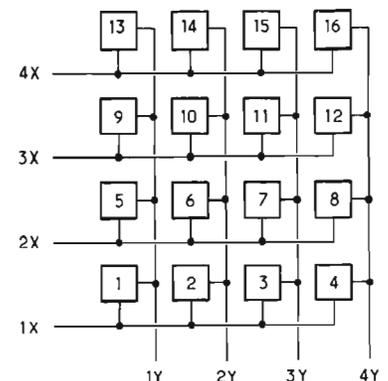


Fig. 4

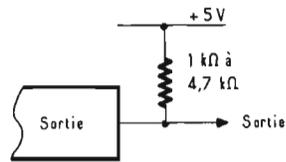


Fig. 5

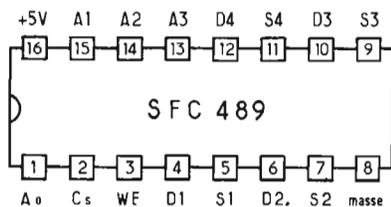


Fig. 6

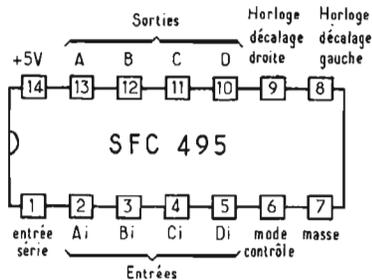


Fig. 8

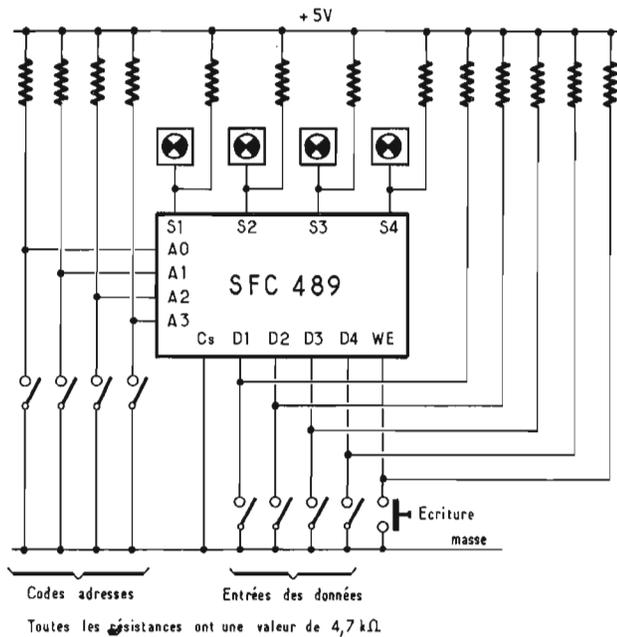


Fig. 7

— Si l'on désire entrer 1 dans la mémoire adressée, on porte l'entrée E_1 au niveau haut un court instant.

— Si l'on désire entrer un zéro dans la mémoire adressée, on porte l'entrée E_0 au niveau haut un court instant.

Note : Durant l'opération d'écriture, il n'est pas possible de lire le contenu de la mémoire.

Lecture :

On lit en permanence le bit qui est adressé. Nous avons deux sorties S_0 et S_1 . La sortie sollicitée passe à zéro.

Exemple : si dans la cellule adressée nous lisons 1, nous voyons S_1 passer à zéro (S_0 reste à 1), inversement S_0 passera à zéro si la cellule contient un zéro.

Le circuit de sortie

La sortie s'effectue sur collecteurs ouverts, il sera donc nécessaire de l'alimenter pour l'utiliser (figure 5).

Utilisation :

Sélectionner un bit en portant sa ligne X et sa colonne Y au niveau 1, les autres entrées X et Y seront reliées à la masse.

— Choisissez d'entrer 1 ou zéro dans la cellule en portant un court instant soit E_0 soit E_1 au niveau 1.

— Enregistrez ainsi plusieurs cellules en notant respectivement l'adresse et l'information que vous enregistrez.

— Reliez les deux sorties d'une part, au + 5 V au travers de deux résistances de 4,7 k Ω , d'autre part aux deux témoins logiques.

— Reprenez les adresses une à une, et vérifiez que l'information lue correspond bien à celle enregistrée.

Je vous rappelle que la sortie 1 ou la sortie zéro passent à l'état bas lorsqu'elle est sélectionnée.

Note :

La mémoire est donc en permanence en mode lecture, exceptée au moment où l'on applique un niveau 1 sur les entrées d'écriture E_0 et E_1 .

**3 - MÉMOIRES VIVES
64 BITS**

Le brochage de ce circuit intégré est donné figure 6. Les cellules de mémoires sont organisées en une matrice de 16 mots de 4 bits chacun. L'entrée CS permet de sélectionner un seul circuit intégré parmi plusieurs. L'entrée CS du circuit à sélectionner est portée au niveau bas.

Les entrées A_0 A_1 A_2 A_3 sont les entrées adresses. Chaque mot de 4 bits porte un numéro de 0 à 15 et ce numéro codé en binaire est appliqué sur les entrées d'adressage.

Exemple : le mot N° 11 sera sélectionné en appliquant :

- A_0 1
- A_1 1
- A_2 0
- A_3 1

Mise en mémoire :

L'entrée WE, qui commande le mode lecture ou écriture, sera mise à zéro en position écriture. Le mot à entrer est appliqué aux entrées D_1 D_2 D_3 D_4 . Dès que l'entrée WE est à nouveau à l'état haut le contenu de la mémoire est disponible.

Sorties :

Comme le circuit précédent, celui-ci a toutes ses sorties sur collecteurs ouverts. Les données qui apparaissent à la lecture sont l'inverse de celles enregistrées précédemment.

Essais :

Montez un circuit intégré sur support. Connectez l'alimentation, et réalisez le montage de figure 7.

Les niveaux logiques sont réalisés, soit en reliant l'entrée considérée au + 5 V par l'intermédiaire d'une résistance de 4,7 k Ω pour le niveau 1, soit directement à la masse par le niveau zéro.

Enregistrement :

— adresse 0000 afficher 0001 faire un contact bref de WE avec la masse

— adresse 0001 afficher 1001 faire un contact bref de WE avec la masse

— adresse 0010 afficher 0110 faire un contact bref de WE avec la masse

— adresse 0011 afficher 1111 faire un contact bref de WE avec la masse etc.

Lecture :

— adresse 0000 lire 1110

— adresse 0001 lire 0110

— adresse 0010 lire 1001

— adresse 0011 lire 0000 etc.

à l'enregistrement, si l'on change l'état des entrées, le seul état mis en mémoire est le dernier avant passage à 1 de l'entrée WE.

**LES REGISTRES
A DÉCALAGE**

1 - Registre à décalage droit, décalage gauche 4 bits (SFC 495)

Le brochage vous est donné figure 8.

— Le décalage à droite

Mette l'entrée mode contrôle au niveau bas, ce qui valide l'horloge 1.

Les données séries sont appliquées les unes après les autres, sur l'entrée série, et à chaque front descendant de l'horloge, on obtient un décalage de 1 bit vers la droite.

— Le chargement parallèle

Appliquez les 4 bits à charger

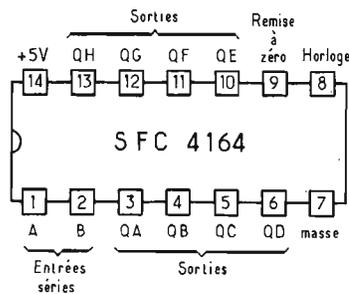


Fig. 9

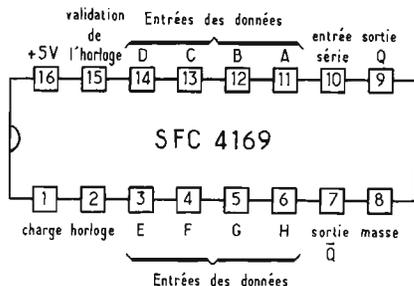
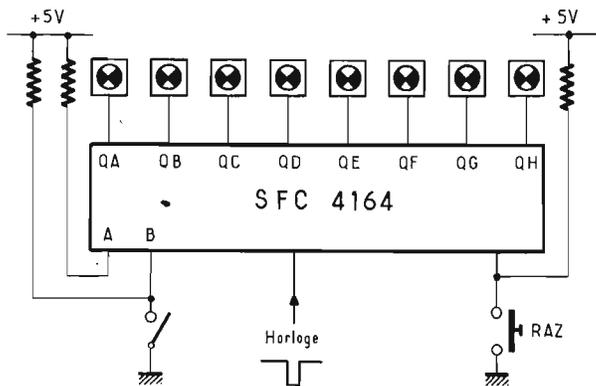


Fig. 11



Les résistances ont une valeur de 4,7 kΩ

Fig. 10

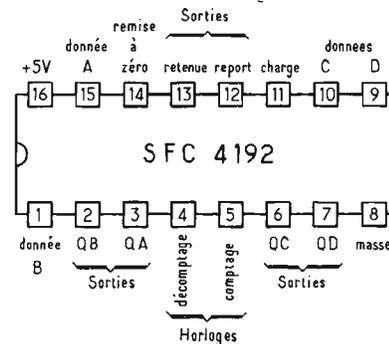


Fig. 12

sur les entrées Ai, Bi, Ci, Di. Mettre l'entrée contrôle mode en position haute, ce qui a pour effet de valider l'entrée horloge N° 2 au front descendant de l'horloge. Les 4 bits seront chargés et disponibles simultanément sur les sorties correspondantes.

— Décalage à gauche

Mettre l'entrée contrôle mode en position haute. Reliez la sortie de chaque bascule à l'entrée parallèle de la bascule précédente, Di devient alors l'entrée série.

Ce circuit intégré peut donc constituer une mémoire particulièrement intéressante, car elle permet l'entrée et la lecture, soit en série avec décalage droite, gauche ou parallèle.

Note : les deux entrées horloge peuvent être reliées ensemble. De cette manière, seule l'entrée mode contrôle déterminera le mode de chargement.

Essais :

— Connectez les 4 sorties à des témoins logiques.

— Reliez les deux entrées d'horloge à la sortie d'un circuit anti-rebond.

— **Décalage à droite :** Reliez l'entrée mode contrôle à la masse. — Appliquez les données (1 ou 0) sur l'entrée série, et à chaque impulsion d'horloge vous verrez se déplacer vers la droite les données entrées.

— **Chargement parallèle :** reliez l'entrée mode contrôle au + 5 V au travers d'une résistance de 4,7 kΩ. Au front descendant d'horloge les données présentes sur les entrées Ai, Bi, Ci, Di sont transférées sur les sorties correspondantes.

— Décalage à gauche :

Dans l'essai précédent relier respectivement : la sortie D à l'entrée Ci - La sortie C à l'entrée Bi - la sortie B à l'entrée Ai. L'entrée série est constituée par l'entrée Di. A chaque coup d'horloge les données présentes sur Di sont décalées vers la gauche.

Note : Il est possible d'augmenter la capacité de l'ensemble en mettant plusieurs circuits intégrés SFC495 en séries. L'entrée du second étant reliée à la sortie du premier, les entrées mode contrôle sont connectées entre elles, ainsi que les entrées horloges.

2 - Registre à décalage 8 bits (SFC 4164)

Il s'agit d'un registre à décalage entrées séries sorties parallèles.

Le brochage du circuit est donné figure 9.

— Ce circuit possède une remise à zéro indépendante de l'entrée horloge. Il suffit de relier l'entrée RAZ à la masse.

— Le chargement des données se fait sur deux entrées (A et B) dont l'une sert de validation. Si l'une est à zéro les données présentes sur l'autre ne sont pas prises en compte. Il est donc nécessaire de porter une entrée à 1 durant le temps où les données sont appliquées sur la seconde.

Le décalage à droite intervient sur le flanc montant de l'impulsion d'horloge.

Essais :

— Réalisez le montage de la figure 10. A chaque impulsion d'horloge les données présentes en B sont décalées vers la droite.

— Reliez A à la masse et vérifiez que les données sur B ne sont plus prises en compte.

3 - Registre à décalage entrée parallèle sortie série 8 bits (SFC 4165)

Le brochage de ce circuit vous est donné figure 11.

Les données à entrer seront présentées sur les entrées A B C D E F G H, le chargement est effectué en portant au niveau bas l'entrée « charge », cette entrée sera maintenue à 1 en dehors de l'opération.

A chaque impulsion d'horloge le contenu du registre se décale d'une position, chaque bit se présente donc à tour de rôle sur la

sortie Q (et son complément Q). L'horloge doit être validée par la mise à l'état bas de l'entrée validation.

LES COMPTEURS DÉCOMPTEURS

1 - Compteurs décompteurs décimaux prépositionnables à deux entrées d'horloge (SFC 4192) (fig. 12)

Ce circuit intégré comprend des portes, et 4 bascules JK interconnectées, de manière à former un diviseur par 10, pouvant fonctionner en compteur ou bien en décompteur, selon l'état de deux entrées d'horloge, l'une commandant le comptage, l'autre le décomptage.

Le code de sortie est le code BCD (8421), et la séquence de sortie est l'équivalent binaire des nombres décimaux de 0 à 9.

La décade est prépositionnable, c'est-à-dire qu'elle est capable de commencer le comptage à partir de tout nombre compris entre 0 et 9. Il suffit pour cela de présenter en binaire le nombre sur les entrées ABCD et de porter l'entrée de prépositionnement au niveau bas. Tout cela indépendamment des entrées d'horloge.

Que ce soit l'entrée horloge comptage, ou l'entrée horloge décomptage c'est le flanc montant de l'impulsion qui commande la décade.

Le circuit intégré comporte deux sorties, report et retenue, qui permettent d'assembler plusieurs compteurs de manière à réaliser des ensembles plus importants. La sortie retenue fournit une impulsion négative dont la largeur est égale à celle de l'impulsion d'horloge de décomptage, quand le compteur passe de 0 à 9. De même la sortie report donne une impulsion négative dont la largeur est celle de l'impulsion de l'horloge de comptage, quand le compteur passe de 9 à 0.

Une impulsion positive sur l'entrée de remise à zéro prépositionne les sorties au niveau bas.

Essais :

Réalisez le montage de figure 13.

— faire une remise à zéro en portant l'entrée RAZ du niveau haut par l'intermédiaire du poussoir qui la relie à la masse.

— les entrées horloge sont au niveau 1. Le fait d'appuyer sur les poussoirs horloges envoie des impulsions négatives. On enverra donc plusieurs impulsions par l'intermédiaire du poussoir comptage, tout en vérifiant la séquence sur les sorties.

— Le décomptage s'opère en appuyant sur le poussoir décomptage.

On enverra à chaque pression une impulsion négative sur l'entrée décomptage.

— Prépositionnement : à l'aide des interrupteurs (entrée des données de prépositionnement) réaliser une combinaison correspondant à un nombre compris entre 0 et 9. Envoyer une impulsion négative par l'intermédiaire du poussoir de prépositionnement. Les sorties prennent aussitôt l'état des entrées. Il est alors possible de poursuivre par un comptage ou par un décomptage.

2 - Compteurs décompteurs binaires prépositionnables à deux entrées d'horloge (SFC 4193) (fig. 14)

Similaire au compteur étudié précédemment le SFC 4193 offre la particularité de compter (ou décompter) en binaire, en suivant une séquence de 0 à 15.

On retrouve comme pour le précédent les entrées :

- horloge comptage,
- horloge décomptage,
- charge,
- entrées de données de prépositionnement,
- RAZ indépendant de l'horloge

ainsi que les sorties :

- A B C D (Codées en binaire),
- report et retenue qui permettent d'assembler plusieurs compteurs ensemble.

LES INTERFACES

1 - Double circuits interfaces à deux entrées SFC 5451 (brochage fig. 15)

Il comprend deux circuits Nand à deux entrées de caractéristiques identiques au SFC 400. Ce Nand est suivi par un transistor avec sortie sur collecteur ouvert dont les caractéristiques sont les suivantes :

Tension de sortie maximum : 30 V,

courant de collecteur maximum : 300 mA,

puissance maximum : 800 mW.

Le fonctionnement est le suivant :

— 2 entrées à l'état haut le transistor de sortie est bloqué.

— 1 entrée (ou les 2) à l'état bas, le transistor de sortie est conducteur.

Ce circuit intégré peut servir comme élément de puissance en sortie. Son courant relativement important lui permet de commander certaines lampes, relais, petit moteur dont la consommation est inférieure à 300 mA, sous une tension de 30 V maximum.

RÉALISATIONS

UN PROGRAMMATEUR...
Programmable.

Il s'agit d'une application directe des circuits à forte intégration que nous venons d'étudier.

Il permet d'effectuer des opérations différentes (jusqu'à 14) dans un ordre choisi. La même opération pouvant être répétée plusieurs fois. Le cycle complet est de 16 ordres différents, mais il peut être limité à quelques ordres au moment de la programmation, ou bien au contraire augmenté considérablement en répétant la totalité des 16 ordres, ou une partie en réalisant des boucles à l'intérieur du programme.

Exemple de programme :

— Nous pouvons réaliser 14 opérations différentes : A - B - C - D - E - F... N

— chaque ordre du tableau sera numéroté de 0 à 15.

Les exemples ci-dessous sont donnés à titre documentaire. Les opérations (A, B, C, D... N) peuvent être réalisées dans n'importe quel ordre, et plusieurs fois chacune si on le désire.

A - Limité à quelques ordres

Numéro ordre	exemple opération
0	B
1	N
2	A
3	B
4	RAZ

Programme très court, limité à quelques ordres. L'ordre N° 4 commande le retour à zéro, faisant ainsi démarrer un nouveau cycle.

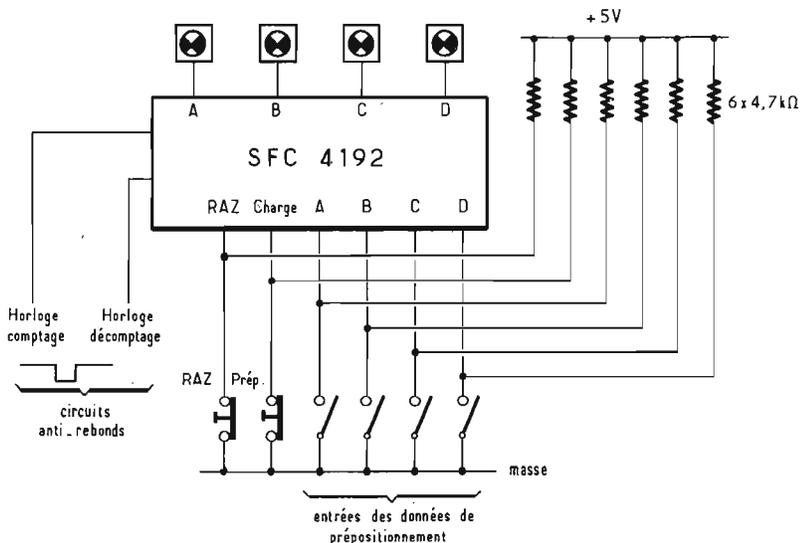


Fig. 13

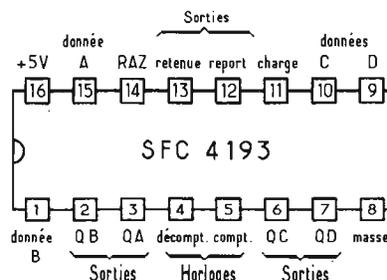


Fig. 14

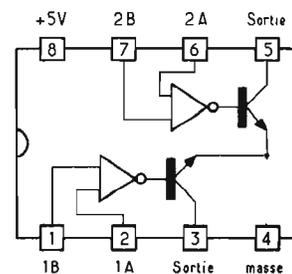


Fig. 15

B - Cycle complet de 16 ordres

Numéro ordre	opération
0	A
1	C
2	H
3	E
4	B
5	A
6	A
7	N
8	B
9	D
10	I
11	L
12	M
13	A
14	C
15	D

Programme utilisant tous les ordres. Il y aura retour à zéro automatiquement après l'ordre N° 15 et nous recommencerons un nouveau cycle.

C - Utilisation de boucles

Numéro ordre	opération
0	A
1	B
2	N
3	L
4	M
5	retour à 2
6	A
7	C
8	B
9	L
10	N
11	M
12	RAZ

Programme utilisant une boucle. La machine réalisera l'opération A puis B puis N puis L puis M à nouveau N L M, N L M... N L M pour arrêter le bouclage il existe deux possibilités :

- manuelle
- automatique.

L'interruption de boucle réalisée, la machine continuera l'ordre 6, 7... jusqu'à 12, où une remise à zéro fera recommencer le programme. Si l'interruption de la boucle est toujours en service, l'ordre de retour à 2 ne se réalisera pas et le programme continuera en ignorant la boucle.

D - Saut

Numéro ordre	opération
0	A
1	C
2	D
3	E
4	H
5	saut vert 8
6	B
7	B
8	A
9	N
10	L
11	M
12	C
13	M
14	-
15	-

Programme utilisant un saut. Le saut de 5 à 8 aura lieu uniquement s'il n'y a pas de sortie de boucle (voir 3^e programme).

Note : Il est possible qu'une des opérations corresponde à l'arrêt complet de la machine.

LE CIRCUIT (figure 16)

Etude du schéma :

A - Le compteur prépositionnable

A chaque impulsion sur l'entrée de l'horloge compteuse, celui-ci fournit au bloc mémoire l'adresse d'une cellule.

Les entrées RAZ et prépositionnement élargiront les possibilités de programmation.

B - Le bloc mémoire

Le compteur lui fournit régulièrement l'adresse d'une cellule. A son tour il transmet au démultiplexeur le contenu de la cellule mémoire, contenu qui correspond à une opération bien précise.

Il est bien entendu, nécessaire avant utilisation de charger le bloc mémoire, pour cela on dispose de 4 interrupteurs fournissant les codes des opérations.

- le compteur est mis à zéro,
- on réalise le code de la première opération,
- on le charge par une pression sur le poussoir enregistrement,

- le poussoir relâché, le témoin lumineux correspondant à l'opération doit s'allumer,

- on envoie une impulsion sur le compteur,

- on réalise le code de la deuxième opération,

- on le charge par une pression sur le poussoir enregistrement.

- le poussoir relâché le témoin lumineux correspondant à la deuxième opération doit s'allumer,

- on envoie une impulsion sur le compteur,

- ainsi de suite on mémorise toutes les opérations.

C - Le démultiplexeur

Le contenu de la mémoire est transféré sur les entrées du circuit démultiplexeur, ce qui a pour cause de mettre à l'état bas une seule sortie (celle correspondant au code des entrées).

Grâce aux circuits SFC 407 un témoin lumineux s'allume, il s'agit de celui qui correspond à l'opération codée dans la cellule de mémoire, sélectionnée par le compteur.

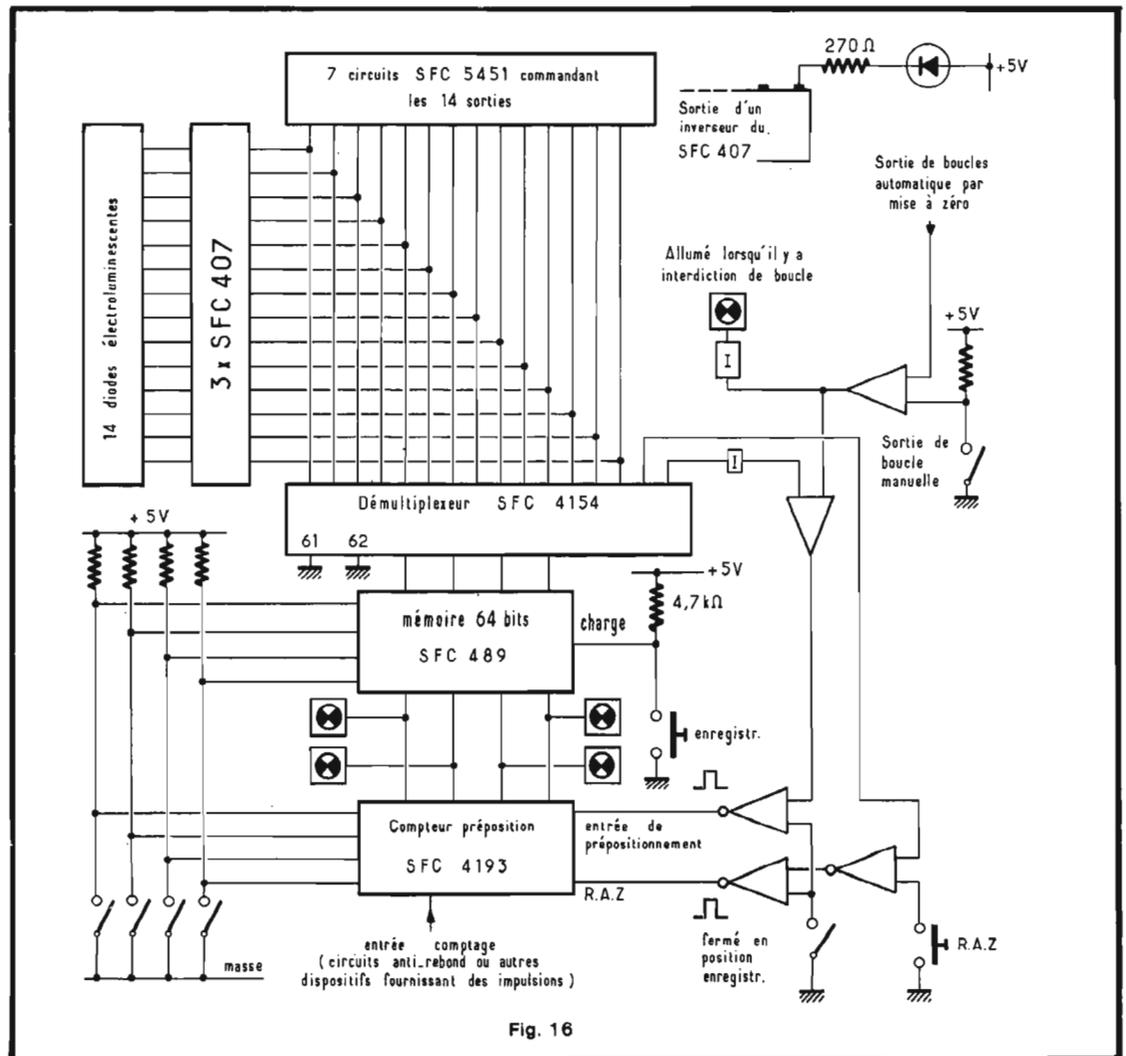


Fig. 16

D - Le circuit de sortie

Il est constitué par 7 circuits SFC 5451.

On relie ensemble les deux entrées de chaque porte. La sortie de chaque circuit peut commander un relais, ou tout autre appareil pourvu que la consommation soit inférieure à 300 mA sous 30 V.

E - Entrée de prépositionnement

Elle est utilisée afin de permettre la réalisation des boucles ou

éventuellement de sauts de programme. Si dans la cellule de mémoire sélectionnée se trouve le code 1111 la sortie 15 du multiplexeur passera à zéro et viendra prépositionner le compteur en fonction du code présent à ce moment sur les interrupteurs qui ont servi à la mise en mémoire.

F - La mise à zéro

Elle fonctionne selon le même principe que l'entrée de prépositionnement.

AMÉLIORATIONS

A cet ensemble il est possible de rajouter bien des gadgets, tel ce circuit qui compterait les boucles et fermerait le bouclage dès que le compte serait atteint.

Exemple figure 17.

Utilisation :

Avant le départ on affichera en binaire le nombre de boucles à réaliser. On les charge par une

première pression sur le poussoir. A chaque boucle le circuit reçoit une impulsion de décomptage, arrivé à zéro il ferme le circuit de bouclage.

A vous d'imaginer d'autres améliorations ; l'auteur serait heureux de connaître vos réalisations. Faites lui en part, mais prenez garde, ne construisez pas un ordinateur.

MINUTERIE

Très différente des minuteries que l'on rencontre habituellement, celle-ci fonctionne de deux manières :

— **en comptage** : on l'utilise un peu comme un chronomètre, le temps écoulé s'affiche soit en secondes, soit en minutes sur trois affichages 7 segments. Le temps maximum est de 999 secondes ou bien 999 minutes (soit plus de 16 heures).

— **en décomptage** : sur des roues codeuses » ou interrupteurs), on affiche le temps désiré, à l'aide d'un poussoir on transfère le contenu des roues codeuses sur les éléments 7 segments. Sitôt cette opération réalisée on voit l'affichage décompter les secondes ou les minutes (il est donc possible de noter à tout instant le temps restant à courir). Ce temps écoulé, l'affichage indique zéro. L'apparition du zéro sur l'affichage à 2 effets :

premièrement bloquer la minuterie sur zéro, deuxièmement déclencher un signal sonore indiquant que le temps est écoulé.

Le schéma : il est fourni figure 18, 19, 20, 21, 22.

A - L'alimentation

Vous pouvez réaliser une alimentation 5 V en utilisant un régulateur SFC2309R, comme nous l'avons fait dans nos précédentes réalisations, cette solution est certainement la meilleure. Pourtant les lecteurs ayant des difficultés à trouver ce circuit pourront réaliser l'alimentation de la figure 18. Toutefois celle-ci n'offre pas les sécurités d'un régulateur intégré.

B - Enroulement 3 V et mise en forme

Identique au circuit de l'horloge.

Vous pouvez vous reporter à cet article pour plus de renseignements. L'étage de mise en forme est bloqué par le transistor T3

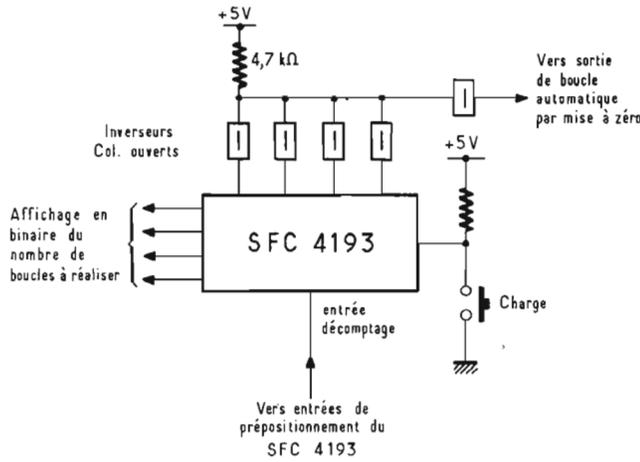


Fig. 17

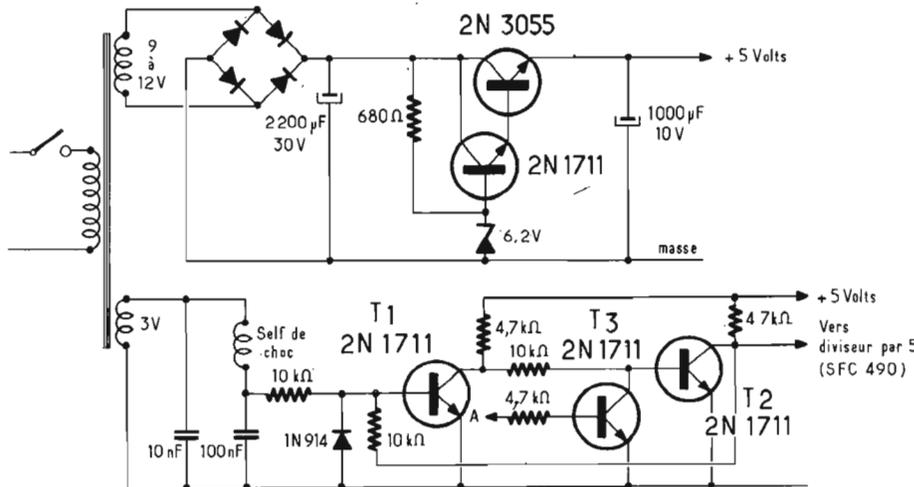


Fig. 18

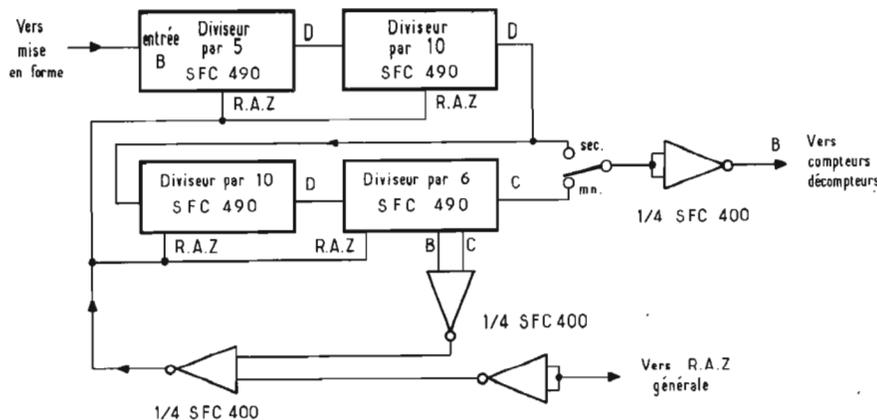


Fig. 19

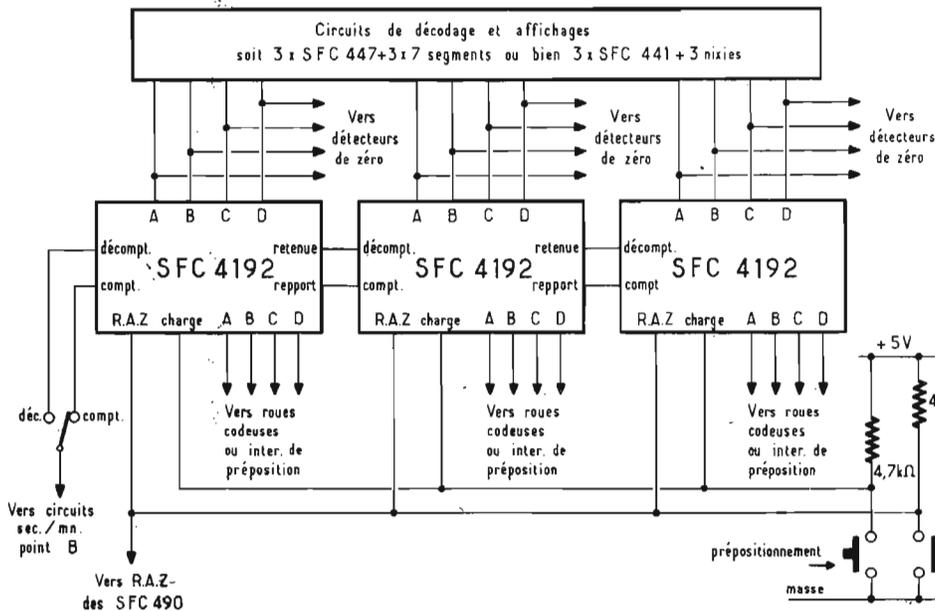


Fig. 20

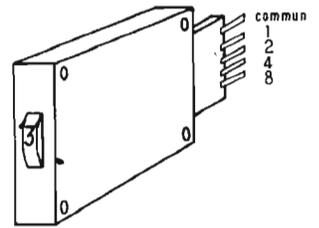


Fig. 23

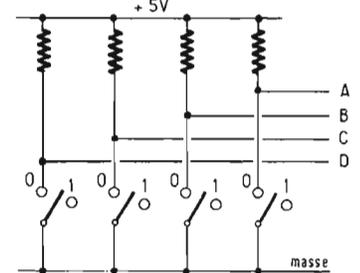


Fig. 24

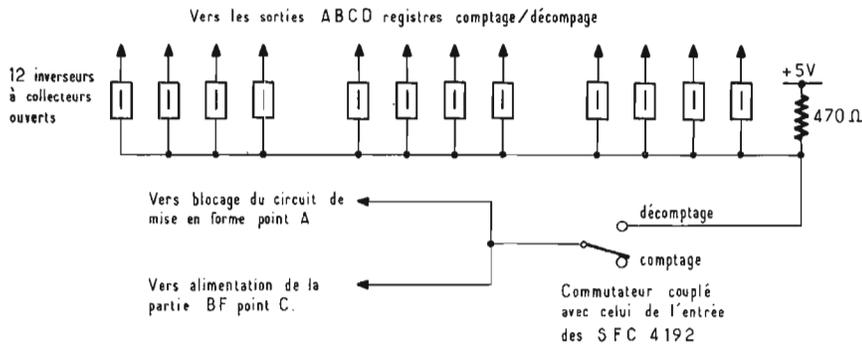


Fig. 21

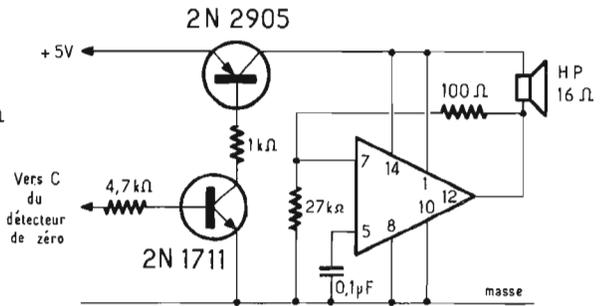


Fig. 22

lorsque les zéros apparaissent sur les registres dans le cas d'un décomptage. Ceci a pour effet d'arrêter la minuterie.

C - Registre seconde et minute

Tout à fait classique, ces registres n'offrent pas de difficultés. Nous avons deux sorties, secondes et minutes qui sont dirigées sur un commutateur de sélection. L'inverseur placé sur ces sorties assure la compatibilité des circuits SFC490 et SFC4192, les premiers basculant sur flanc descendant, les seconds sur flanc montant.

D - Les registres de comptage décomptage

Ils sont réalisés à l'aide de 3 circuits SFC4192. Le signal secondes ou minutes est aiguillé sur les entrées horloge comptage, ou horloge décomptage à l'aide d'un commutateur de sélection.

Les sorties retenue et report

sont reliées respectivement aux entrées décomptage et comptage du circuit suivant.

— On notera la présence des poussoirs de remise à zéro et prépositionnement.

— Les entrées de prépositionnement sont reliées à une roue codeuse figure 23.

— Les roues codeuses seront câblées ainsi :

— le commun est relié au + 5 V et chaque sortie 1, 2, 4, 8 à la masse au travers d'une résistance de 390 Ω ainsi qu'aux entrées ABCD du circuit SFC4192,

— à la place des roues codeuses il est possible d'utiliser des interrupteurs,

— les entrées de prépositionnement seront alors reliées aux interrupteurs assurant le codage, figure 24.

E - L'affichage

Les sorties ABCD de chaque

compteur seront dirigées sur un décodeur + affichage SFC447* 7 segments (Man 5) SFC441 + tubes Nixie

Le brochage et l'utilisation vous ont été communiqués à plusieurs reprises au cours de cette série d'articles.

F - Le détecteur de zéro

Il est constitué de 2 circuits SFC405 qui sont des inverseurs à collecteur ouvert.

Toutes les sorties sont reliées ensemble. Il suffit que l'une des entrées soit à 1 pour que la sortie des inverseurs soit à zéro. Par contre lorsqu'elles sont toutes à zéro, leur sortie est à 1 ce qui a pour effet de faire conduire T3 (blocage de la minuterie sur zéro) et T6 qui commande l'alimentation du circuit intégré TBA 790.

G - Signal sonore

On l'obtient en faisant osciller un circuit intégré de puissance en

rebouclant une partie du signal de sortie sur l'entrée. Mais là aussi tout est permis, vous pouvez très bien utiliser un montage comme le carillon électronique ou bien commander un relais afin de couper ou fermer certains circuits.

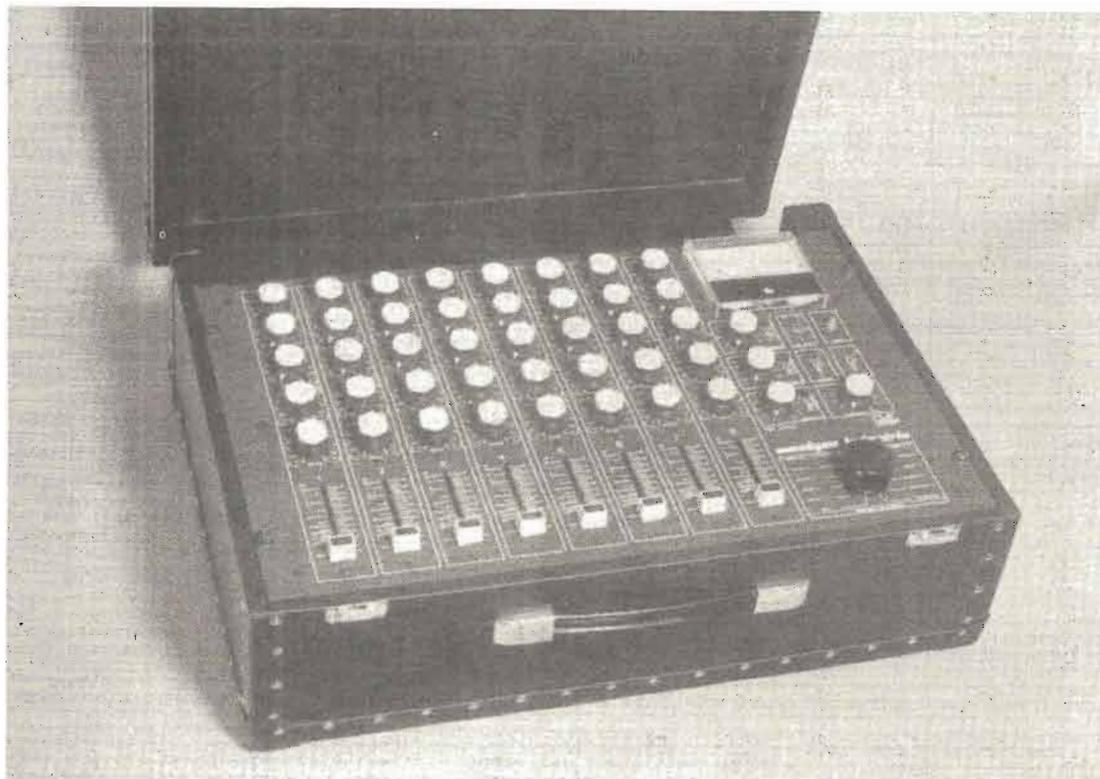
H - Commutateur comptage décomptage

Il est à 2 circuits deux positions afin de couper le blocage et le signal sonore en position comptage, en effet le montage ne pourrait jamais démarrer sans cette précaution.

Le mois prochain vous trouverez un lexique des circuits intégrés, les plus courants, avec leur fonction, leur équivalence, leur caractéristique principale, leur brochage.

B.M.

LA CONSOLE DE MIXAGE



PMI 2200

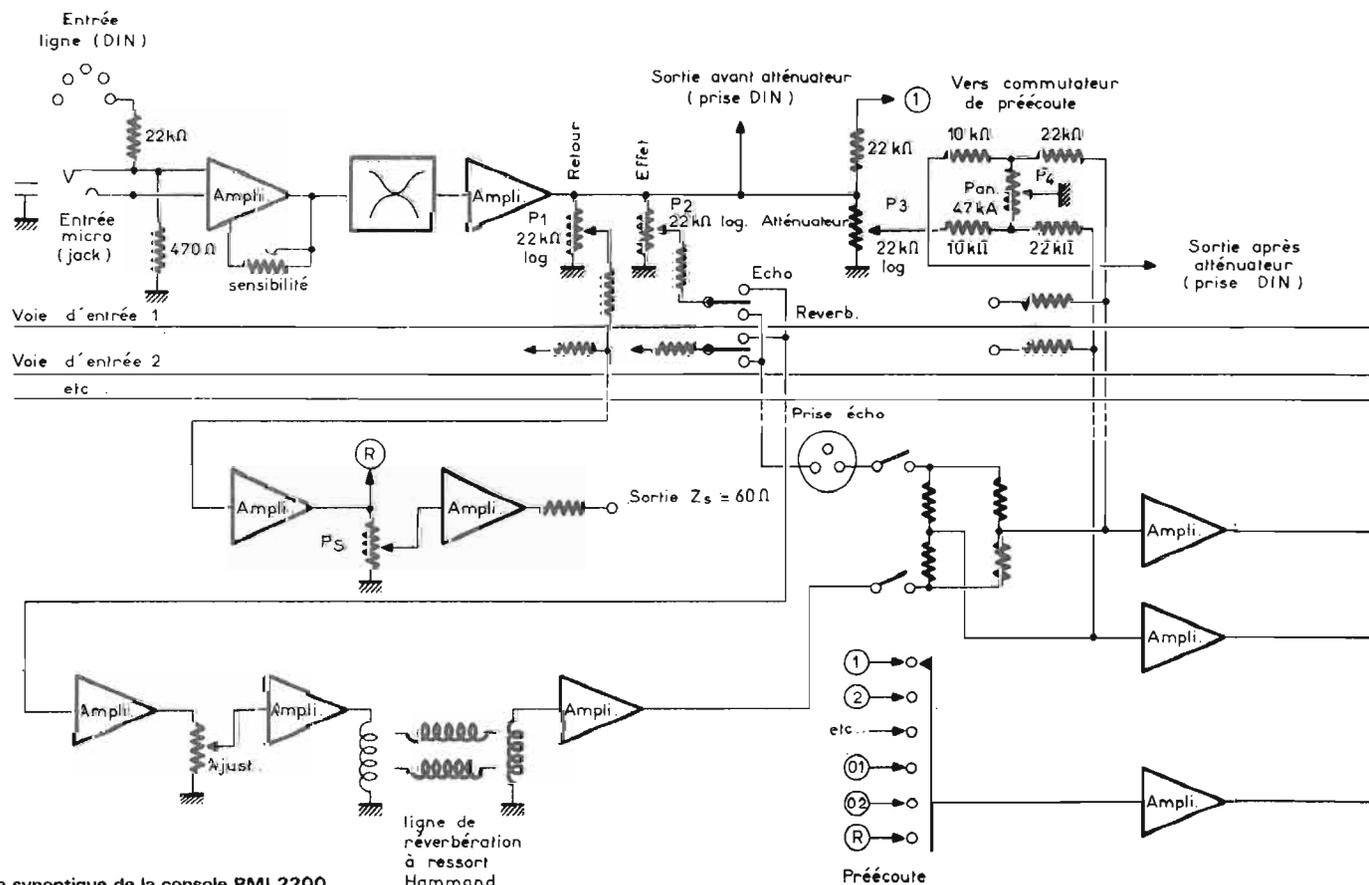


Fig. 1. - Schéma synoptique de la console PMI 2200.

ISSUE d'une famille de consoles de mixage de dimensions plus imposantes, la console PMT 2200 construite par Musique Industrie est un modèle particulièrement adapté aux sonorisations temporaires, ou plus particulièrement celles qui demandent de fréquentes manipulations.

PRÉSENTATION

La console PMI 2200 est un modèle portable ; il s'agit en fait d'une table de mixage en rack qui peut être soit montée dans un ensemble 19" soit dans une valise recouverte de matière plastique imitation cuir, renforcée dans tous ses angles par des cornières de fibre cloutées. Ce cloutage confère à cette valise un aspect robuste. Le couvercle est dégonflable, il peut s'enlever totalement pour libérer l'accès aux prises toutes situées à l'arrière.

La façade est recouverte d'un enduit protecteur Nextel (3M) noir et d'aspect mat. Les inscriptions, en anglais, sont sérigraphiées en blanc. Les boutons de commande sont également noir et blanc, assortis à la façade. Les huit rangées verticales de gauche sont réservées aux voies

d'entrées, tandis que la partie droite de la valise rassemble les organes de commande des sorties. Un Vumètre permet un contrôle du niveau à divers endroits de la console. Tous ces éléments externes sont de qualité et assurent une présentation très professionnelle.

Les prises d'entrées sont montées sur la façade arrière et latérale, constituée d'aluminium anodisé. Ces prises sont des jacks pour les entrées micro, le casque d'écoute, les sorties (doublées), des prises DIN verrouillables pour les entrées et sorties ligne de chaque voie, ainsi que la prise magnétophone et celle d'extension. Les prises de sortie doublant les jacks sont des prises Jaeger à quatre bornes dont deux délivrent du 220 V pour l'alimentation d'amplificateurs par la console.

La prise d'alimentation secteur est également un modèle Jaeger, mâle.

Un fusible assure la sécurité au primaire. Une seconde prise, à deux bornes, l'une rouge l'autre noire, sert à alimenter la console en 24 V. Ces bornes sont à fixation rapide et reçoivent des fils dénudés à leur extrémité (attention aux court-circuits).

LES FONCTIONS

La console de mixage PMI 2200 est un modèle à huit voies d'entrées et deux voies de sortie plus retour, une réverbération à ligne à ressort Hammond est incorporée au pupitre et permet l'introduction de réverbération sur toute les voies. L'écho est également possible, il nécessite l'adoption d'une chambre d'écho séparée. Le contrôle de chaque voie, en niveau, et en qualité, par Vumètre et casque est possible. L'alimentation est assurée soit par le secteur, dans ce cas, le Vumètre est éclairé en permanence, soit à partir d'une tension de 24 V, batterie de préférence (pas d'ondulation secteur), dans ce cas là, le Vumètre s'allume uniquement sur demande.

LES VOIES D'ENTRÉE

Le schéma synoptique de la console est représenté figure 1. Nous avons représenté une seule des voies d'entrée, les autres sont identiques, à une exception près, les deux dernières voies ont une entrée supplémentaire, elles peu-

vent servir au monitoring du magnétophone qui sera branché sur la prise qui lui est réservée. Si l'on ne branche pas de microphone sur cette entrée, l'entrée magnétophone est branchée en parallèle sur l'entrée ligne.

Un diviseur de tension est placé à l'entrée de chaque préamplificateur. Lorsque le jack de micro est en place, l'entrée micro est directement reliée à l'entrée du préamplificateur tandis que l'entrée ligne passe par le contact de la prise jack et par un pont de résistances.

L'amplificateur qui suit cette entrée a son schéma représenté figure 2. Son gain est réglable par tournevis à partir de l'extérieur, ce qui permet d'ajuster la sensibilité de l'entrée en fonction du microphone qui sera relié à l'entrée. On conçoit fort bien qu'un micro de chant ne travaille pas dans les mêmes conditions que le micro qui amplifie le son d'un violon. Immédiatement après ce premier étage d'amplification, le signal est corrigé par un étage Baxandall à deux potentiomètres, l'un agissant sur les fréquences graves, l'autre sur les fréquences élevées. En position médiane, la réponse en fréquence du préamplificateur est absolu-

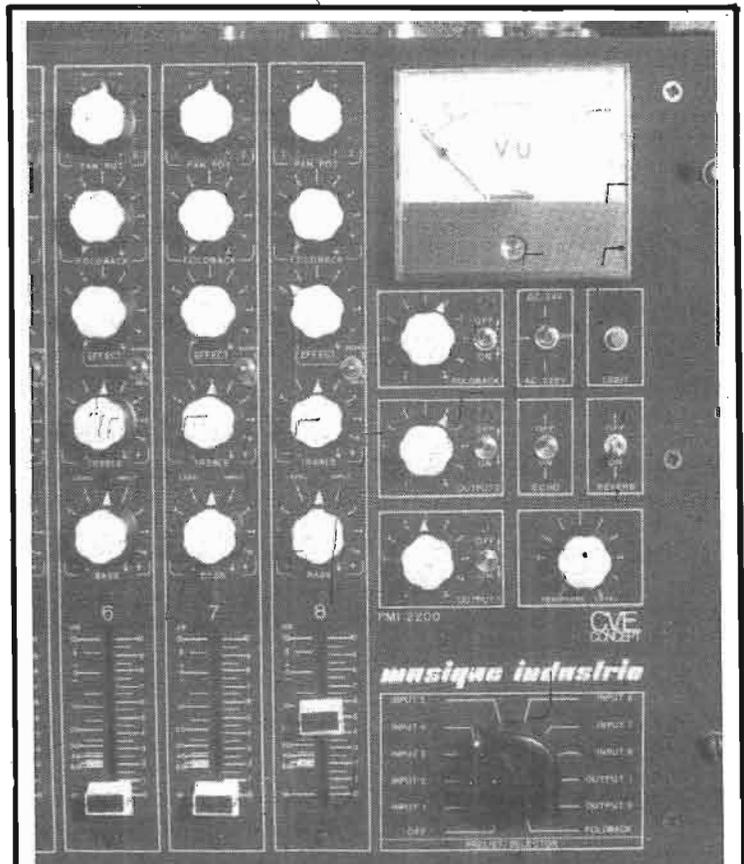
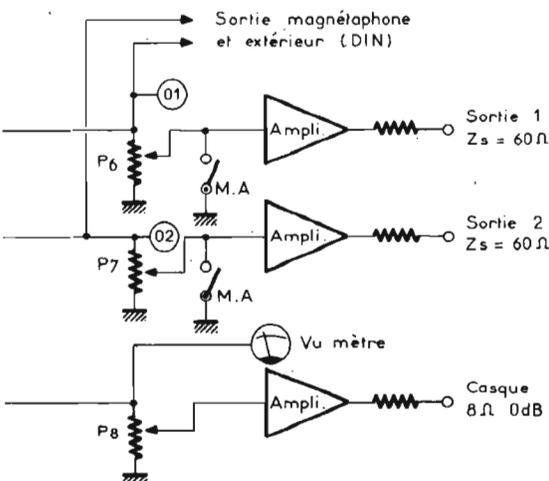
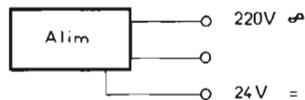


Photo 1 : La façade de la console PMI 2200, à gauche, les voies d'entrée, à droite les circuits généraux.

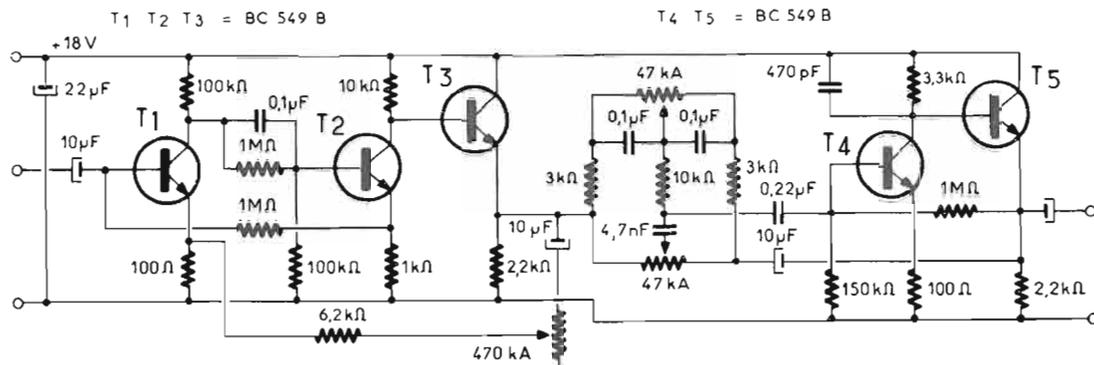


Fig. 2. - Schéma d'un préamplificateur de voie.

ment linéaire. L'étage qui suit le correcteur est à forte impédance d'entrée et basse impédance de sortie, il doit en effet alimenter plusieurs potentiomètres.

Le premier potentiomètre est celui de retour, marqué « Fold-back » sur la façade. Ce potentiomètre permet d'envoyer le son de plusieurs sources, que l'on choisira, vers une sortie sur laquelle pourra être branché un amplificateur. Cet amplificateur attaque ensuite une enceinte montée sur scène, renvoyant certains instruments - rythmiques par exemple - vers les solistes. Sur chaque entrée figure un potentiomètre « foldback ». Lorsque le potentiomètre est à zéro, on ne retrouve pas trace de l'instrument branché à l'entrée de la voie, à la sortie « foldback ».

Le second potentiomètre est le potentiomètre d'effet, il envoie

vers le dispositif d'effet, réverbération ou écho (au choix ou rien du tout) une partie du signal amplifié. Ce signal, réverbéré se retrouve alors sur les deux sorties.

L'atténuateur (ou fader) est l'organe qui sera chargé du mixage, c'est lui qui envoie sur les lignes de sortie une fraction du signal. Son point chaud (sortie du préamplificateur avant atténuateur) est relié à l'une des bornes de la prise « ligne », il est également branché sur le commutateur de préécoute (prélist). Sa commande est un potentiomètre à course rectiligne graduée en décibels. Ces graduations servent en fait de points de repères et ne sont pas d'une rigoureuse précision. L'atténuation est progressive (potentiomètre logarithmique). Immédiatement après l'atténuateur principal est installé un

autre potentiomètre repéré Pan.pot. Pan.pot, cela veut dire potentiomètre panoramique. Cet organe, typiquement stéréophonique permet de « balader » le signal de la voie concernée d'un côté à l'autre de la scène. Lorsque le curseur est au milieu, le réseau de résistances relié au potentiomètre panoramique est symétrique et on envoie le même signal sur les deux voies 1 et 2. Le curseur met plus ou moins à la masse l'un des deux atténuateurs.

LES CIRCUITS GÉNÉRAUX

Une fois que le signal est sorti du préamplificateur de voie, il est mélangé, par l'intermédiaire des résistances de 22 kΩ branchées au potentiomètre panoramique, au signal des autres voies. Le

signal résultant va ensuite vers un préamplificateur de sortie dont le schéma est représenté figure 3. Ce préamplificateur est un préampli universel utilisé pour diverses fonctions. Suivant l'usage que l'on en fait, le constructeur change certaines valeurs permettant de modifier le gain, la réponse en fréquence ou l'impédance de sortie. Il se subdivise en deux éléments, l'un avec les transistors T6, 7, 8 dont les deux premiers sont montés en amplificateur différentiel, l'autre T9 et T10 qui servent d'amplificateur à basse impédance de sortie. Le point chaud du potentiomètre de sortie est relié au commutateur de préécoute. Un interrupteur de mise en service des sorties met à la masse l'entrée de l'étage de sortie, lorsqu'on désire couper une voie. Une diode électroluminescente, non représentée ici s'illu-

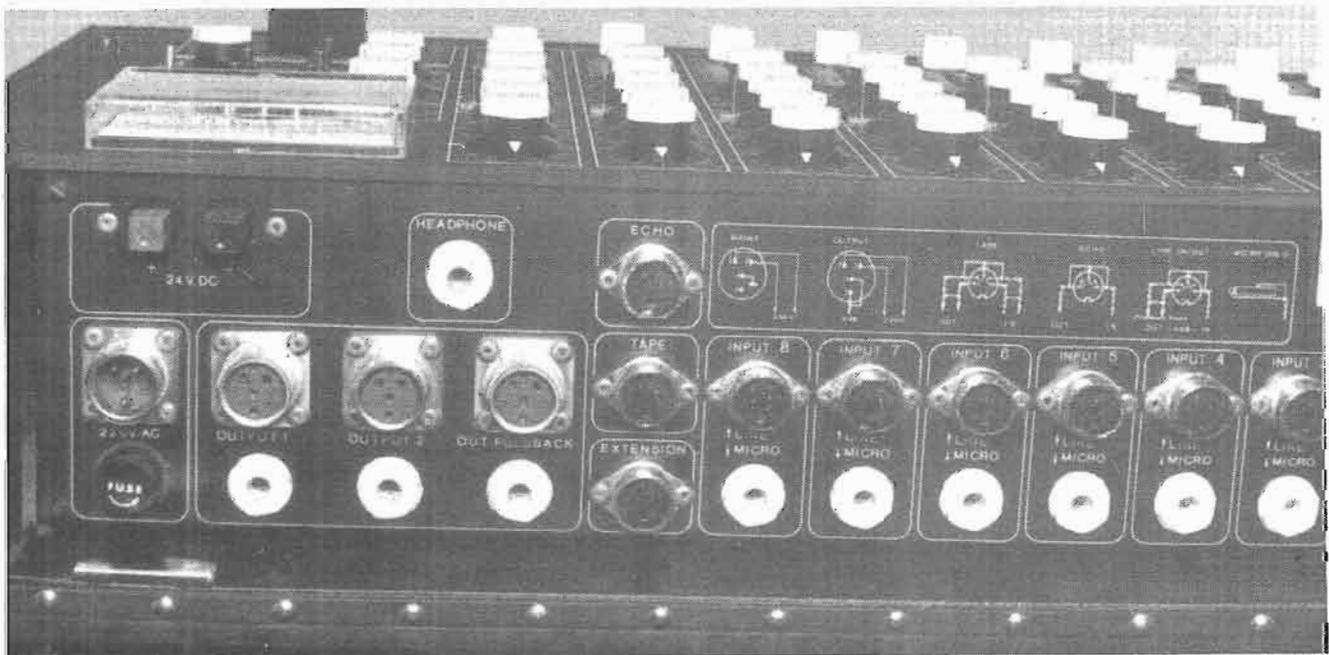


Photo 2 : Le côté prises de la console de mixage PMI 2200.

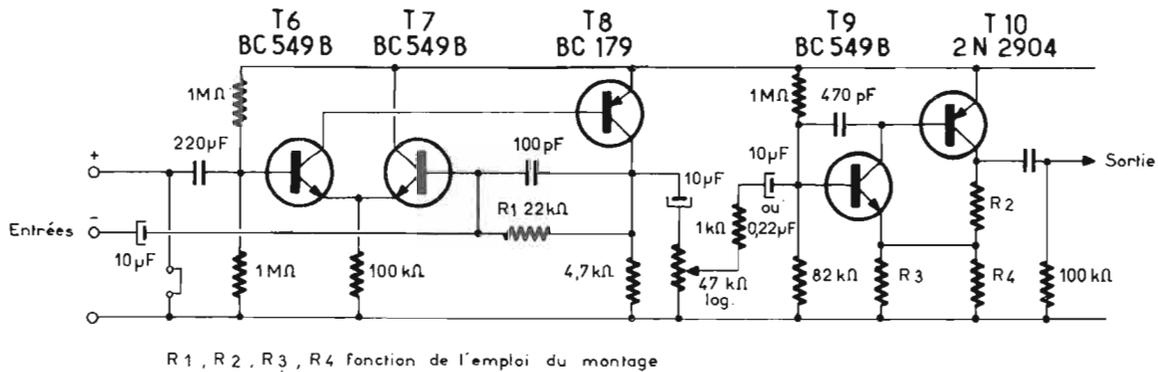


Fig. 3. - Schéma d'un préamplificateur universel utilisé dans les circuits généraux.

mine lorsque la voie est en service.

On retrouve pour l'amplificateur de sortie de retour la même configuration, avec également une sortie pour le commutateur de préécoute.

La chaîne de réverbération est installée dans la console, malgré ses dimensions relativement réduites. Il s'agit d'une ligne à retard mécanique utilisant les ondes de torsion dans des ressorts d'acier. Ces ressorts sont excités magnétiquement à une extrémité, et les vibrations se répercutent pendant un certain temps le long du ressort. Un capteur magnétique les recueille, elles sont alors amplifiées et réinjectées dans le montage. On retrouve une fois de plus le préampli de la figure 3, avec des valeurs adaptées pour l'alimentation de la ligne à retard. Le gain de la chaîne est réglé une fois pour toutes en usine, le taux de réverbération étant fixé par le potentiomètre d'effet situé en sortie de voie. La réverbération est appliquée alors à l'entrée des deux voies. L'écho est traité de la même façon, par un système externe, il est ensuite mélangé aux signaux de réverbération et ceux des voies.

La préécoute est une fonction essentielle de cette table de mixage. Le commutateur permet en effet de connaître ce qui se passe sur toutes les voies. Par exemple, on envoie à l'entrée microphone d'une voie un signal quelconque. En plaçant le commutateur de préécoute en face du numéro de la voie, on aura automatiquement le niveau avant atténuateur si bien que l'on pourra éviter la saturation de la voie en réglant son gain. L'écoute permet alors de compléter ce jugement objectif. Le Vumètre est monté à la sortie du premier

étage du préamplificateur (toujours celui de la figure 3), tandis que le casque sera branché à la sortie, après ajustement du niveau de sortie par le potentiomètre.

Les sorties magnétophones sont prises sur les points chauds des potentiomètres de sortie. Elles sont en parallèle sur la prise d'extension, cette prise permettant de relier la première table à l'entrée d'une seconde pour multiplier le nombre des entrées.

ALIMENTATION

L'alimentation est stabilisée, il s'agit d'un étage à collecteur commun utilisant un 2N 3055 dont la base est polarisée par diode zener, tandis que la sortie se fait sur l'émetteur. L'inversion de l'alimentation est possible si on place un fusible en série avec le fil d'alimentation; en effet, le pôle positif de l'alimentation est relié au pont de diodes. Si on inverse l'alimentation continue, cette dernière est court-circuitée par les diodes, et si la résistance interne de la batterie est trop faible, les diodes claqueront.

FABRICATION

Une console de mixage est un ensemble qui comprend une série de modules identiques. Ici, la rationalisation a été poussée en utilisant des préamplificateurs généraux identiques, à quelques éléments près.

Les circuits imprimés de voie sont en verre époxy, ils sont montés directement sur les potentiomètres rotatifs qui de ce fait assurent leur fixation. Les composants sont de bonne qualité,

condensateurs de liaison au tantale, résistances à couche, transistors au silicium en boîtier plastique ou métallique, avec radiateur si nécessaire. Les circuits de masse sont correctement établis, il n'y a pas de ronflement à la sortie de la console. Le câblage est très propre et confirme le sérieux de la fabrication.

UTILISATION

Une fois les sources branchées, la première chose à faire est de contrôler chaque voie pour qu'il n'y ait pas de saturation. On place l'index du commutateur de « prelist », en face du repère de la voie à contrôler; à ce moment, l'aiguille du Vumètre doit bouger, quelle que soit la position des boutons de la console. En même temps, le signal doit se faire entendre dans le casque (dont il faut régler le niveau d'écoute).

On répète ensuite la même opération sur chaque voie en ajustant si nécessaire le gain du préamplificateur (au tournevis de 3 mm). Toutes les voies étant alors réglées, en niveau, le travail de mélange commence.

Ayant placé le commutateur de préécoute en position sortie 1 ou 2, on règle la position de chaque atténuateur en fonction du mélange désiré. Pour figurer les réglages, par exemple le timbre des instruments, on repassera en position d'écoute des voies et on agira sur les correcteurs de timbre. Ultérieurement on ajoutera les effets spéciaux. Les potentiomètres panoramiques seront réglés séparément par écoute sur scène et en fonction de la configuration des enceintes.

MESURES

La sensibilité de ce pupitre est de 1,25 mV à 18 mV, la première valeur étant mesurée avec le gain du premier étage au maximum, la seconde avec le gain au minimum. La tension de saturation est de 5 mV à 58 mV, toujours pour les deux réglages du gain. Le gain de chaque entrée est identique à 0,5 dB près. La surcharge possible de chaque entrée, avant apparition de la saturation par écrêtage est donc de 12 dB. Donc, si vous voyez votre aiguille aller vers l'extrémité droite du cadran, il vous reste encore de la marge.

La sensibilité annoncée là est la tension minimale que nous avons mise à l'entrée microphone pour sortir 0 dB sur la prise de sortie et en ayant réglé chaque niveau, par le truchement du commutateur de préécoute, à 0 dB. Si on place maintenant tous les potentiomètres au maximum, la sensibilité passe à 0,7 mV, pour le gain maximum de chaque préamplificateur. Seulement, dans ces conditions, le Vumètre est bien au-dessous de 0 dB lorsqu'il indique le niveau de la voie.

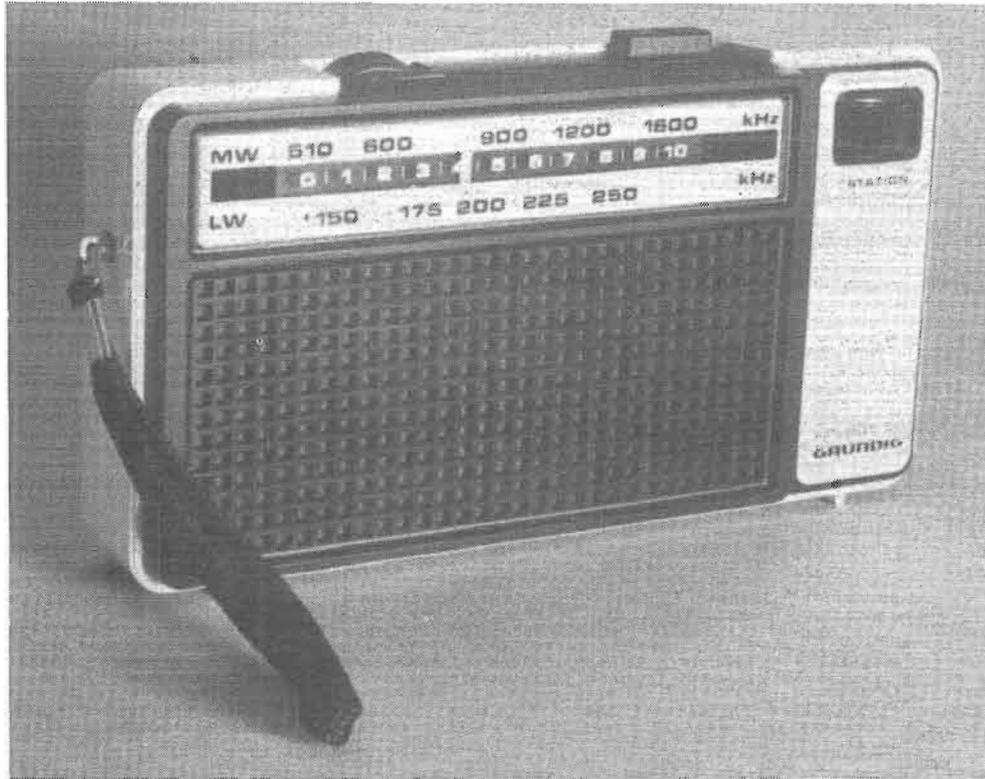
Sur les entrées ligne, la sensibilité est de 70 mV à 0,776 V (Vumètre à 0 dB), la tension de saturation est respectivement de 280 mV et de 3,1 V.

Le correcteur de timbre permet une remontée de 17 dB à 50 Hz et à 10 kHz, et une atténuation de 18,5 dB à 50 Hz et de 16 dB à 10 kHz.

La bande passante s'étend de 20 Hz à 110 kHz pour une atténuation de 3 dB. A l'intérieur de la bande passante, les variations de niveau sont insignifiantes.

(Suite page 341)

Le récepteur GRUNDIG



HIT - BOY 50

DERNIER né de la gamme Grundig et premier récepteur à être fabriqué dans la nouvelle usine de Fleurance dans le Gers, le Hit Boy 50 est un appareil conçu pour le marché français. C'est en effet un poste Petites et Grandes Ondes, sans la modulation de fréquence, alors que les appareils prévus pour le marché allemand possèdent petites ondes et modulation de fréquence. Sans doute le territoire allemand est-il mieux arrosé que le nôtre en ondes ultra-courtes.

Le récepteur Hit Boy 50 est présenté dans un coffret de matière plastique blanche et noire d'une esthétique sobre. Son cadran est linéaire et est gradué en fréquence. Le cadran des grandes ondes a reçu les inscriptions supplémentaires France, Europa, et Luxembourg, les trois principaux émetteurs, pour le nord de la France du moins. Comme RTL et RMC sont pratiquement au même endroit, et que l'inscription RTL couvre le quart du cadran, aucun problème de repérage pour les habitants du sud. L'accord se

fait par une molette crantée, qui entraîne l'aiguille jaune le long du cadran. L'alimentation se fait par quatre piles de 1,5 V et une prise d'écouteur permet les écoutes solitaires... Une dragonne lui permettra de vous suivre partout.

ÉTUDE DU SCHÉMA

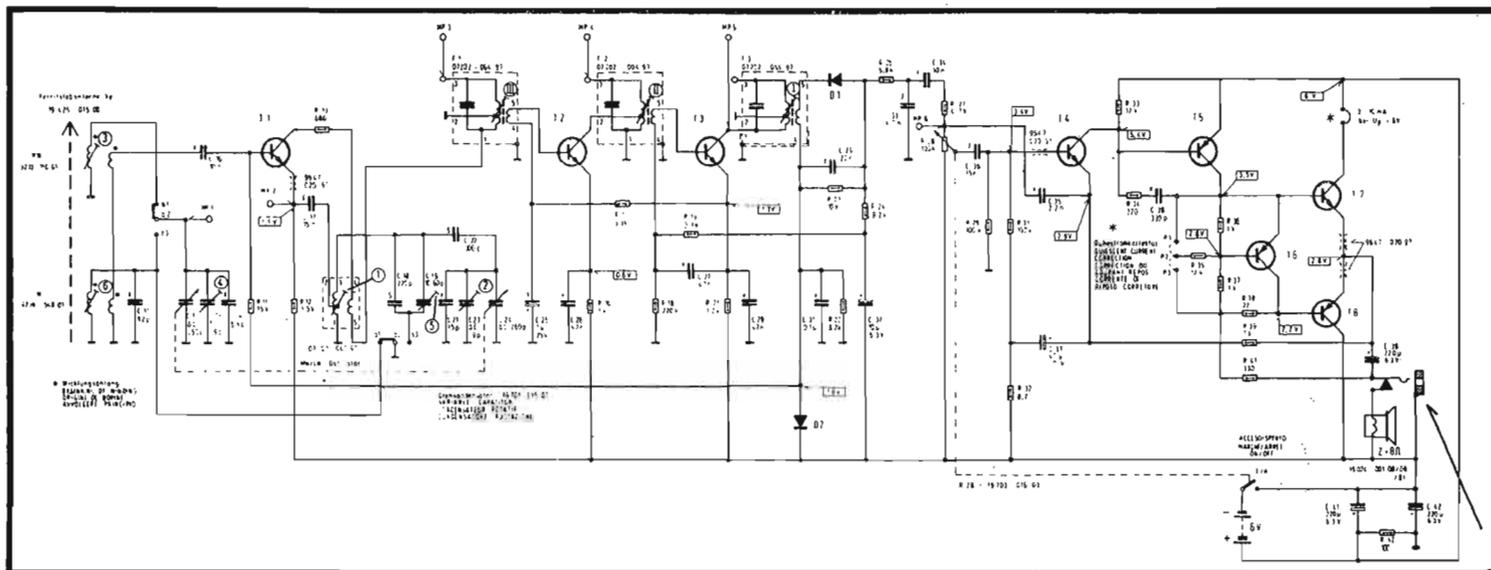
Le récepteur Hit Boy 50 est, à part son étage de sortie, un appareil dont la structure est identique à celle des premiers appareils à transistors. L'emploi de transistors au silicium a bien sûr permis d'améliorer les performances et de simplifier la compensation thermique. L'étage de sortie n'utilise ni transformateur driver ni de sortie, il est à symétrie complémentaire et, seule concession au progrès technologique, est à transistors silicium en boîtier plastique.

Le premier transistor joue le double rôle de convertisseur et d'étage d'entrée, accordé. La réception se fait sur antenne cadre ferrite qui occupe toute la longueur du coffret. La polarisa-

tion de la base de T_1 est assurée par une diode de stabilisation, D_2 polarisée elle-même dans le sens direct par la résistance R_{22} . L'oscillation est entretenue par une réaction faite sur l'émetteur de T_1 . La commutation de gamme se fait par un commutateur à touche qui inverse d'une part le bobinage d'antenne, d'autre part change la valeur du condensateur d'accord de l'oscillateur. Une perle de ferrite, enfilée sur la broche d'émetteur de T_1 évite les oscillations à très haute fréquence, le transistor HF utilisé ayant une fréquence de coupure de 400 MHz. Les deux étages à fréquence intermédiaire de 460 kHz sont soumis à une commande automatique de gain. Le transistor T_2 a sa base reliée à l'émetteur de T_3 qui, lui-même, a la sienne reliée, vis-à-vis des tensions continues, à l'anode de la diode de détection. L'accord est réalisé par des transformateurs accordés sur la fréquence intermédiaire. La faible capacité collecteur-base des transistors a permis de supprimer les condensateurs de neutrodynage.

Le circuit de détection est classique, il délivre une tension négative (utilisée pour la commande automatique de gain) et la tension audiofréquences. Un réseau passe bas, R_{26} , C_{33} élimine les résidus de fréquence intermédiaire. L'amplificateur AF est à symétrie complémentaire, les transistors de sortie T_7 et T_8 ont la particularité de ne pas posséder de dissipateur thermique. Par contre, nous retrouvons, enfilée sur leur connexion d'émetteur, une perle de ferrite. Cet amplificateur ne dispose pas de potentiomètre de réglage du point de fonctionnement. Par contre, la polarisation du transistor de stabilisation T_6 peut être modifiée si le courant de repos est en dehors des limites 3-10 mA. Trois positions sont possibles, R_{35} en l'air, R_{35} vers le plus, ou vers le moins.

La structure de cet amplificateur est classique, transistor d'entrée T_4 NPN, second transistor T_5 PNP, « bootstrapping » de l'étage de sortie au travers du haut-parleur, contre-réaction totale en continu sur l'émetteur de T_4 (par la résistance R_{39}),



mise à la masse par C 37 et R 32. Comme R 32 a une valeur très faible, ce point est pratiquement à la masse, le taux de contre réaction est inférieur en alternatif à celui en continu, ce qui permet d'obtenir une bonne stabilité thermique.

L'alimentation, par quatre piles de 1,5 V a son pôle positif mis à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de 100 Ω et non directement. Deux cellules de filtrage évitent le motor boating et aussi

la réaction de l'amplificateur sur la partie HF.

FABRICATION

Construit en France, le récepteur Grundig Hit Boy 50 est équipé de composants en grande majorité d'origine japonaise. Le commutateur de gamme et le potentiomètre sont français. Les techniques de montage sont celles d'une grande série, il n'y a que

quatre vis dans ce récepteur, une pour maintenir le circuit imprimé en place, les trois autres étant réservées au condensateur variable. Les autres pièces sont assemblées par encliquetage. La qualité de fabrication est excellente, même si les composants ne sont pas rigoureusement alignés. De plus, ce récepteur fonctionne parfaitement et sa sensibilité est très satisfaisante. Sa musicalité est bonne, malgré la taille du haut-parleur.

CONCLUSIONS

Excellent portatif, adapté à un usage en France, par ses deux gammes d'ondes, le Hit Boy 50 sera l'auxiliaire musical que vous pourrez traîner partout, même sur les plages, écouteur indispensable, et si vous ne le laissez pas trop traîner dans le sable, les haut-parleurs et les condensateurs variables n'aiment pas ça.

LA CONSOLE DE MIXAGE PMI 220

(Suite de la page 339)

Le taux de distorsion harmonique est inférieur à 0,1 % aux fréquences 40 Hz, 1 000 Hz, 10 000 Hz et pour une tension d'entrée de 10 mV, potentiomètre de gain réglé pour une indication 0 au Vumètre.

Le rapport signal sur bruit est une donnée particulièrement intéressante pour une console de mixage. La manière dont est mesuré le bruit de fond est aussi importante; par exemple, pour cette table de mixage, il est possible de donner une valeur du rapport signal sur bruit comprise entre 56 et 80 dB.

Le premier chiffre correspond au rapport mesuré avec un signal

d'entrée de 0,7 mV, le signal de sortie étant obtenu en poussant tous les potentiomètres de façon à obtenir le gain maximum de la chaîne. La seconde valeur correspond à un signal très fort nécessitant une réduction du gain du préamplificateur et de l'atténuation de tous les autres étages. La plupart des étages travaillent alors à la limite de la saturation. La tension d'entrée était de 58 mV, ce qui a permis d'atteindre un rapport signal sur bruit de 80 dB.

Les valeurs de bruit mesurées sont toutes bonnes, et le signal de sortie est dénué de ronflement.

Pour la sensibilité nominale,

Vumètre à zéro, le rapport signal sur bruit est de 61 dB avec le gain du premier étage au maximum, il passe à 71 dB avec son gain au minimum, donc sa plus faible sensibilité.

CONCLUSIONS

La console de mixage PMI 2200 est un modèle d'un emploi extrêmement simple en dépit des nombreuses possibilités qui sont offertes à l'utilisateur. C'est un appareil bien conçu, aux performances excellentes dans l'ensemble. L'expérience de l'utilisation sera indispensable et un installa-

teur de sonorisation ou un orchestre utilisant en permanence cette table pourra attribuer une sensibilité à chaque voie, les réglages de sensibilité sur le terrain n'étant pas toujours très pratiques. Un réglage approximatif suffira, d'autant plus qu'il pourra être corrigé par l'atténuateur principal. Un point encore, il eut été intéressant de disposer d'un contrôle stéréophonique qui eut permis le réglage des potentiomètres panoramiques; ou tout au moins une écoute de la somme des voies 1 et 2. Après tout, il reste une cosse de disponible en position « off » pourquoi pas celle-là ?

E.L.

CISCO 75



Cisco, un salon où les sièges ne manquaient pas...

CISCO, c'est un salon qui n'a pas fait autant de bruit que la plupart des autres. Pas de bruit, car c'est un salon réservé aux professionnels mais aussi car ce salon s'est déroulé à la Défense et que la Défense est encore située en-dehors de Paris.

Ce salon professionnel recevait les gens concernés par tout ce qui touche les salles de spectacle, qu'il s'agisse de cinéma ou de théâtre, ou autre, et également les salles de congrès depuis le soft et sa production, jusqu'au hard.

9400 entrées environ ont été enregistrées au cours des six jours qu'a duré cette manifestation, ce qui correspond, d'après les statistiques très précises qui ont été établies, à quelques 6 200 professionnels. A ces visiteurs, il convient d'ajouter les professionnels qui patiemment attendaient

les visiteurs sur les stands, car ici, on pouvait circuler librement dans les allées de l'exposition, rien à voir avec un Festival du Son où l'on se bouscule à la recherche de la dernière pointe de lecture...

Cinéma, théâtre, ou congrès, ces domaines font évidemment appel à de l'électronique, et c'est cette électronique que nous sommes évidemment allés chercher dans les stands. Il n'y avait pas que l'électronique et la liste ci-dessous vous donnera une idée de ce que le visiteur avait à sa disposition.

Deux sections composaient ce CISCO, d'abord, ce salon était le premier salon international des matériels et équipements de production cinéma ; dans cette section figuraient pellicules et films magnétiques, caméras, matériel d'éclairage de prise de vue, magnétophone profession-

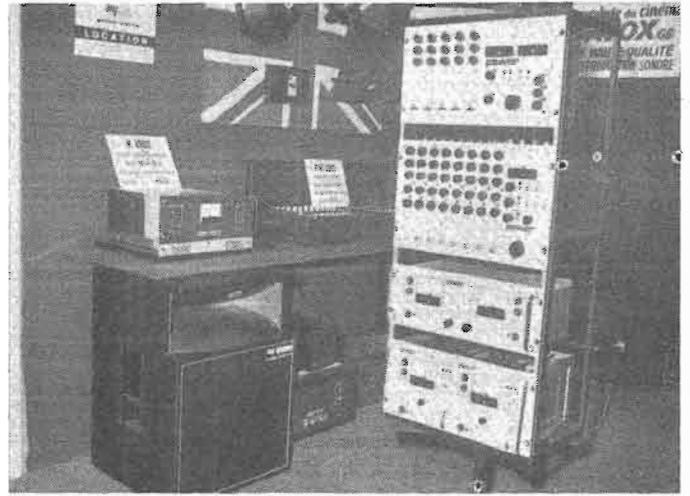
nels, chariots de travelling, machines à développer les films, à les nettoyer, tireuses, tables de montage, visionneuses, matériel d'animation, de transfert vidéo, cela pour la réalisation du soft. Une fois le film réalisé, il faut le projeter, la seconde section du CISCO était le premier salon international de l'équipement des salles cinématographiques, de spectacles et de congrès. (Cisco prend son nom de CInéma, Spectacles, COngrès). Là, depuis l'architecture jusqu'aux sociétés de distribution de films, un vaste choix de matériel et de services était offert. Sièges (qui ne craquent pas), super confortables, inclinables avec casier à bouteille et cendrier..., tissus ignifugé, cabinets de conception, constructeurs de matériel d'exploitation distributeurs de billets, projecteur, sonorisation, écrans, etc.

Pour les salles de spectacles autres que les salles de cinéma, on pouvait admirer les plus récentes créations chez les constructeurs de scènes mobiles, de rideaux de scène asservis, de pupitres de commande de lumière, tandis que les projecteurs en grand nombre conservaient leur aspect traditionnel pas encore touchés par le progrès, qui, pour eux, se situe au niveau de la lampe elle-même qui est maintenant remplie d'un gaz rare lui donnant une luminosité accrue et une plus grande durée de vie.

Dernier sujet concerné par ce CISCO, les salles de congrès. Les hôtels qui poussent comme des champignons à la périphérie des grandes villes et tous les organismes qui se consacrent à l'accueil des séminaires de formation sont concernés. Présentation de maquettes de salles polyvalentes



1. - Pupitre de lumière ADB à mémoire, associé ici à un clavier d'ordinateur. L'un des plus évolués du Cisco.



2. - Chez comel, amplificateur de très forte puissance, table de mélange miniature et énormes enceintes Vita-vox.

tes à capacité variable, équipements de sonorisation et d'interprétation, de télé-projection vidéo et aussi matériel audiovisuel classique.

Au cours des deux premiers jours de cette manifestation, une série de conférences traitait divers sujets en rapport avec le cinéma.

L'une de ces conférences, malgré un titre très scientifique et peu en rapport avec les techniques cinématographiques, permettait d'entrevoir de nouvelles applications du cinéma ainsi que de nouvelles techniques de reproduction de l'image. Le titre: « Mise en phase progressive en interférométrie holographique ». Il s'agit, en fait, d'une méthode de détection de mouvements

de très faible amplitude (quelques dizaines d'Angströms) par méthode interférométrique et utilisant un laser. Cette méthode d'analyser permettrait de réaliser une « sonographie » équivalente à une radiographie mais où le bombardement de rayons X serait remplacé par un bombardement acoustique à très faible niveau donc pouvant être supporté en permanence par le médecin et le malade. Cette technique permettrait l'obtention d'images agrandies et en relief, ce qui permettrait d'effectuer des opérations sans mettre à jour les organes à opérer ! Sur le plan spectacle proprement dit, ce qui nous ramène au sujet du salon, on ne voit que les applications de

transcription de la musique en figures mouvantes, création d'images non représentatives par exemple, ou orgues de couleur. Sur le plan salles de spectacle, une méthode interférentielle permet d'étudier le régime de vibrations en fonction de la fréquence d'une salle.

Autre information apportée par le professeur Zambuto, auteur de cette conférence, l'annonce de la réalisation, par RCA d'un système de reproduction d'images par voie holographique ; images inscrites sur un film de 3/1000^e de millimètres d'épaisseur.

Ce film serait animé d'un mouvement continu et permettrait de réaliser, pour un prix de revient de 5,5 dollars

des vidéocassettes d'une durée de 90 minutes. Quant au cinéma en relief, il n'est pas encore prêt, même si les méthodes holographiques peuvent faire penser à une telle éventualité.

LE MATÉRIEL ET SON ÉLECTRONIQUE

Ce type de matériel est en général peu connu, et il suffit de se renseigner auprès des spécialistes de la sonorisation pour se rendre compte que pour l'équipement sonore d'une salle de cinéma, on utilise un ensemble complet, projecteur/amplificateur, les diffuseurs étant livrés avec le projecteur. On utilise rare-



3. - Chez RED, M. G. Buisset aux commandes de ces mini-pupitres de mélange.



4. - Le « mur d'enceintes » de Freevox, au centre, table de mixage transportable et magnétophone 16 pistes Ampex.

ment les techniques de sonorisation (égaliseurs par exemple). L'électronique de cinéma est donc, la plupart du temps, intégrée au matériel qui se « sophistique » de plus en plus, et cela dans diverses branches. Devant la multiplicité des matériels présentés, il nous a paru difficile d'effectuer un classement par type de matériel, les diverses branches que nous avons néanmoins séparées interférant entre elles, d'autre part, une énumération des exposants eut été fastidieuse, aussi, nous avons préféré noter les appareils, pas toujours les plus récents, mais les plus représentatifs de ces catégories.

ÉCLAIRAGE

L'éclairage est une technique très ancienne qui a débuté avec la bougie pour maintenant faire appel à l'ordinateur et à ses techniques. Les éclairages des théâtres et des salles de spectacles sont maintenant commandés électroniquement. Chez ADB, par exemple, les jeux sont mis en mémoire sur bande magnétique contenue dans une cassette compacte. Les informations contenant l'adresse de chaque projecteur et l'intensité correspondante sont enregistrées sous forme digitale.

Le pupitre permet de modifier en tout moment les intensités de chaque projecteur, de connaître l'état de chaque sortie. Le contenu de la cassette est de 600 mémoires de 150 jeux ; la précision d'enregistrement est de 0,2 % et, sur option, on peut disposer d'une télécommande des feux linéaires en flux lumineux et non en tension. Le pupitre se raccorde à des gradateurs de lumière utilisant des thyristors et commandés par une tension continue ; techniques analogique et digitale sont donc employées ici.

Chez Rank, le petit bonhomme au gong, un spécialiste du spectacle ! a frappé et propose un système modulaire et de ce fait adaptable à tous les besoins.

Ce jeu d'orgue peut commander entre 80 et 360 circuits différents. Les différents modules se chargent des fonctions telles que l'appel et le réglage de chaque projecteur, avec indication de l'intensité, un module sert à numéroter un état lumineux complet avant de l'introduire dans la mémoire. Cette dernière est à tores et peut enregistrer 200 états d'éclairage (225 valeurs) pour 80 circuits ou 130 états pour 240 circuits. Un autre module assure le transfert manuel d'un jeu à

l'autre tandis qu'un autre assure un passage automatique à une vitesse réglable de 1 seconde à une minute pour le transfert complet. Un module complémentaire permet le transfert complet de la mémoire sur une cassette pour conserver les états d'éclairage d'un spectacle (cas de plusieurs spectacles alternés dans une même salle). Thorn, autre constructeur britannique proposait également des ensembles de commande de lumière non modulaires mais avec mémoire.

Les constructeurs français étaient aussi présents avec, chez Clémaçon (importateur de Rank) des programmeurs de spectacle à mémoire électronique et sur cassette. Chez Lelièvre, était présenté un pupitre autorisant également une mémorisation sur bande magnétique en cassette. Socrem, firme d'Evry, construit en ce moment un pupitre pour la ville nouvelle, pupitre utilisant un mini ordinateur.

Le plus petit pupitre était présenté par la Suède, chez AVAB ; il tient dans le creux de la main, commande quatre canaux avec une puissance totale de 16 kW. Toujours chez AVAB et pour des installations transportables, un pupitre de commande est présenté dans un attaché-case.

Pas de programmation à long terme, il faut programmer chaque jeu puis effectuer alors le transfert d'un jeu à l'autre et recommencer les opérations pour le jeu suivant. 16 circuits, 32 kW, 54 kg. Le modèle le plus important est également manuel et possède trois présélections ; une matrice à diodes permet d'augmenter ses possibilités.

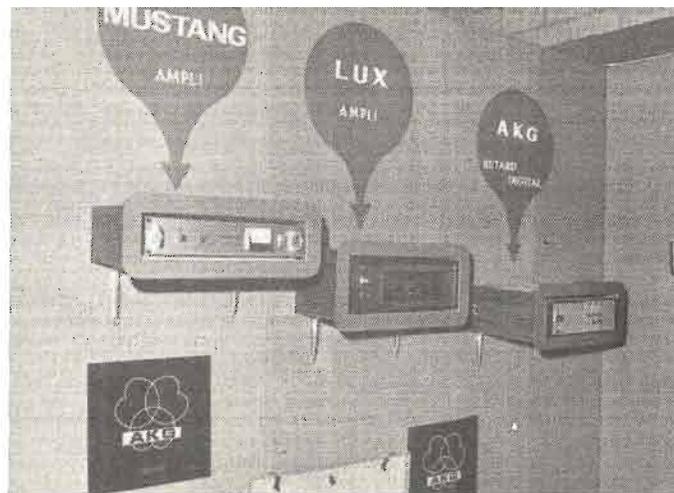
Nous avons retrouvé là encore les classiques projecteurs à effets, qu'il s'agisse de systèmes à huiles colorées ou à bulles, il ne s'agit là que d'effets optiques. Pas encore de commandes associées à la musique, autre que les stroboscopes ou les modulateurs de lumière.

LA SONORISATION

Après la lumière, la sonorisation. Les enceintes de grande puissance ne manquaient pas et l'on pouvait en voir dans beaucoup de stands. Les plus grosses sans doute chez Comel où figuraient deux monstres Vitavox, noirs à pavillon de basse exponentiel replié. Également chez Comel, une série de haut-parleurs Vitavox, firme anglaise spécialisée dans le domaine du cinéma et du théâtre ainsi que dans la sonorisation de forte puissance. A noter : un haut-



5. - Un petit stand rempli d'électronique : Tradelec avec le magnétophone Sendor à film magnétique perforé, égaliseurs, tables de mélange en attaché-case, modules Sanken et transformateurs toroidaux.



6. - Nouvel amplificateur « Mustang » chez Reditec, ampli stéréo Lux et ligne à retard digitale AKG.

parleur de basse à membrane démontable !).

À côté de ces enceintes était présenté un amplificateur de haute puissance, sans doute le plus puissant du CISCO : 450 W efficaces. Ses radiateurs, l'entourant sur trois côtés, assurent un fonctionnement permanent à pleine puissance sans échauffement excessif, échauffement qu'une sécurité détecterait aussitôt.

Chez Freevox, autre constructeur français, un mur d'enceintes, aussi noires que les précédentes, sans doute pour mieux se dissimuler dans les salles de spectacle, garnissait le fond du stand le premier jour, pas pour longtemps car elles furent installées sur le parvis du CNIT pour un spectacle quotidien : Musique à la Défense. Spectacle où ce matériel fut bien sûr en démonstration : amplificateurs Crown, console Freevox et enceintes pro JBL, filtre de séparation.

Altec, le précurseur était là aussi avec un gigantesque pavillon à quatre moteurs et plusieurs enceintes : compresseur pour le médium et l'aigu (1 225 A), baffle replié pour les basses (1 215 A).

Moins spectaculaires, mais très sérieux : les amplificateurs et les enceintes de Télévic, firme internationale installée en France depuis quelques années déjà.

Chez Reditec également,

nous avons trouvé un nouvel amplificateur de 100 W de marque Mustang avoisinant le plus gros modèle de Luxman.

Présent également sur ce stand, un égaliseur de correction de salle.

Klein Hummel, sur le stand de son importateur Schaeffer et Riesser sur lequel on pouvait voir le matériel Revox, Bayer, Nakamichi, etc, présentait un égaliseur universel qui, contrairement à d'autres, ne dispose pas d'une série de fréquences attribuées à des filtres passe-bande ou coupe-bande mais des filtres actifs à fréquence et action réglables (atténuation ou augmentation, choix de la pente et de l'influence du filtre).

Dolby, sur ce même stand ainsi que sur celui de Rank, département cinéma, offre outre le réducteur de bruit, un correcteur de salle spécial pour le cinéma.

Enceintes également chez Thomson CSF, matériel professionnel de Pathé Marconi, ces enceintes sont équipées de haut-parleur américain Lansing et Altec.

LES TABLES DE MIXAGE

Utilisées soit lors de la prise de son, soit pour le montage des pistes, elles étaient là, de toutes tailles et à tous les prix. D'autres, d'une taille plus

importante étaient plus particulièrement réservées à la sonorisation, qu'il s'agisse de théâtre ou de spectacles. Autre catégorie de pupitre, ceux destinés à la traduction simultanée et chargés de répartir sur les différentes voies les diverses langues devant attaquer le système de transmission sans fil.

Dans cette dernière catégorie, c'est Téledic qui offrait le plus de choix avec un matériel d'une présentation impeccable et des possibilités d'emploi et d'interconnexion multiples, matériel de la marque mais aussi matériel danois.

Les pupitres de mixage de petites dimensions étaient à l'honneur chez plusieurs constructeurs ; la plus petite est celle d'AVAB, de construction suédoise et présentée dans un attaché-case. L'une de ces tables de mixage, appropriée à la sonorisation de théâtre comporte un amplificateur de 2 x 80 W efficaces sur 4 ohms. Un autre modèle dispose d'un correcteur multifréquences, correcteur disponible également séparé.

Autre console portable, chez Comel où figurait le modèle PMI 2200, à 8 entrées. Présentation en valise renforcée particulièrement robuste, première présentation d'une nouvelle version où les performances ont été améliorées.

Autre console portable chez RED où étaient présentés

deux modèles de fabrication anglaise, alimentation interne ou secteur.

Le plus important pupitre transportable était celui de Freevox, Artiste 2000. Cette console peut être raccordée à un magnétophone à 16 pistes pour un mixage après concert. Présentation dans une valise et montage sur amortisseur. Chez Freevox également un égaliseur à fréquence continuellement ajustable.

Pour les gros pupitres, en plus de l'Artiste 2000 qui est à la fois portable et possède un nombre important d'entrées, plusieurs constructeurs français : Comel avec son 2840, de conception modulaire, Pathé Marconi avec une table classique, Schlumberger représenté par une nouvelle société, Sonetec, qui a repris le département installations de cette firme.

RED présentait le câblage d'une console, câblage déjà vu au dernier Festival du Son, très propre.

Pupitres également chez les constructeurs étrangers : Midas chez Reditec, Altec chez High Fidelity Services, Televic, etc. Chacun disposant d'une gamme importante, susceptible d'être modifiée en fonction du cahier des charges du client.

Les pupitres de mixage se maintiennent et l'on peut voir augmenter sensiblement le nombre des boutons...



7. - Sur le stand Televic, ensemble d'interprétation TTS 2000, des possibilités nombreuses et une présentation impeccable.



8. - Nouveauté chez Beaulieu, un projecteur super 8 sonore et professionnel.

ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE

L'enregistrement magnétique existe à plusieurs niveaux dans le cinéma, d'abord pour la prise de son, ensuite pour la production d'une bande magnétique synchrone qui sera ensuite transcrite sous forme optique sur le film.

Pour l'enregistrement, le matériel léger était plutôt rare, seul LTM exposait les magnétophones Stellavox et l'on pouvait noter l'absence de son concurrent immédiat Nagra qui possède pourtant une gamme de magnétophones et d'accessoires particulièrement adaptés au cinéma.

Si la prise de son au cinéma s'opère le plus souvent à partir d'une bande quart de pouce, le montage se fait sur bande perforée, cette bande possédant des perforations au pas de l'image afin de conserver un synchronisme rigoureux.

Tradelec présentait un petit magnétophone suisse, Sondor, très petit. Ce magnétophone, tout électronique, utilise un bloc de commande (Vumètres à LED incorporé) qui peut être transféré d'un magnétophone à un autre, les informations de marche étant enregistrées par une mémoire interne. Un seul bloc de contrôle peut donc servir à plusieurs magnétophones. Deux systèmes d'entraînement sur ce magnétophone, l'un à roue dentée, l'autre à cabestan, ce dernier assurant un minimum de pleurage et de scintillement. L'enclenchement du galet presseur ne se fait qu'une fois que la bande, entraînée par la roue dentée a atteint la bonne vitesse.

Particulièrement imposant, chez Westrex, deux blocs d'analyse de film. D'un côté un dérouleur 35 mm avec analyse vidéo du film, analyse à grande vitesse, de l'autre, une bande magnétique 35 mm, les deux étant synchronisés. Un compteur digital compte les images ou le métrage, un moniteur vidéo permet de repérer les séquences et de

visualiser le film qui est animé d'un défilement continu.

CAMÉRAS

Les caméras de prise de vue cinématographiques professionnelles font appel à l'électronique. Il y a bien sûr les caméras Super 8 utilisant des cassettes de film sur lequel a été couchée une piste magnétique. Un micro se branche sur la caméra, le son est automatiquement synchronisé avec l'image.

Seul modèle semi pro, la Beaulieu 5008 S; une prise sert au branchement du micro, le réglage du niveau d'enregistrement est soit automatique, soit manuel, dans ce cas, une aiguille visible dans le viseur indique le niveau de modulation.

Pour les autres caméras, Arriflex ou Eclair, on trouve un moteur commandé par une électronique à quartz et un système d'asservissement avec le magnétophone de prise de son. Chez Arriflex, possibilité de prise de vue d'écran de télévision grâce à un dispositif de recherche de phase (cadence de prise de vue normale 24 images par seconde, fréquence image en TV 25/s); possibilité d'adjonction de viseur électronique Shibaden.

Accessoire très intéressant chez un constructeur néerlandais,

Oude Delft, un amplificateur de lumière. Le Delnocta est en effet un adaptateur que l'on intercale entre l'objectif et la caméra. Il s'agit d'intensificateur de la première génération où les électrons extraits d'une photo cathode sont accélérés pour frapper un écran fluorescent. Trois de ces tubes sont montés en série et reliés par fibres optiques. Des lentilles spéciales corrigent les distorsions qui sont inférieures à 4%. La définition annoncée par le constructeur est de 20 à 24 lignes par millimètre, c'est-à-dire équivalente à celle donnée par un téléviseur au standard 400/450 lignes.

Avec cet appareil qui a l'avantage de ne pas exiger de système d'éclairage facilement repérable, il devient possible de filmer à la lueur des étoiles...

Le gain en lumière ainsi obtenu est de 1 500 à 5 000, le rendement des systèmes de conversion abaissant le gain des tubes d'amplification, qui est de 30 000.

LES PROJECTEURS

Avec la multiplication des complexes cinématographiques comprenant un certain nombre de salles, les constructeurs de projecteur ont été amenés à modifier les projecteurs de façon à n'avoir besoin que d'un seul opérateur.

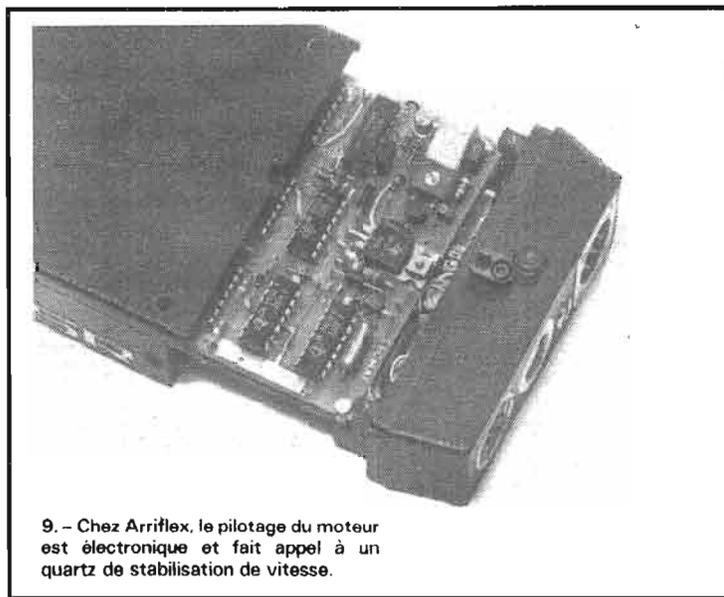
Les salles devenant plus petites, on peut employer des films 16 mm. Les projecteurs s'automatisent et reçoivent maintenant 2 000 mètres de pellicule pour le 16 et 6 000 mètres pour le 35. Il devient ainsi possible, sans recharger l'appareil, d'assurer une séance de cinéma complète, depuis l'extinction des lumières de la salle jusqu'à l'allumage final. Il ne reste plus alors qu'à rembobiner le film, opération qui reste manuelle.

Les programmeurs commandent l'arrêt de la musique d'ambiance, l'extinction progressive des feux de la salle, demi-lumière et nuit, ouvrent les rideaux, allument le projecteur, l'arrêtent au moment de l'entracte, effectuent son programme, une minuterie fixant sa durée et redémarrent la projection, sans aucune intervention.

Certains projecteurs à tourelle de plusieurs objectifs commandent automatiquement, par l'intermédiaire de repères disposés sur le film, la mise en place de l'objectif (cinémascope par exemple) et l'ouverture des rideaux au format correspondant à celui du film.

Dernière nouveauté en matière de projection: l'illumination du film à partir de lumière pulsée. On retrouve ici l'effet du flash électronique qui fige un mouvement. Dans le cas présent, un système électronique déclenche un éclair chaque fois que l'image du film qui défile en un mouvement continu, passe devant l'objectif. Ce système d'éclairage, proposé par ATAC permet d'une part de supprimer les systèmes de défilement saccadés du film, donc d'augmenter sa durée de vie, et autorise une énorme simplification de la conception du projecteur.

Côté projecteurs, nous retrouvons le réducteur de bruit Dolby spécial cinéma destiné à éliminer le bruit de fond dû au grain et aux poussières de la piste optique. Res-



9. - Chez Arriflex, le pilotage du moteur est électronique et fait appel à un quartz de stabilisation de vitesse.

triction d'emploi : les films doivent être codés Dolby. Déjà une vingtaine de films ont été réalisés avec ce procédé ; outre la lecture de piste sonore Dolby, les touches permettent le « nettoyage » de vieux films. Comme on peut le constater, les techniques de la haute fidélité se retrouvent dans le cinéma où longtemps le son avait été plus ou moins le parent pauvre de l'installation.

Notons, un peu à part et chez Beaulieu l'apparition d'un projecteur super 8 sonore à son optique et magnétique. Le bloc « son » du modèle de base comporte un système enregistrement et lecture, mélangeur à six voies, correcteur de timbre, amplificateur de puissance, préampli PU et micro. Deux autres versions sont prévues : projecteur télécinéma, 25 images/s, synchronisation avec les tops vidéo, projecteur professionnel : lampe Xenon 1 200 W.

MATÉRIEL AUDIOVISUEL

A côté de ce matériel spécifique au cinéma figuraient dans cette exposition quelques appareils plus spécialement conçus pour les techniques audiovisuelles. Ce n'était pas évidemment un salon de l'audiovisuel mais comme ces

techniques sont souvent utilisées pour des conférences ou des congrès, elles étaient représentées ici et là.

Dans l'audiovisuel, nous pouvons inclure la vidéo, présente avec Sanyo qui offrait des boîtiers de trucage et de monitoring.

Mais les applications les plus spectaculaires étaient dans le stand Vidéac où était présenté un projecteur de télévision en couleur sur grand écran construit en série par General Electric.

Ce type de projecteur utilise l'un des principes de l'Eidophore, autrement dit la déformation d'une couche d'huile par un faisceau d'électrons, cette couche d'huile déviant le faisceau d'une puissante lampe au Xenon. Nous sommes donc en présence ici d'un système à modulateur de lumière (valve de lumière), qui semble le seul valable pour obtenir des images d'une luminosité suffisante. La séparation des couleurs se fait par réseau et filtres dichroïques. Trois réseaux sont inscrits sur la surface de l'huile pour assurer la reproduction en couleurs, la recombinaison est optique et ne pose aucun des problèmes intervenant avec les ensembles de projection multi tubes. Particularité de cet ensemble : la lampe à arc et la valve de lumière sont scel-

lées. Une pompe à vide est incluse dans cette dernière, elle est de type électronique. Le disque d'huile est entraîné en rotation par un système d'entraînement magnétique donc absolument étanche. Contrairement aux autres projecteurs, la plus haute tension est de 7 200 V alors que l'on trouve 25 000 V dans un téléviseur couleur grand public. Un inconvénient : le prix de l'appareil, nettement inférieur cependant à celui d'un Eidophore. Quant à la qualité de l'image, nous avons pu l'apprécier sur un écran de plusieurs mètres carrés (écran max. : 6 mètres de base). Ce projecteur constituait sans aucun doute l'attraction la plus spectaculaire de ce CISCO, en tout cas dans le domaine de l'audiovisuel. Aux Etats-Unis, un de ces projecteurs, associé à un objectif Angénieux est utilisé dans un simulateur de vol, avec projection sphérique (5 m de rayon).

Toujours dans le domaine de la télévision, présentation, chez Eumig, déjà constructeur de caméras cinématographiques, de caméras de télévision miniature destinées à la surveillance. Un commutateur permet le passage d'une caméra à une autre et permet la visualisation de l'image sur un moniteur à partir de plu-

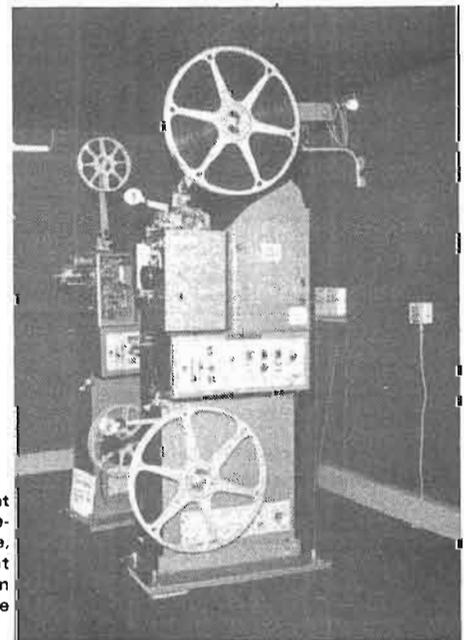
sieurs caméras. L'intervalle entre chaque changement est réglable.

Sur le stand de Lara deux appareils intéressants, un duplicateur de cassette modulaire de fabrication américaine, Telex et un ensemble de projection destiné à la promotion des ventes ou à l'enseignement, associant cartouche de film Super 8 et cassettes. L'originalité de cet équipement est que c'est la cassette qui commande l'avancement du film, grâce à un système de topage d'un emploi très simple. Chaque top de la cassette fait avancer le film d'une image. On peut choisir une cadence de défilement, soit image par image, soit à la vitesse normale. Casette et film sont rigoureusement indépendants, si bien qu'un même film peut posséder plusieurs cassettes d'accompagnement en diverses langues ou adaptées à des tâches différentes, promotion, formation, démonstration. Chacun peut faire lui-même s'il le désire son propre programme où il choisira la cadence de projection et programmera les arrêts qu'il jugera nécessaires. Seule précaution : assurer le synchronisme au départ.

Chez Audiovision Equipement, banc de duplication de cassette danois construit par Lyrec. Traite une dizaine de



10. - Sur le stand Altec, vieux spécialiste des théâtres et des cinémas : haut-parleur de puissance à quatre moteurs, compresseur 1225 A et enceinte de basse 1215 A.



11. - L'un des projecteurs entièrement automatique du salon. La bobine supérieure contient une séance entière, entracte compris. Le changement d'objectif en fonction du format du film est automatique ainsi que l'ouverture des rideaux. Thomson CSF.



12. - Chez Sanyo BST, un ensemble de matériel, vidéo, caméras, magnétoscopes, mélangeurs, etc.



13. - Oude Delft, lunettes de travail de laboratoire à convertisseur de lumière. Utilise la lumière infrarouge.

cassettes à la fois, à partir d'une bande mère 1/4 de pouce.

MATÉRIELS DIVERS

Nous n'avons pas trouvé de fauteuils de cinéma électroniques, cela viendra peut-être. L'électronique s'insère de plus en plus dans le spectacle et dans l'équipement des salles.

Quelques distributeurs automatiques de billets ont fait leur apparition, un peu comme ceux destinés aux tickets de métro, mais pour l'instant, on voit mal leur emploi, il suffit d'imaginer les embou-

teillages qui se produiraient si l'une de ces machines tombait en panne...

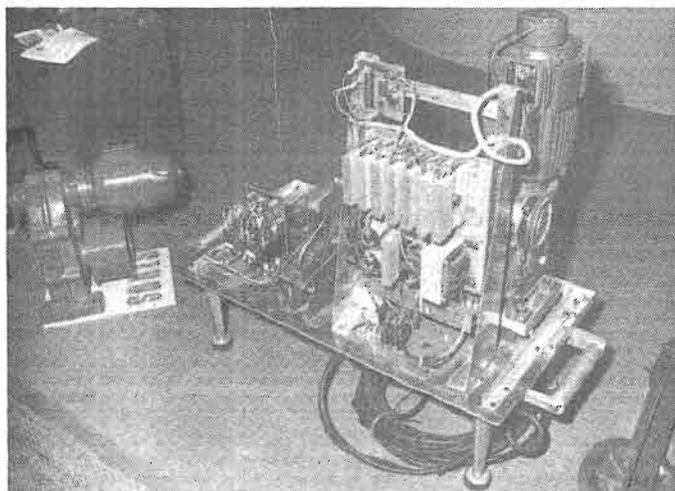
C'est dans le théâtre que l'on trouve une application intéressante avec des rideaux de scène asservis, au millimètre près, chez SORES. ; asservissement utilisé également pour la mise en place des décors qui ne sont plus aujourd'hui de simples toiles peintes...

Dans le matériel de traitement des films, l'électronique trouve aussi un emploi, régulation des procédés de traitement, analyse des couleurs, etc. pour aider ces traitements, se déroulant, en

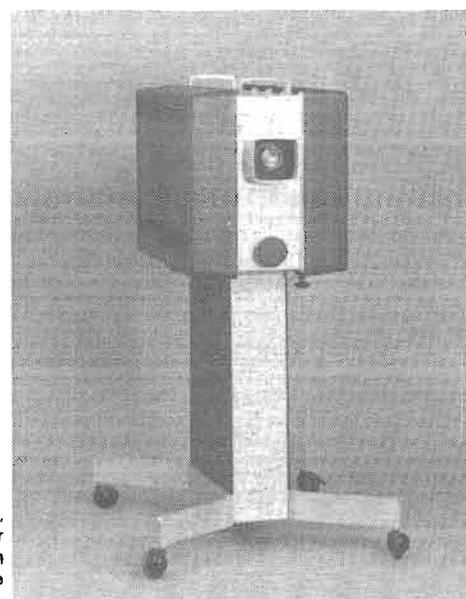
grande partie dans l'obscurité, Oude Delft vend une paire de lunettes électronique travaillant aux infrarouges résiduels des lampes de laboratoire, lampes qui ne risquent pas de voiler les films.

Des appareils sortant du quotidien et qui travaillent toujours en coulisse, dans des cabines séparées du public, voilà où se cachait l'électronique dans ce premier CISCO. Une électronique sophistiquée la plupart du temps, mais aussi, parallèlement de l'électronique classique. Le deuxième salon se tiendra dans deux ans, et cette fois, il se situera entre deux week-

ends, ce qui est la meilleure formule pour un salon réservé aux professionnels, les visiteurs préfèrent passer leur week-end ailleurs que dans un salon, les exposants présents le confirmeront.

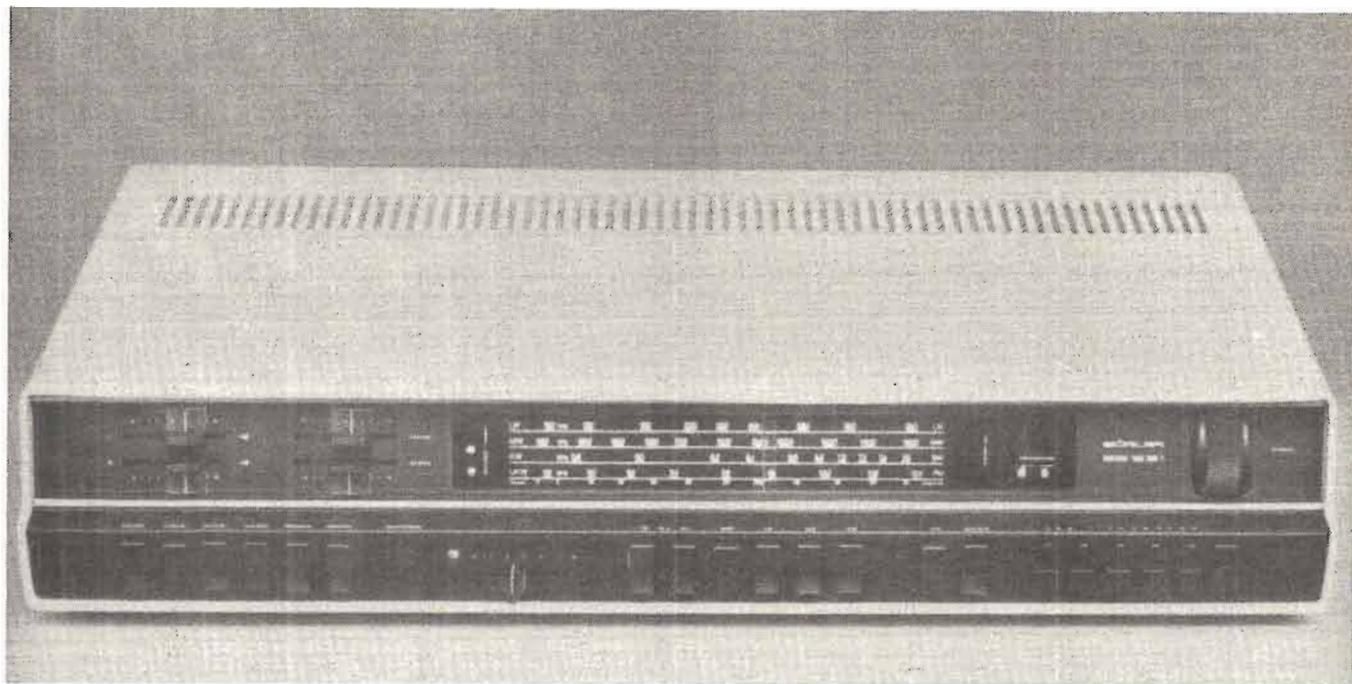


14. - Chez Sores, un autre genre d'électronique avec un treuil asservi en position et en vitesse.



15. - L'une des révélations de ce Cisco, un projecteur de télévision en couleur extrêmement compact et n'ayant qu'un seul objectif. Utilise une « valve » de lumière.

AMPLI ~ TUNER



GORLER SG 531

LE nom de Görler paraîtra familier à beaucoup de gens qui ont eu l'occasion d'employer les modules MF de haute qualité de cette firme pour réaliser des tuners. Görler, société du groupe Körting, fabrique également des appareils HiFi qui sont commercialisés en France seulement depuis peu de temps. L'ampli-tuner SG 531 décrit ici fait partie d'une gamme de 5 appareils, 2 chaînes compactes, un ampli-tuner, un tuner et un amplificateur tétraphonique. Point commun de ces appareils, ils utilisent une technique modulaire intéressante mise au point par Körting et employée depuis plus de deux ans.

CARACTÉRISTIQUES

Section BF :

Puissance de sortie : 2 x 30 W efficaces/4 Ω .

Puissance musicale : 2 x 50 W/4 Ω .

Taux de distorsion inférieur à 0,5 % à la puissance nominale et 1 kHz

Bande passante 20 Hz - 25 kHz \pm 1,5 dB.

Distorsion par intermodulation : inférieure à 1,8 % à la puissance nominale.

Rapport signal/bruit : 60 dB sur les entrées Phono - 80 dB sur les entrées Haut niveau.

Sensibilité : 2,5 mV sur 47 k Ω , entrée phono - 100 mV sur 470 k Ω , entrée haut niveau.

Sortie : 4 à 16 Ω , sortie ambiophonie.

Casque : 8 à 2 000 Ω , prise DIN.

Section HF :

Sensibilité MF : 1 μ F \pm 3 dB en mono, 6 μ V \pm 3 dB stéréo.

Largeur de bande : 150 kHz \pm 25 kHz.

Réjection du canal adjacent : 48 dB.

Réjection MA : 40 dB.

Taux de distorsion : inférieur à 1 % pour 40 kHz d'excursion.

Rapport signal/bruit : supérieur à 50 dB.

Réjection de la fréquence pilote : 31 dB.

Séparation des canaux : meilleure que 30 dB à 1 kHz.

Section MA :

Gammes d'ondes : GO, PO, OC (5,9 à 7,4 MHz).

Antenne ferrite incorporée.

Sélectivité : 38 dB pour f \pm 9 kHz.

Largeur de bande : 4 kHz.

PRESENTATION

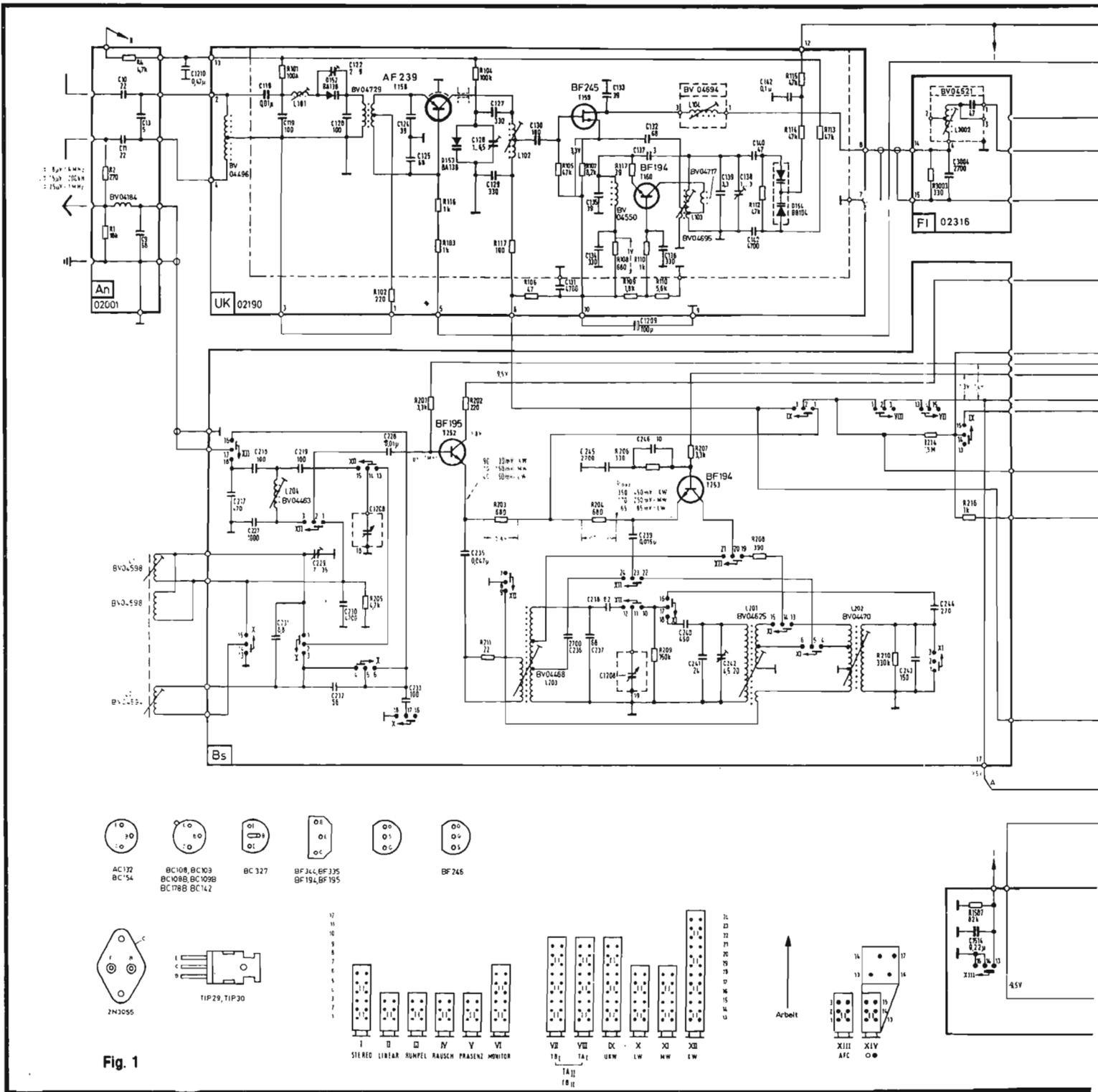
L'ampli-tuner SG 531 se présente comme un appareil aux formes basses d'une esthétique originale et élégante. Deux présentations sont offertes, l'une coffret façon noyer, l'autre en blanc. La façade est un profilé d'aluminium extrudé anodisé en noir. En haut et à gauche, à côté du cadran : les quatre potentiomètres linéaires ; deux commandent le volume de chaque canal et devront être utilisés pour régler la balance, les deux autres agissent sur la correction de timbre. Le cadran, aux inscriptions apparaissant en vert possède les quatre échelles correspondant aux quatre gammes reçues ; un système d'accord original, pas de galvanomètre mais deux diodes électroluminescentes, une verte et une rouge. Lorsque l'amplitude du signal d'antenne est forte, les deux diodes sont allumées, lorsque le signal est faible, seule la lampe rouge s'illumine, faiblement. L'indicateur stéréo est lui aussi à diode

électroluminescente. A sa droite, deux autres diodes LED indiquent, lors du pré réglage des stations dans quel sens il faut tourner le potentiomètre d'accord pour que la station à pré régler soit celle affichée sur le grand cadran. Le volant d'accord est moleté, son axe est parallèle à la façade, il se manipule du pouce de la main droite ; sa masse faisant volant d'inertie rend la manœuvre plus agréable. Toutes les touches sont rassemblées dans la partie inférieure.

D'un côté, les touches des fonctions auxiliaires, au centre, celles des fonctions principales comme la sélection des gammes, ou des entrées et enfin le sélecteur de stations pré réglées. Il y a cinq touches pour ces stations et un seul bouton de réglage. En effet, une fois la touche de l'une des stations enfoncée, le bouton de réglage est embrayé sur le curseur du potentiomètre correspondant à la touche.

Un potentiomètre spécial, à commande linéaire à sept positions ajuste le niveau de l'effet ambiophonique du récepteur.

On trouve également sur la face avant une prise pour casque



protégée par un capuchon de plastique.

Les entrées, situées sur la face arrière sont bien sûr au standard DIN. On y trouve deux paires de prises pour les enceintes acoustiques, trois prises d'entrée, magnétophone, tourne-disques, et auxiliaire. Au-dessus, une dernière prise DIN sert pour le monitoring. Les prises d'antenne sont, elles aussi au standard DIN, pour les réceptions en M.F. à courte distance de l'émetteur, un fil est

couplé capacitivement au fil d'amenée du secteur. En M.A., il y a une antenne ferrite interne, non orientable.

ETUDE TECHNIQUE

Section tuner :

La section HF se subdivise en deux parties principales, une section modulation de fréquence et une section modulation d'amplitude. Nous commencerons par cette dernière.

La réception des ondes longues et moyennes s'effectue sur un cadre en ferrite qui dispense de l'emploi d'une antenne externe. La réception sur antenne extérieure peut toujours se faire. L'accord de cette section se fait par un condensateur à deux cages, l'une pour l'accord de l'antenne ferrite ou des circuits d'accord d'ondes courtes, l'autre pour l'oscillateur local. Ce dernier joue uniquement le rôle d'oscillateur, le convertisseur étant le

transistor T 252. Divers commutateurs permettent d'obtenir les gammes d'ondes longues, moyennes et ondes courtes.

La polarisation du convertisseur est prise sur l'émetteur du transistor T 387 de l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Comme ce transistor est admis à l'action de la commande automatique de gain, il en fait profiter le convertisseur. L'amplificateur FI est commun aux deux sections MF et MA de l'ampli-tuner, sui-

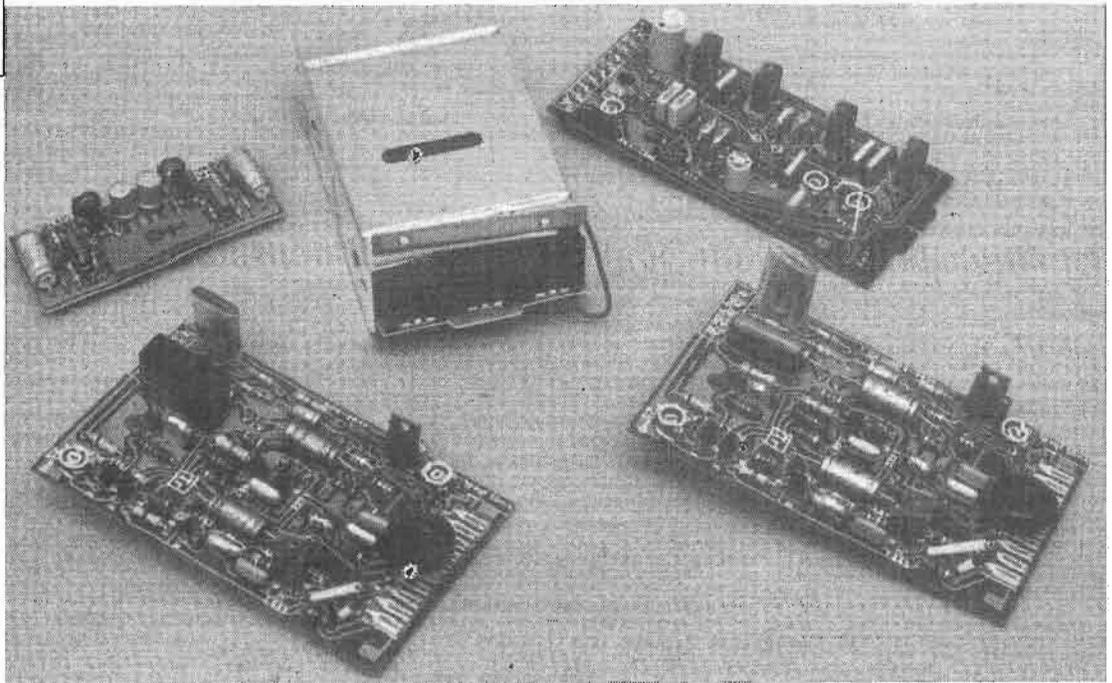
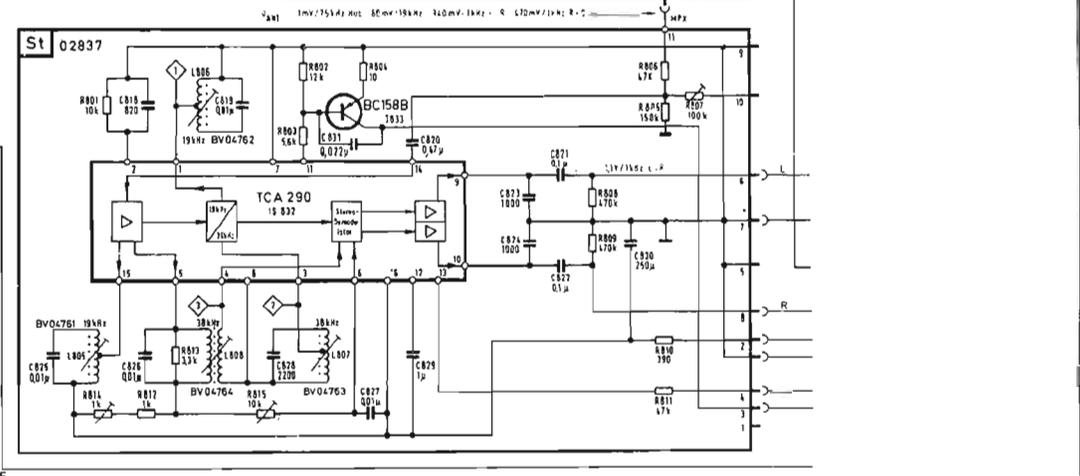
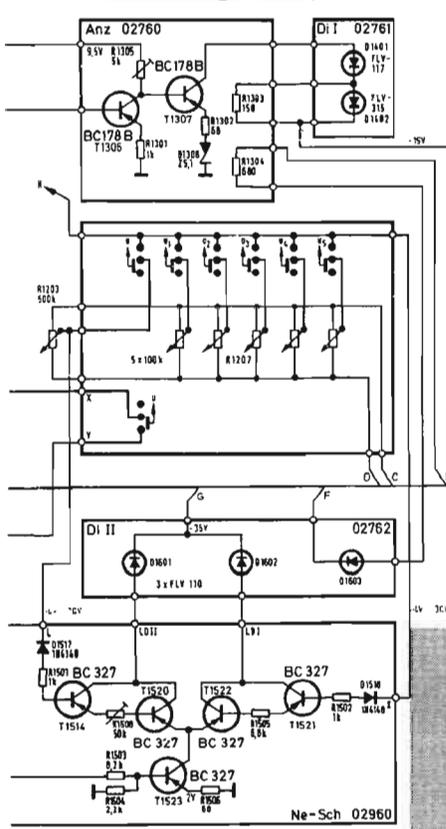
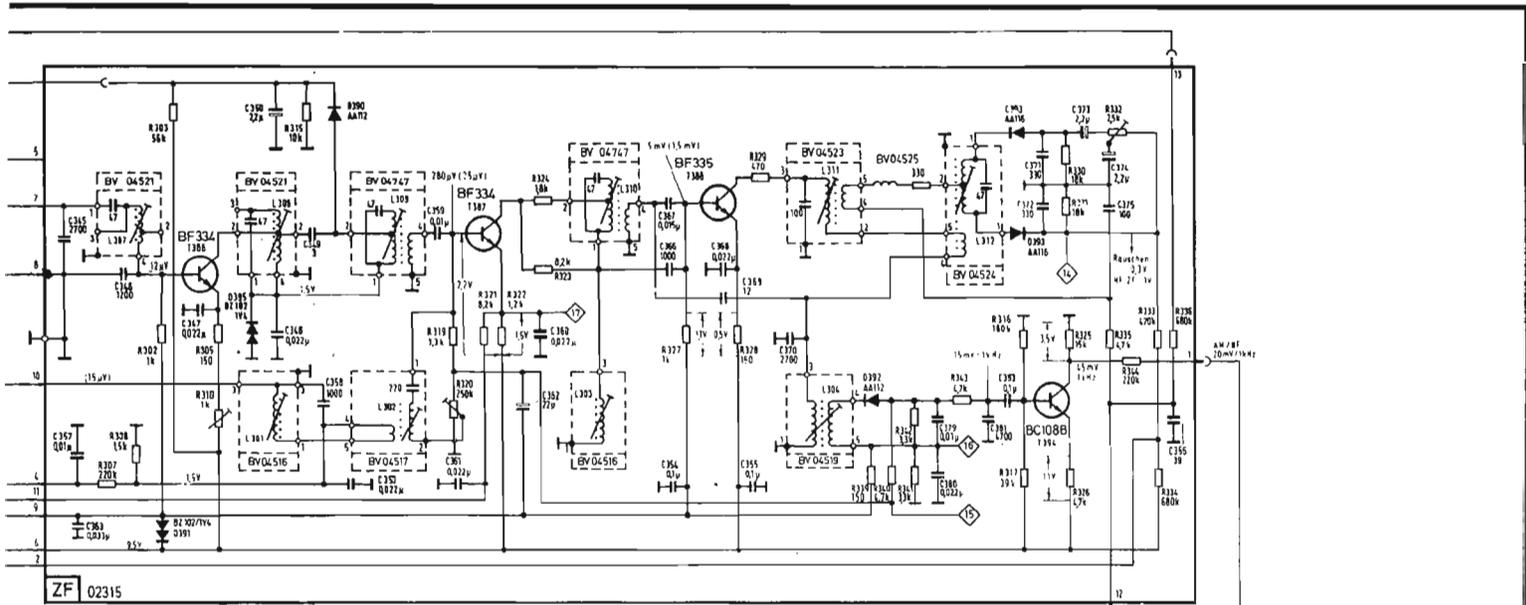


Photo 1 : L'ampli-tuner Görler SG 531 est construit suivant une technique modulaire. On reconnaît ici, au centre l'amplificateur d'entrée blindé, en haut à droite le décodeur stéréophonique, en bas les deux amplificateurs de puissance, en haut à gauche un préampli intermédiaire.

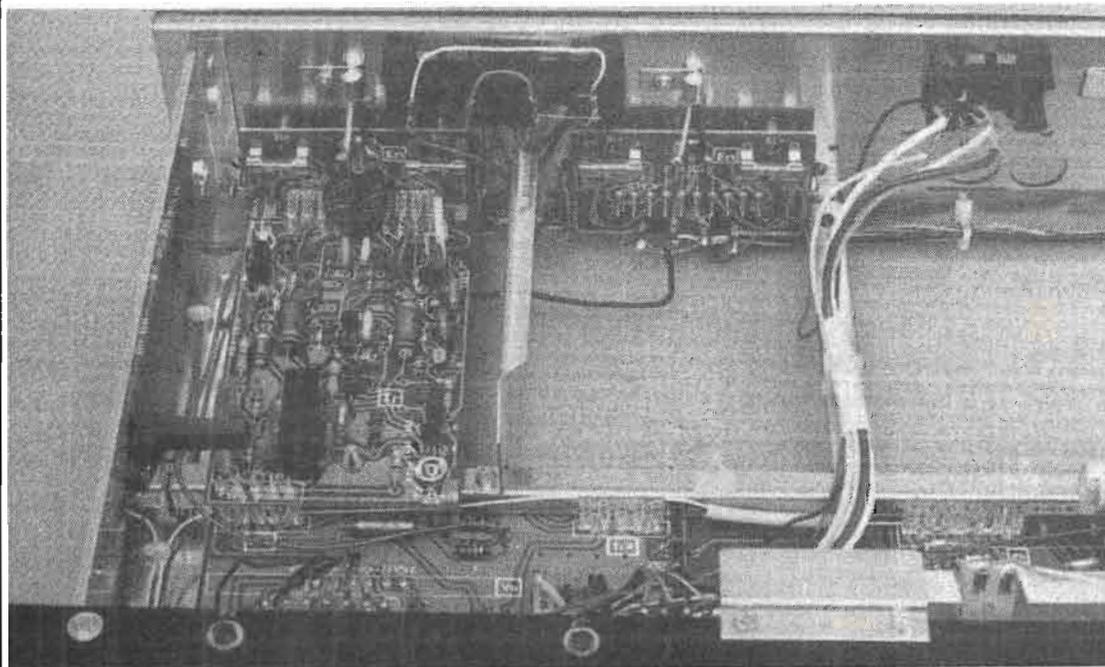
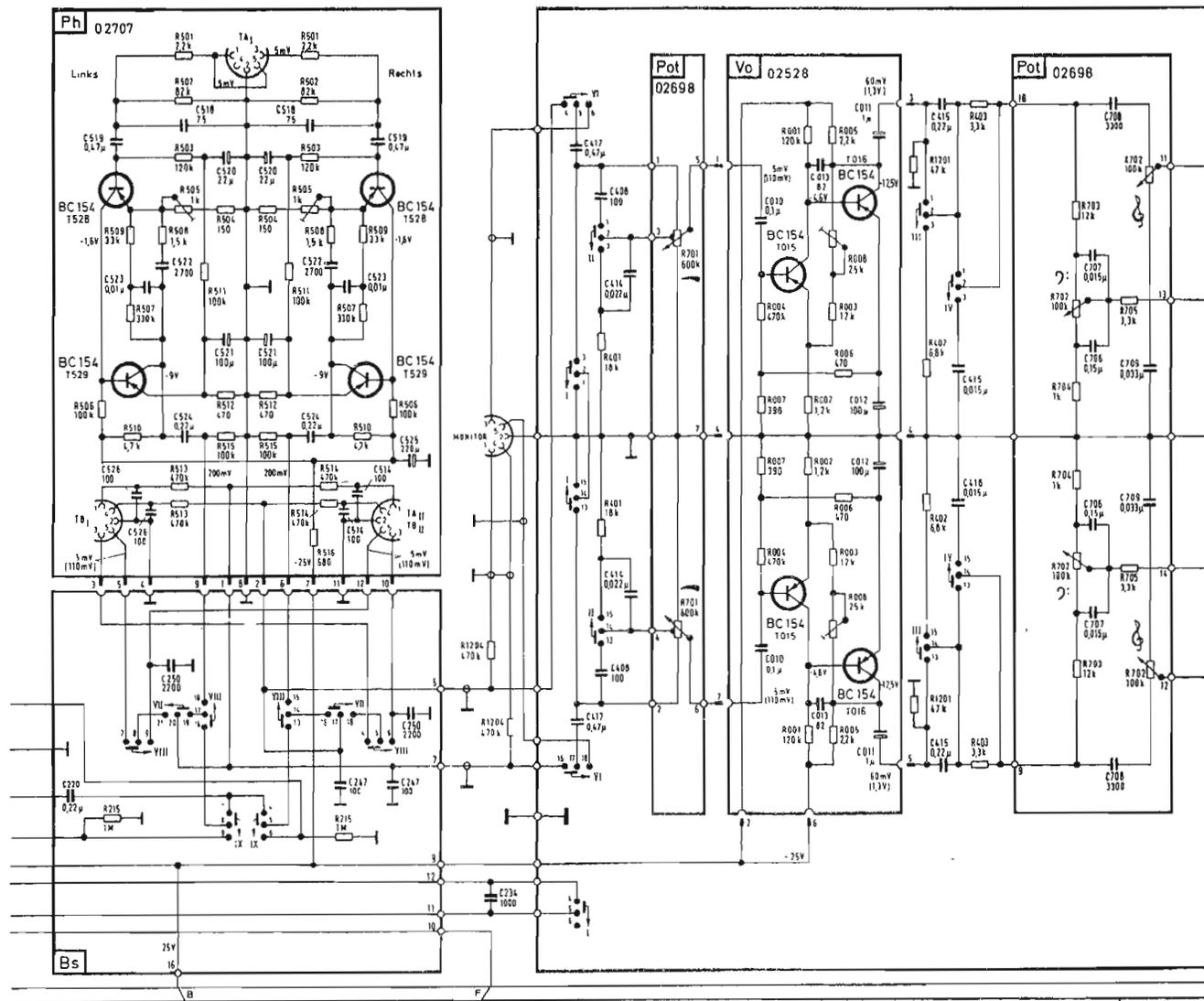
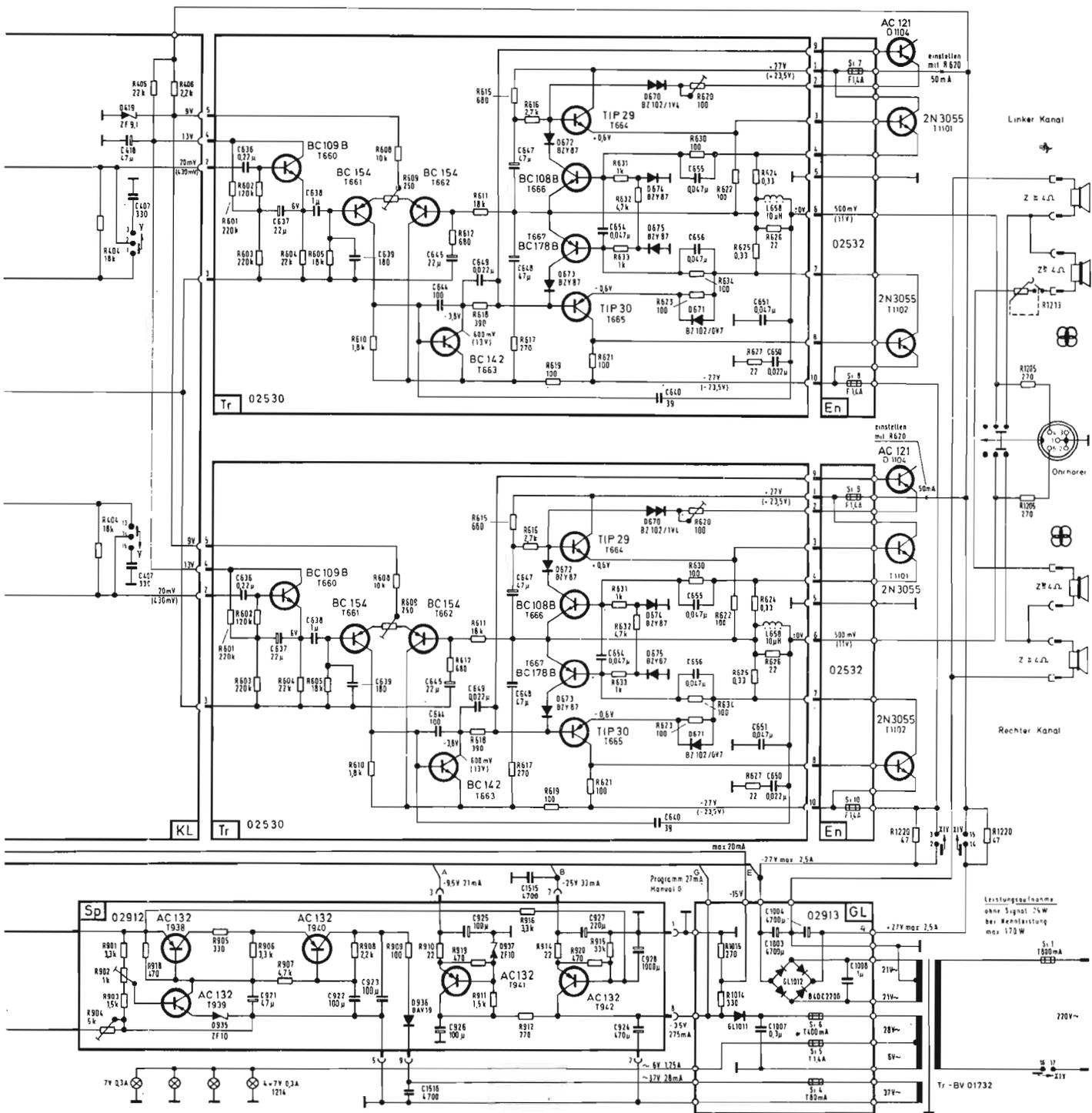


Photo 2 : La section « puissance » du Görler SG 531 ; les transistors sont connectés par des petits circuits imprimés, on voit également sur ce document les transistors au germanium de compensation thermique, vissés contre la face arrière servant de radiateur.



Steuergerät Görler
SG 531 - 35695

vant une formule très répandue. Comme les deux fréquences d'accord sont très différentes, condensateurs d'accord de l'un et self de l'autre se comportent comme des court-circuits ou des circuits ouverts par rapport à l'autre fréquence intermédiaire. Les circuits d'accord de l'amplificateur FI utilisent diverses struc-

tures, série, parallèle ou circuits couplés. Après détection par la diode D 392, le signal audio est amplifié par le transistor T 394.

Section M.F. :

Le tuner M.F. possède 5 stations préréglées par potentiomètres. L'accord se fait donc par diodes à capacité variable, diodes

simples pour les circuits d'accord, diode double pour l'oscillateur local.

Le transistor d'entrée est un modèle au germanium à faible bruit que l'on rencontre fréquemment dans les tuners de télévision. Le convertisseur de fréquence utilise un transistor à effet de champ. Sa porte reçoit le

signal haute fréquence tandis que sa source reçoit le signal venu de l'oscillateur local.

Le premier transistor est soumis à une contre-réaction venant du premier étage à fréquence intermédiaire. Il peut donc recevoir des signaux de forte amplitude qui ne satureront pas le changeur de fréquence.

La double diode de l'oscillateur local est polarisée de deux façons, d'une part sur ses anodes par la tension d'accord issue du sélecteur de stations, d'autre part sur sa cathode par la tension issue du discriminateur. Cette seconde tension sert de commande automatique de fréquence et peut être mise à la masse par l'inverseur XIII.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire est accordé par circuits couplés, le constructeur a utilisé toutes les ressources de la technique pour assurer une largeur de bande convenant à la réception de programmes stéréophoniques. Le discriminateur est un détecteur de rapport.

Le décodeur stéréophonique utilise le seul circuit intégré de cet ampli-tuner. Il s'agit d'un démultiplexeur à bobinage, ces bobinages assurant la restitution de la sous-porteuse à 38 kHz. Le réglage de la séparation des canaux sera optimisé par l'intermédiaire des résistances variables R 814 et R 815.

Dispositifs annexes :

L'indicateur de champ est un modèle original qui met en œuvre deux diodes électroluminescentes D 1401 et 1402. La seconde diode est shuntée par une résistance si bien qu'il faut que le courant traversant la première ait une intensité suffisante pour que la seconde entre en service, de plus, la seconde diode est verte et a une tension de fonctionnement plus élevée. Ces deux diodes sont commandées par un amplificateur à transistors, T 1306, T 1307.

L'indicateur d'accord des stations préréglées est du même type, à diodes LED, si bien que le constructeur a pu éliminer les galvanomètres. Cet indicateur utilise un amplificateur symétrique. Le transistor placé dans le circuit d'émetteur sert à couper les diodes pour les gammes des ondes de la modulation d'amplitude. Il ne s'agit pas en fait d'un véritable indicateur d'accord mais d'un système d'aide au réglage de la fréquence des stations préréglées. Ce système compare la tension du curseur du potentiomètre d'accord solidaire du condensateur variable et celle réellement appliquée au tuner. Lorsque l'on effectue le réglage de l'accord, l'une ou l'autre des diodes s'allume indiquant le sens dans lequel il faut tourner le potentiomètre de préréglage. Lorsque la tension est identique de chaque côté de l'amplificateur, les deux

diodes s'allument avec la même intensité.

Section audio :

Là encore, nous retrouvons des techniques classiques qui ont fait leurs preuves depuis longtemps. Deux transistors à faible bruit, filtre HF à l'entrée, contre réaction sur l'émetteur et sortie sur le collecteur du second transistor, à noter, le réglage du gain des étages d'entrée. Les connexions internes autorisent le monitoring c'est-à-dire le contrôle de l'enregistrement si le magnétophone possède trois têtes. Une touche commande cette fonction. La correction physiologique, prise sur le potentiomètre de volume est commutable, elle s'effectue par une prise intermédiaire sur la piste du potentiomètre.

A la sortie du potentiomètre de volume, le signal est amplifié, par deux transistors T 015 et T 016, le gain de chaque étage est variable de façon à assurer la symétrie des deux canaux. A leur sortie, les filtres passe haut et passe bas, anti rumble et anti-bruits d'aiguille limitent la bande passante. Ces filtres ont une structure simple, RC et une réponse du premier ordre, pente de coupure 6dB/octave. Le correcteur de timbre qui suit les filtres est de type passif, nous retrouvons à sa sortie un autre filtre, de présence qui sert à accentuer les fréquences aux environs de 2 000 Hz.

Un dernier étage séparateur, monté en collecteur commun attaque l'amplificateur de puissance. Notez le réglage de symétrie par potentiomètre placé entre les deux émetteurs des transistors de l'étage différentiel. On retrouve ici la structure générale du montage RCA quasi-complémentaire, avec ses deux transistors NPN 2N 3055 en sortie. La compensation thermique se fait par deux systèmes, une jonction base-émetteur de transistor au germanium D 1104, dont le boîtier est en contact thermique avec le radiateur des transistors de puissance et la diode de régulation D 670, qui elle, est en contact thermique (graisse silicone) avec le transistor driver T 664. La protection électronique est classique : on mesure le courant qui traverse les résistances d'émetteur et on compare sa valeur avec la tension base-émetteur des transistors de protection qui shuntent à leur tour, si besoin est, les bases des transistors d'attaque. L'alimentation est à point milieu si bien qu'il n'est pas nécessaire de

disposer de condensateur de sortie entre haut-parleur et amplificateur. Chaque module amplificateur dispose, outre les protections électroniques de deux fusibles, l'un dans la ligne négative, l'autre dans la ligne positive.

Une autre particularité de ce montage, lors de la phase d'arrêt de l'amplificateur, deux résistances de 47 ohms sont mises en série avec l'alimentation, une sur chaque ligne, entre le condensateur de filtrage et l'amplificateur, ce qui limite l'intensité des bruits de commutation lors de la décharge progressive des condensateurs de l'amplificateur.

Les alimentations auxiliaires sont régulées, en particulier pour la tension des diodes à capacité variable.

FABRICATION

Il a largement été fait usage ici d'une technique modulaire. Chaque amplificateur est câblé sur un circuit imprimé, sauf bien entendu les transistors de puissance qui sont cependant câblés par l'intermédiaire d'un petit circuit imprimé. Ces ensembles sont reliés par connecteurs argentés donc assurant un bon contact, il y a en tout une vingtaine de sous-ensembles reliés de la sorte. La technique de liaison n'a pourtant pas été aussi poussée que sur certains amplificateurs déjà vus chez Körting et où il n'y avait que deux soudures, celles du câble d'alimentation à assurer pour terminer l'amplificateur (montage en 5 minutes !). Ici, il reste encore un certain nombre de fils soudés, car il n'y a pas véritablement de circuit mère. Les circuits sont soit vissés sur un longeron principal traversant l'appareil, soit encliquetés sur un pion élastique en matière plastique. Le châssis et l'ébénisterie assurent la rigidité de l'ensemble. Les composants sont de bonne qualité, la majorité est d'origine européenne. Les soudures sont propres, celles des circuits imprimés sont faites à la machine (bain). A signaler : la sérigraphie du circuit imprimé côté composants, ce qui facilitera les opérations de maintenance.

MESURES

La puissance de sortie est de 2 x 16 W efficaces sur 8 Ω et de 2 x 30,5 W sur 4 Ω , cette mesure a été faite, les deux canaux excités simultanément. Cette mesure confirme les indications du constructeur.

Le taux de distorsion harmonique à 1 000 Hz est de 0,4 % à puissance max. sur une charge de 4 Ω , il descend à 0,2 %, toujours à pleine puissance pour une charge de 8 Ω . A mi-puissance, la distorsion est de 0,13 % sur 4 Ω et 0,1 % sur 8 Ω . A 20 Hz et à 20 000 Hz, le taux de distorsion passe respectivement à 0,35 % sur 8 Ω , 0,36 % à 20 Hz sur 4 Ω et 0,5 % à 20 000 Hz sur 4 Ω .

Pour l'intermodulation, on trouve 0,95 % sur 4 Ω .

La bande passant à mi-puissance est de 8 Hz à 37 000 Hz. L'action des filtres passe-haut et passe-bas est de 9 dB d'atténuation à 40 Hz et 9,5 dB à 10 kHz.

La mesure de bruit de fond sur l'entrée phono est excellente, il est en effet de 77 dB ; cette valeur peut paraître élevée ; en fait, la sensibilité de l'étage d'entrée n'est que de 10 mV, la réduction du gain entraînant une réduction du bruit de fond.

Sur les entrées à haut-niveau, le rapport signal/bruit est de 90 dB, valeur excellente.

Le tuner MF s'est très bien comporté, la réception de stations distantes s'effectue sans problèmes. Les ondes modulées en amplitude sont elles aussi reçues correctement.

CONCLUSIONS

Présentation soignée, performances très honorables, construction sérieuse, voilà de quoi satisfaire plus d'un amateur, d'autant plus que les trois gammes d'ondes en modulation d'amplitude du Görler SG 531 lui assurent un avantage certain sur beaucoup d'appareils d'origine japonaise ou plus exactement d'Extrême-Orient, qui n'ont que les ondes moyennes.

GENERAL INSTRUMENTS :

des circuits MOS

TRES spécialisés

LES techniques d'intégration de circuits à grande échelle permet d'intégrer aujourd'hui sous un volume réduit des ensembles complets de circuits essentiellement digitaux. Les machines à calculer de poche, de plus en plus complexes en sont un exemple marquant. Le circuit MOS pénètre de plus en plus dans le « Grand public » ou il permet de remplir des fonctions que l'on n'aurait jamais osé imaginer il y a quelques années.

General Instruments, à l'occasion de l'annonce officielle de la représentation du département Microélectronique par PEP, présentait récemment une série de circuits intégrés MOS spécialisés dans divers domaines industriels et grand public.

PEP est au départ une société de distribution de composants très techniques. Cette technicité exige la présence d'un bureau technique dans le sein de la société et un support efficace des équipes de vente par des ingénieurs d'application. Si les composants traditionnels n'exigent pas une telle structure, les composants complexes comme les produits LSI MOS demandent une information poussée des utilisateurs potentiels.

C'est ce support technique qui a permis à PEP, Produits Electroniques Professionnels de devenir agent général de General Instrument Microélectronique. Cette nouvelle organisation est effective depuis le premier mars 1975. Outre ses activités, « General Instruments », cette firme représente plusieurs autres fabricants de composants discrets.

Le groupe General Instruments a un chiffre d'affaires de 450 millions de dollars et regroupe plusieurs sociétés. Ses unités de fabrication sont réparties dans le monde : Etats-Unis, Angleterre, Italie, pour la production de chips, tandis qu'une partie du montage est faite en Extrême-Orient. Récemment, G.I.C. a acheté l'usine Bowmar de Chandler dans l'Arizona. Cette usine

sera ultérieurement spécialisée dans la fabrication MOS canal N et dans la fabrication de microprocesseurs et de mémoires. Cette usine sera également mise à la disposition de Bowmar Canada pour les recherches et le développement ainsi que pour la vente des composants d'affichage. Les activités de ces deux firmes, à Chandler seront absolument dissociées.

Une réunion de presse présidée par M. Steve Forte, directeur général pour l'Europe de GIM, M. Mark Gladwell, directeur des ventes pour l'Europe du Nord, M. Daniel Langlois, directeur de PEP et M. Claude Hamelin, ingénieur d'application, permettait de présenter beaucoup de nouveautés.

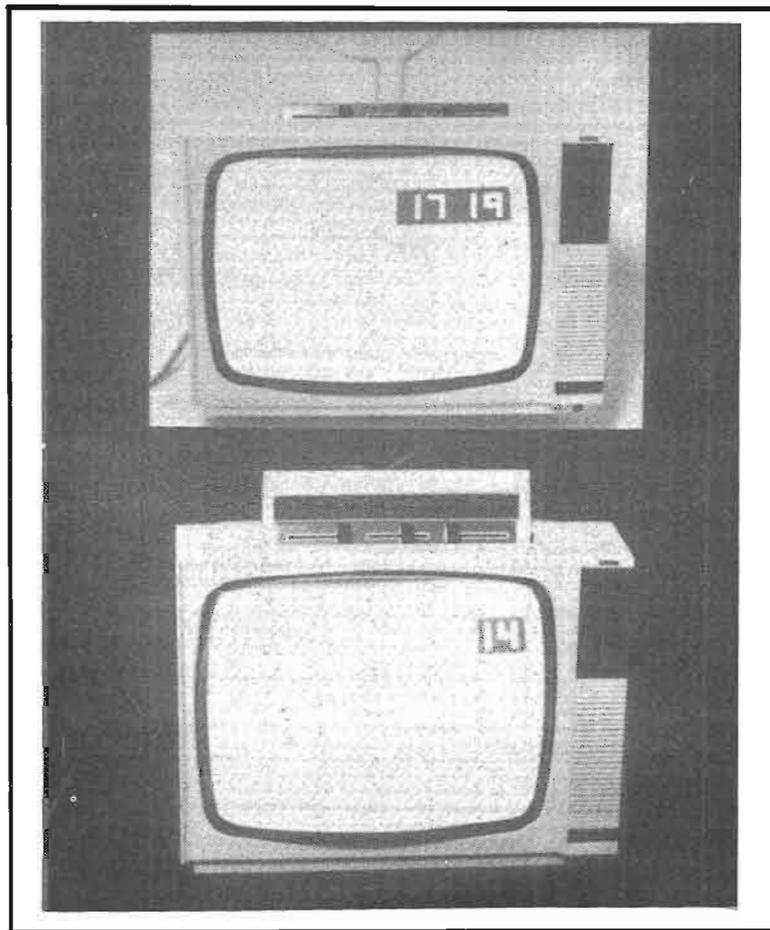
Les productions de GIM s'exercent dans cinq domaines : les calculatrices, les télécommunications, l'industrie, le grand public et les microprocesseurs.

LES CIRCUITS DE CALCULATRICES

La baisse vertigineuse du prix des calculatrices de poche, dont les prix ont été divisés par dix en quatre ans, pour une machine à quatre fonctions ont été favorisées par le développement des techniques MOS.

Les premières machines utilisaient un chip qui assurait les fonctions de calcul et devait être associé à plusieurs éléments périphériques : convertisseur de tension pour produire une tension de 15 à 24 V à partir de la batterie, drivers pour les affichages fluorescents ou à diodes électroluminescentes, et système d'horloge.

Aujourd'hui, ces circuits ont été intégrés sur le chip de calcul où alors on fait appel à un circuit intégré auxiliaire capable d'un débit en courant plus important. Ainsi, tous les circuits de calcul comprennent les drivers des segments pour les afficheurs du circuit intégré, ainsi que l'horloge. L'alimentation et les drivers des chiffres ont été intégrés en techni-



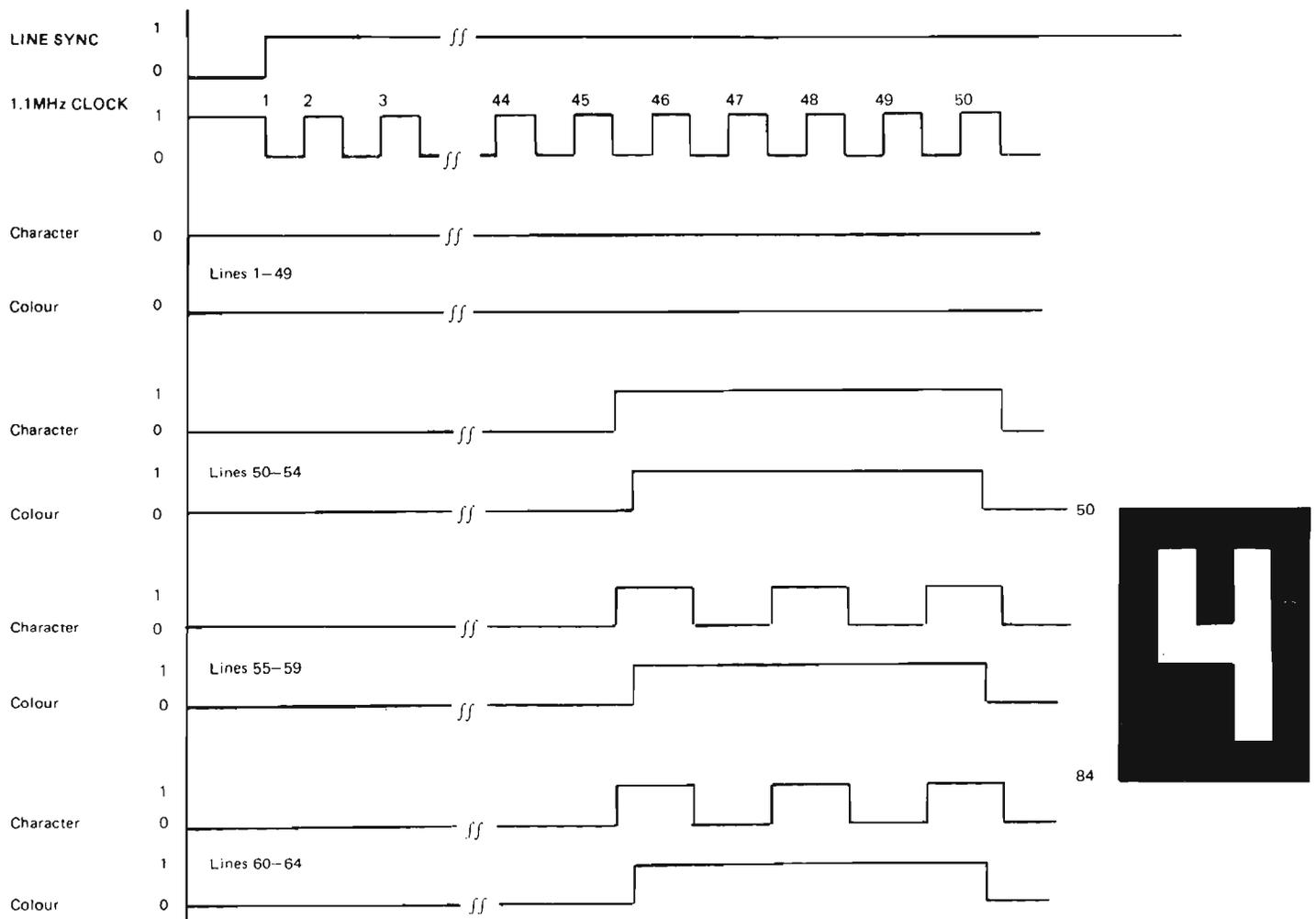


Fig. 1. - Comment est obtenu le chiffre à partir du circuit intégré AY-5-8300 de General Instruments. Les signaux du téléviseur et ceux du générateur de caractère sont mélangés, ce sont ceux du générateur de caractère qui ont la priorité. Les caractères sont obtenus par un système complexe de compteur qui détermine l'emplacement du chiffre en comptant le nombre de lignes et le temps entre le début de la ligne et l'endroit où va apparaître le caractère. Deux signaux sont délivrés, l'un pour le cadre noir (modulation tout ou rien de l'intensité), l'autre pour la couleur (répartition des courants des trois faisceaux en fonction de la couleur à obtenir). La couleur s'obtient également en tout ou rien, on fait ici une combinaison des couleurs fondamentales.

que bipolaire pour être associés au circuit de calcul. De plus, l'utilisation de procédé à implantation ionique permet au circuit d'être alimenté directement par les 9 volts de la batterie.

On peut aujourd'hui réaliser une calculatrice à partir de trois composants : un circuit d'affichage, un circuit MOS de calcul et un CI bipolaire. Une restriction cependant : le marché allemand est friand d'afficheurs à tube fluorescents, tandis que le marché anglais de LED : plusieurs types de drivers restent donc nécessaires.

Les techniques de fabrication ont permis une réduction dans un facteur de 10 du coût des chips : augmentation du diamètre des Wafers, amélioration des techniques des masques, meilleur contrôle des procédés de diffu-

sion, réduction du prix de l'encapsulation grâce à de nouvelles techniques de passivation, autorisant un surmoulage époxy, nouveaux procédés de liaisons électriques (aluminium et argent au lieu d'or).

Le dernier cri en matière de rationalisation de la fabrication est de vendre un circuit imprimé sur lequel sont montés les afficheurs et les deux chips (non enrobés) du calculateur et du driver. Il ne reste plus qu'à ajouter la boîte, le clavier et la pile...

Sept circuits intégrés constituent la gamme : depuis la quatre fonctions, 8 chiffres, jusqu'au calculateur scientifique et aux calculateurs spécialisés (financier par exemple).

CIRCUITS DE TÉLÉCOMMUNICATION

Les circuits de télécommunication sont étudiés en Europe, le marché américain étant réservé à la Bell Company. Les circuits présentés par GI sont destinés à équiper les postes des usagers en leur offrant des possibilités qu'ils n'avaient pas auparavant.

Ces circuits sont destinés à la réalisation de postes où le cadran est remplacé par un clavier à touches.

Le poste le plus simple comprend un dispositif électronique qui convertit les instructions du clavier en un code exploitable par les standards actuels. Suivant les pays concernés, plusieurs versions du même circuit sont disponibles (durée des impulsions, leur

fréquence, etc. peuvent être adaptés à la demande).

Poussant plus loin les recherches, GI a également mis sur le marché des circuits permettant de mettre en mémoire jusqu'à dix numéros de 20 chiffres. Outre ces dix numéros, le circuit peut traiter sans effacement de la mémoire n'importe quel autre numéro composé directement. Pour émettre l'un des numéros stockés, il suffit d'appuyer sur un bouton et d'appeler, par un seul chiffre l'un des dix numéros enregistrés, ce chiffre est alors transmis au circuit principal qui se charge de le coder avant de l'émettre. Pour une utilisation dans un standard de petite taille, on peut grouper les circuits mémoires jusqu'à une capacité de 100 numéros. Plusieurs autres circuits sont en préparation hor-

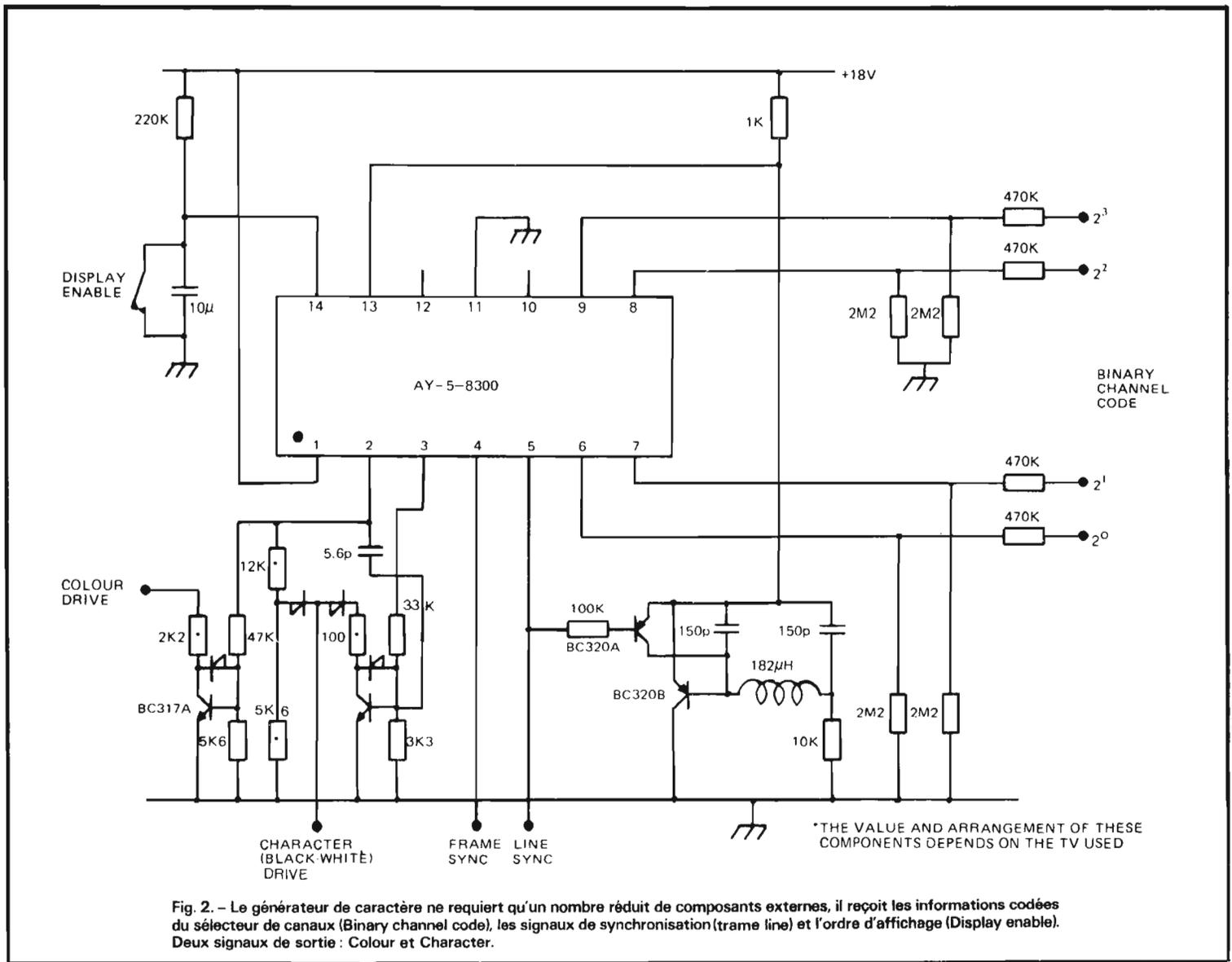


Fig. 2. - Le générateur de caractère ne requiert qu'un nombre réduit de composants externes, il reçoit les informations codées du sélecteur de canaux (Binary channel code), les signaux de synchronisation (trame line) et l'ordre d'affichage (Display enable). Deux signaux de sortie : Colour et Character.

loge CMOS à alimentation par la ligne, circuits de codage en fréquence par filtres céramiques, circuits pour téléimprimeurs.

CIRCUITS GRAND PUBLIC

Ce domaine couvre la télévision, les horloges, la radio, les organes électroniques.

Dans ce dernier domaine, pour lequel GIM est l'un des principaux constructeurs mondiaux, aucune nouveauté n'a été présentée. Par contre, les trois autres domaines ont leurs nouveautés originales.

Les horloges électroniques connaissent en ce moment une grande vogue et beaucoup de constructeurs proposent maintenant des circuits intégrés adaptés à cette tâche. Le circuit AY-5-1224 de GIM peut travailler sur 12 ou 24 heures sur les secteurs européens à 50 ou 60 Hz. Si nécessaire, on peut également disposer

d'une sortie décimale codée en binaire, cette solution étant particulièrement utile pour les applications en comptage. Les quatre possibilités, 12, 24 heures, 50 ou 60 Hz sont accessibles par le biais d'un multiplexage de bornes ce qui permet de livrer un circuit intégré dans un boîtier DIL à 16 bornes au lieu des 24 ou 28 bornes habituelles. La base de temps est fournie par le secteur plus économique qu'un quartz. Ce type de circuit dont le prix n'est pas encore annoncé devrait permettre une extension des pendules électroniques à affichage.

L'une des nouveautés les plus spectaculaires est la famille de circuits d'affichage de données sur un écran de TV. L'un de ces circuits permet l'affichage de l'heure et du numéro du canal, le second uniquement le numéro du canal.

Ce type d'affichage est particulièrement intéressant, utilisé

conjointement avec une télécommande à ultra-sons.

Les chiffres sont formés à partir d'une matrice de carrés format 5 x 7. La hauteur des caractères est de 35 lignes. Les chiffres apparaissent en couleur : rouge, vert, bleu, jaune, cyan ou blanc sur fond noir. Le chiffre est présenté dans le haut et à droite de l'écran.

En résumé, le circuit de commande du tuner à varicap envoie une information codée au circuit d'affichage ; ce circuit reçoit d'autre part les signaux de synchro ligne et trame ; un compteur de ligne donne le signal d'affichage à partir de la 49^e ligne, et le générateur de caractères est synchronisé par le téléviseur pour assurer un marquage parfaitement net.

Le circuit AY-5-8300 permet d'afficher le numéro des canaux entre 0 et 15, il possède 14 broches, le circuit AY-5-8300 peut

afficher les nombres de 0 à 15 ou de 00 à 99, et, associé à un circuit AY-5-1203 indique sur l'écran heures et minutes. La durée de l'affichage est commandée extérieurement. La base de temps de l'horloge est assurée par le secteur, il conviendra donc, petite restriction, de prévoir une alimentation séparée pour ce circuit.

Le circuit de la troisième série, grand public, est une nouveauté, bien que le procédé ait déjà été présenté il y a plus de deux ans par plusieurs constructeurs de matériel radio et HiFi. Il s'agit ni plus ni moins de supprimer le cadran d'un appareil radio pour le remplacer par l'affichage numérique de la fréquence. Si ce procédé peut sembler intéressant, il faudra s'habituer à trouver la station non pas avec une aiguille placée en face de l'o d'Allouis mais symbolisée par un chiffre, chiffre de la fréquence de l'émetteur.

Cette donnée n'est certaine-

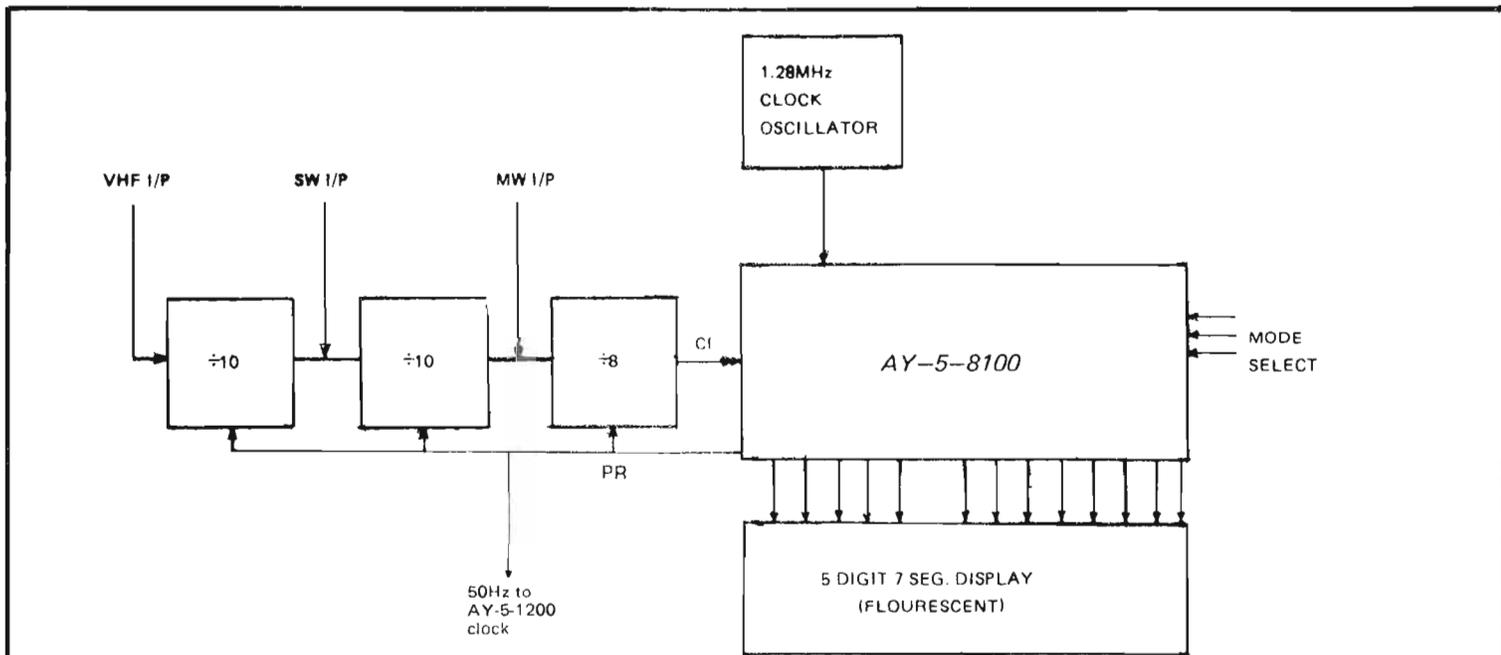


Fig. 3. - Organisation du circuit d'affichage de la fréquence et de l'heure pour récepteur radio petites ondes, ondes courtes et modulation de fréquence. Le circuit AY-5-8100 assure le calcul de la fréquence incidente à partir de la fréquence de l'oscillateur local. Les entrées de cette dernière se font sur des bascules 1 : 10, 1 : 10 et 1 : 8. Les entrées « mode select » servent à choisir la gamme de fonctionnement ou l'affichage de l'heure. Pour cette dernière, il est nécessaire d'ajouter un circuit horloge dont la base de temps sera donnée par l'oscillateur (à quartz) à 1,28 MHz.

ment pas la plus pratique en France, car la plupart des émetteurs sont connus pour leur longueur d'onde et non leur fréquence. Vous devrez donc disposer d'une reproduction du plan de Copenhague qui vous donnera tout de suite la fréquence de l'émetteur que vous recherchez.

Ce circuit intégré est un véritable compteur qui mesure la fréquence de l'oscillateur local, qu'il s'agisse de la gamme MF ou des ondes moyennes et courtes (pas de grandes ondes). Pour les récepteurs à modulation de fréquence, une indication en canaux peut être donnée, elle est valable aux États-Unis où les stations MF sont nombreuses.

Le circuit comprend un compteur qui analyse la fréquence reçue, effectue des calculs à partir de la fréquence intermédiaire et en déduit la fréquence reçue. En modulation de fréquence, un signe + ou - indique la précision de l'accord. Les circuits intégrés sont prévus au départ pour une fréquence intermédiaire donnée.

Selon le masque utilisé lors de la fabrication, on peut programmer une autre valeur de la fréquence intermédiaire. Le circuit comprend les semiconducteurs nécessaires pour attaquer cinq tubes d'affichage à sept segments du type fluorescent ou à cristaux liquides. Comme on dispose de l'affichage, il paraissait évident de

transformer le tuner en dehors de ses heures de service radiophonique puisque le plus gros investissement est fait et qu'il ne reste qu'à ajouter un circuit d'horloge

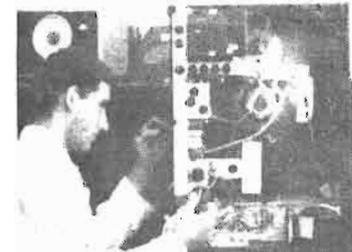
que GI a spécialement étudié pour jouer ce rôle. Verrons-nous bientôt tous les tuners dotés d'un affichage digital, l'avenir nous le dira

Dans un autre domaine, industriel cette fois, GI commercialise lui aussi des circuits LSI pour voltmètres digitaux. Un circuit AY-5-3500 plus deux comparateurs, un générateur de rampe, une horloge et un circuit d'affichage, et le voltmètre numérique est terminé.

Trois gammes de mesure sont possibles : 999, 1 999 et 2 999. Le nouveau circuit, spécialement étudié pour les appareils portatifs tolère une tension d'alimentation comprise entre 13 et 17 V. La consommation du circuit est seulement de 30 mW tandis que la brillance de l'affichage peut être adaptée à la lumière ambiante. Le prix de ce circuit est, en Angleterre inférieur à 3 livres pour une quantité de 1 000 circuits... A quand le multimètre numérique au prix d'une calculatrice de poche ?

Avec cette série de circuits intégrés à grande échelle, GI lance sur le marché des produits sophistiqués pour appareils de luxe. Le circuit intégré a peut-être vu son prix diminuer, mais il reste encore un écueil à combler pour que ces circuits puissent devenir populaires, celui du prix des afficheurs. Pour la télévision, le problème est différent, l'afficheur existe déjà !, les circuits proposés ici concernent une fonction auxiliaire qui n'est pas d'une utilité évidente. Nous sommes au siècle du gadget...

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE
L'INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
 24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
 Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ELECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
 SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT
 (FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT
 Documentation sur demande

infra HRB23

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV

Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
 Documentation gratuite sur demande

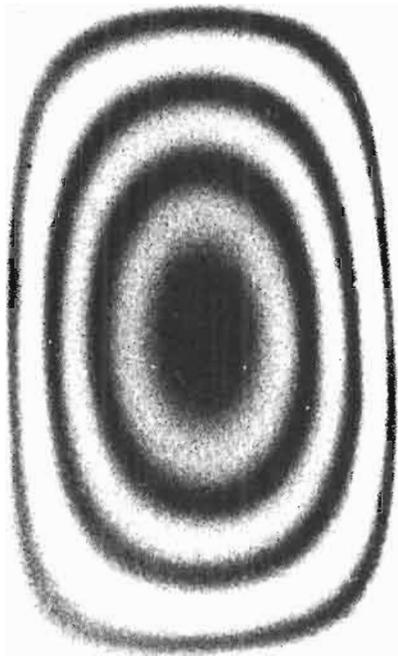
ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
 Téléphone : CAR. 27-56

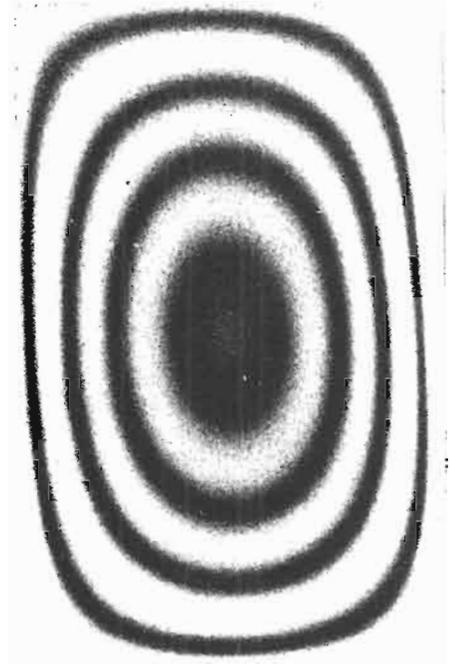
USINE : 42 avenue du Général-Leclerc
 91-BALLANCOURT
 Téléphone : 498-21-42

GALLUS



LES LASERS

Marc FERRETTI



LES FIBRES OPTIQUES

LE mécanisme par lequel la lumière est guidée dans une fibre transparente repose sur le phénomène de réflexion totale : un rayon lumineux se propageant dans un milieu d'indice de réfraction élevé (un verre par exemple) est totalement réfléchi à la surface de séparation avec un milieu moins réfringent (l'air par exemple)

si son incidence est suffisamment rasante.

On définit ainsi un angle limite au-delà duquel tous les rayons sont réfléchis.

Un conducteur optique sera alors constitué d'un cylindre de verre ou de tout autre matériau transparent : un rayon injecté dans le conducteur avec une incidence suffisamment grande sera réflé-

chi une première fois, renvoyée du côté opposé puis réfléchi une seconde fois, et ainsi de suite. Chacune des réflexions est totale : il n'y a pas, en principe, de perte d'intensité lumineuse dans la fibre, sauf si la surface de la fibre n'est pas optiquement parfaite.

LA REFLEXION TOTALE

Il est commode, pour chaque substance transparente, d'introduire un indice désigné par la lettre n . Cet indice est égal au rapport de la célérité c de la lumière dans le vide (de l'ordre de 300 000 km/s) et à la vitesse v de la lumière



Photo 1. - T.V. à fibres optiques : les signaux vidéo modulent une diode électro-luminescente ; celle-ci est couplée, à un faisceau de fibres optiques de plusieurs centaines de mètres de longueur. A l'autre extrémité se trouve un détecteur relié au poste de télévision (photo Corning Glass Works).

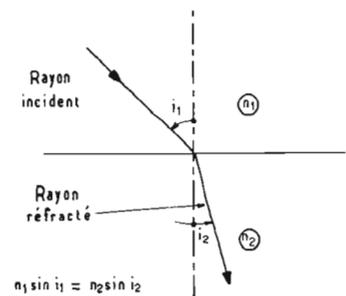


Fig. 1. - Réfraction d'un rayon lumineux.

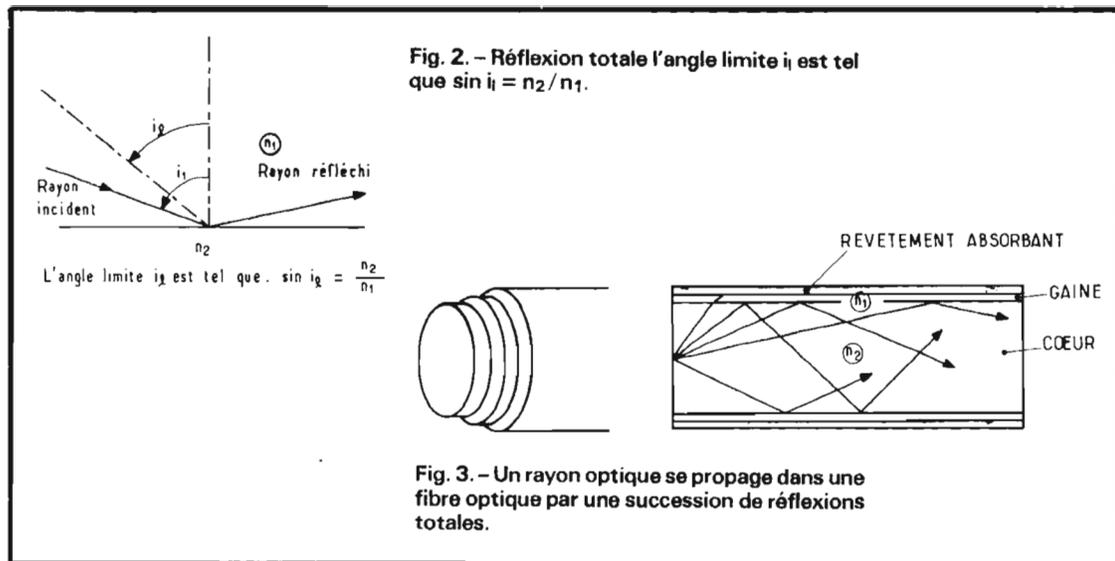
dans la substance elle-même. Comme cette dernière vitesse v dépend de la longueur d'onde, il en est de même de n . Pour la lumière jaune, l'indice n vaut sensiblement 1,33 pour l'eau et 1,5 pour le verre.

Si la lumière passe d'un milieu d'indice n_1 (angle d'incidence i_1) dans un milieu d'indice n_2 (angle de réfraction : i_2) on a la relation (fig. 1) :

$$n_1 \cdot \sin i_1 = n_2 \cdot \sin i_2$$

Etant donnés deux milieux transparents d'indices n_1 et n_2 et un rayon tombant sur l'interface entre ces milieux avec un angle i_1 , on observera, éventuellement, la présence d'un rayon réfracté ; dans ce cas, l'angle de réfraction i_2 est fourni par la relation précédente. D'après la définition des fonctions trigonométriques, il faut, évidemment, que l'expression :

$$\frac{n_1}{n_2} \sin i_1$$



soit inférieure à l'unité pour que l'on puisse écrire :

$$\sin i_2 = \frac{n_1}{n_2} \sin i_1$$

En effet, le sinus d'un angle est toujours plus petit, ou égal, à l'unité. Si l'expression $n_1/n_2 \sin i_1$ est supérieure à l'unité, on ne peut pas trouver d'angle i_2 satisfaisant à la loi

de réfraction, ce qui, physiquement, s'explique par l'absence de rayon réfracté : donc lorsque l'angle d'incidence est supérieur à un angle limite i_n tel que :

$$\sin i_n = \frac{n_2}{n_1}$$

le rayon incident subit une réflexion, au lieu d'être réfracté (fig. 2).

La réflexion totale est exploitée dans les fibres optiques ; celles-ci se composent généralement d'une partie centrale (le « cœur » ou « noyau ») entourée d'une gaine d'indice de réfraction plus faible. Un revêtement absorbant enveloppe l'ensemble (fig. 3).

Les fibres optiques se classent en deux grandes classes : les fibres monomodes dans lesquelles le diamètre du cœur est faible, de l'ordre de la longueur d'onde ; et les fibres multimodes où le diamètre du cœur est grand devant la longueur d'onde.

La propagation de la lumière, dans les fibres multimodes est expliquée par les lois de l'optique géométrique et le phénomène de réflexions totales successives.

Ce n'est pas le cas pour les fibres monomodes, pour lesquelles la propagation est décrite mathématiquement par les équations dites de Maxwell relatives à la propagation des ondes électromagnétiques (fig. 4).

LES FIBRES OPTIQUES

A côté de ces deux grandes classes de fibres optiques, sont apparues divers types de fibres qui en améliorent les performances ou encore rendent plus aisées les techniques de fabrication.

TABEAU 1

L'indice des milieux transparents dépend de la longueur d'onde. Considérons deux longueurs d'ondes « limites » du spectre optique, celles correspondant respectivement aux raies rouge et bleu-vert de l'hydrogène (dénommées raies C et F), ainsi que la raie jaune (« raie d ») de l'hélium, pour la longueur d'onde intermédiaire. Les trois longueurs d'onde sont :

C, rouge, hydrogène : 0,65628 angström
d, jaune, hélium : 0,58756 angström
F, bleu-vert, hydrogène : 0,48613 angström

A chacune de ces longueurs d'onde est associée, pour le milieu, un indice, soit, respectivement n_c , n_d et n_f .

Voici les valeurs de ces indices pour différents types de verres.

Verres	n_c	n_d	n_f
Boro-silicate de type crown, utilisé pour les prismes à réflexion totale	1,5142	1,5167	1,5223
Crown dur (le verre à bouteille, verdâtre, a la même composition)	1,5205	1,5232	1,5294
Crown dense de baryum (indispensable pour les objectifs photographiques)	1,5860	1,5889	1,5956
Flint : contient davantage d'oxyde de plomb ; utilisé pour les prismes de spectographie	1,6153	1,6203	1,6324
Flint extra-dense : contient beaucoup d'oxyde de plomb	1,6943	1,7010	1,7175
Fluorite (fluorure de calcium cristallisé)	1,4325	1,4338	1,4370
Quartz cristallin	1,5419	1,5443	1,5497

La fibre la plus simple est la fibre nue, non-gainée ; à la surface de celle-ci, l'indice de réfraction passe brusquement de la valeur n_1 correspondant au matériau de la fibre, à la valeur n_0 du milieu ambiant (n_0 vaut 1 s'il s'agit d'air). Les premières études sur ce type de fibres remontent à 1910, et sont le fait de D. Hondros et P. de Bye. Plus récemment, en 1951-1952, R.E. Beam réalisa également des travaux avec ces fibres à la Northwestern University (Evanston, Etats-Unis). Cependant, il est peu aisé de réaliser un quelconque système de communications avec des fibres nues : un support de ces fibres modifiera leurs propriétés de transmission de la lumière. On n'utilise des fibres nues, actuellement, qu'en laboratoire, pour évaluer les qualités des matériaux pour fibres, et les techniques de fabrication de celles-ci : par exemple, on mesure les pertes optiques, ainsi que les mécanismes de pertes, avec des fibres nues, sans support sur des longueurs de plus de 60 mètres.

La fibre gainée, dans laquelle le cœur, de rayon

« a » et d'indice n_1 est entouré par un revêtement d'indice n_2 inférieur à n_1 , apporte une solution viable aux problèmes des télécommunications optiques. Lorsque le rayon « a » vaut 5 microns environ, un seul mode de propagation n'est possible dans les fibres, dites monomodes. Les fibres monomodes doivent être associées à des sources également monomodes, c'est-à-dire les lasers. Dans bien des cas d'applications, il est préférable, dans l'état actuel des techniques, d'utiliser des sources de lumière non-cohérente, telles que les diodes électroluminescentes. La lumière, dans les fibres gainées, est confinée essentiellement dans le cœur ; on observe bien quelques pertes optiques dans la gaine, mais elles décroissent, radialement, de manière exponentielle pour devenir négligeables au rayon extérieur « d ». On peut dès lors manipuler les fibres gainées sans en modifier les caractéristiques de transmission. Le diamètre extérieur de ces fibres est compris, dans la plupart des cas, entre 75 et 100 microns ;

ce diamètre est fixé, souvent, par des considérations mécaniques plutôt qu'optiques.

Les fibres à cœur liquide sont les proches parents des fibres multimodes. Elles ont été inventées en 1972 par J. Stone, ainsi que par G.J. Olgyi ; d'importantes études ont également été menées en Grande-Bretagne par W.A. Gambling. Ces fibres sont constituées d'un cœur liquide, en tétrachloroéthylène par exemple, contenu dans un tube en verre servant de gaine mais l'indice du liquide varie avec les températures de sorte que le nombre de modes se propageant dans une fibre à cœur liquide dépend beaucoup de l'environnement.

Dans les fibres monomodes en verre, les dimensions du cœur peuvent être augmentées en adoptant la technologie de tube diélectrique : un tube en verre d'indice n_1 est noyé dans un verre d'indice n_2 .

Une importante technologie a été mise au point voici moins d'une dizaine d'années : la composition du verre varie entre le centre de la fibre et sa périphérie, de telle sorte que l'indice du

verre suit une loi parabolique :

$$n = n_1 [1 - b (r/a)^2]$$

n_1 étant l'indice du verre au centre de la fibre, r variant entre 0 et a , rayon extérieur et b étant un coefficient compris entre 0,01 et 0,02. Les fibres de ce type, dites à « gradient d'indice » ont été développées au Japon, sous la dénomination « Selfoc » par la Nippon Electric Co. et la Nippon Sheet Glass Co.

On peut imaginer divers profils de variation radiale d'indice ; l'intérêt de fibres à gradient d'indice est grand puisqu'elles sont fabriquées à partir d'un matériau unique. Les pertes dans les fibres sont très faibles (moins de 6 dB/km), ce qui constitue un autre avantage important.

En 1973, une nouvelle géométrie de fibre a été inventée aux Bell Telephone Laboratories, par S.E. Miller, E.J. Marcatili et P. Kaiser. La fibre est constituée d'une fibre fine supportée, au moyen d'une membrane, par un tube de grand diamètre ; la structure est entièrement réalisée en silice fondue.

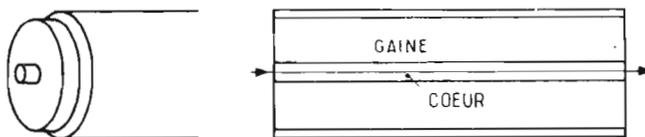


Fig. 4. - Dans les fibres monomodes, seul un rayon axial peut s'y propager.

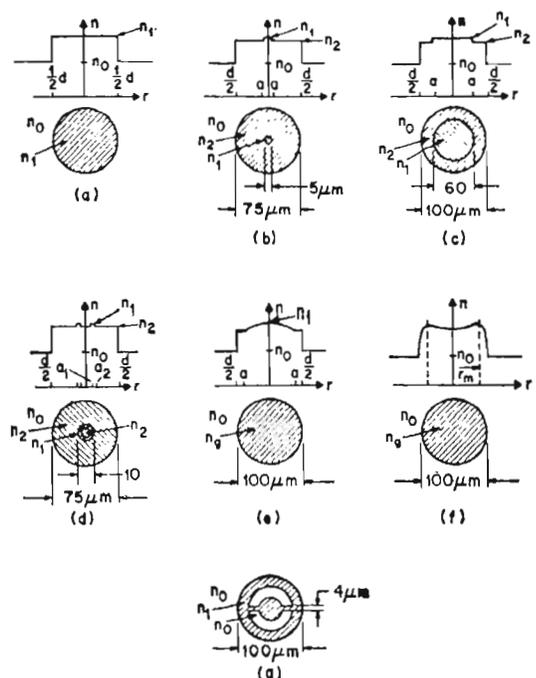


Fig. 5. - Les diverses géométries de fibres optiques et la variation radiale correspondante de l'indice de réfraction.

- a) fibre non gainée
- b) fibre gainée monomode
- c) fibre gainée multimode
- d) fibre à tube diélectrique
- e) fibre à indice parabolique
- f) fibre à gradient d'indice
- g) fibre à matériau unique.



Photo 2. - Fibre à cœur liquide : des pertes inférieures à 13,5 dB/km ont été mesurées avec une fibre longue de 450 m, au moyen d'une source de lumière incohérente émettant sur la longueur d'onde de 1,08 micron. Plus généralement, une fibre dont le cœur, en tétrachloroéthylène, de diamètre égal à 65 microns, est contenue dans un tube en quartz de 15 microns d'épaisseur, présente des pertes inférieures à 20 dB/km dans deux plages de longueur d'onde : entre 0,84 et 0,86 microns, ainsi qu'entre 0,98 et 1,10 micron. Ces plages sont fort intéressantes puisqu'elles correspondent aux plages de fonctionnement, respectivement des diodes en arsénure de gallium et des lasers à grenat d'yttrium-aluminium (photo Bell Telephone Laboratories).



Photo 3. - La fibre supportée par une membrane : ses pertes sont très faibles puisqu'elles descendent en-dessous de 5 dB/km, Peter Kaiser, ici, en démontre les possibilités (photo Bell Telephone Laboratories).

LES PERTES DANS LES FIBRES

Une fibre, pour être utilisable en télécommunication optique, doit posséder des qualités optiques fondamentales. En particulier les pertes doivent être minimales : pour ce faire, il faut connaître le mécanisme exact des pertes lors de la transmission de lumière dans des fibres optiques.

Le plus important mécanisme de pertes est l'absorption de la lumière par le matériau. Voici peu d'années, les pertes dans les fibres attei-

gnaient de très hauts niveaux (1000 à 4000 dB/km). Il est apparu que certaines compositions de verre pourraient conduire à de faibles pertes, en particulier en éliminant tous les ions métalliques ayant des transitions électroniques dans la bande de longueur d'onde comprise entre 0,5 et 1 micron (fig. 7) : c'est en particulier le cas des ions de chrome, de cuivre ou de fer (ferreux) ; l'ion de fer ferrique est moins gênant puisque son pic d'absorption se situe en-dessous de 0,4 micron, donc hors du domaine utile pour les télécommunications optiques.

L'ion hydroxyle (OH^-) est un autre ion néfaste dans les verres, puisque sa bande d'absorption se situe dans cette plage utile

Un autre facteur de pertes est la diffusion de la lumière par le matériau, selon divers mécanismes (diffusion Rayleigh, diffusion Mie, diffusion Raman stimulée, diffusion Brillouin stimulée). Ces effets peuvent résulter de fluctuations thermiques ou de variations locales de composition, à une échelle très faible, de l'ordre de la longueur d'onde de la lumière.

Les variations de géométrie

des fibres créent aussi des pertes par diffusion, une fibre optique courbée rayonnera et sera également le siège de pertes. Enfin, une dernière source de pertes est constituée par la gaine de la fibre optique.

UN CHOIX JUDICIEUX DE MATÉRIAUX

Pour abaisser les pertes dans les fibres en-dessous de 10 dB/km, les chercheurs ont porté leurs efforts sur l'amélioration des matériaux et de l'élaboration des fibres optiques.

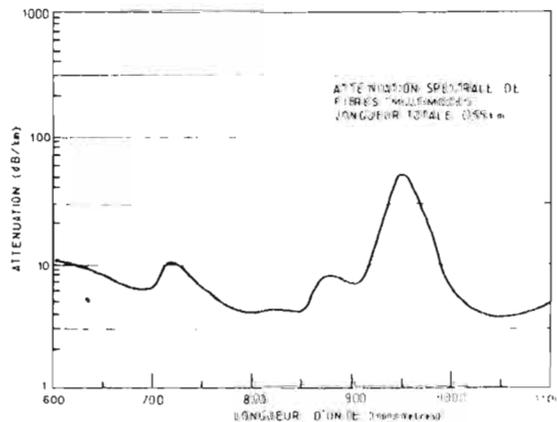


Fig. 6. - En 1972, Corning annonçait la réalisation de fibres à très faibles pertes : 4 dB/km. Depuis, les 2 dB/km ont été atteintes.

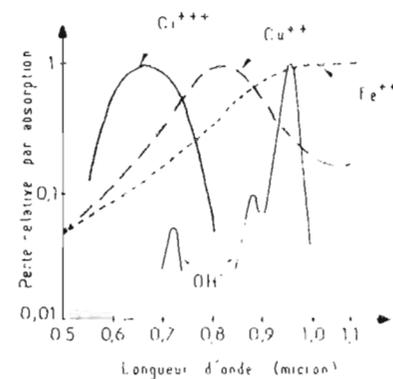


Fig. 7. - Effet de certains ions sur les pertes par absorption de fibres en verre, selon la longueur d'onde de la lumière.

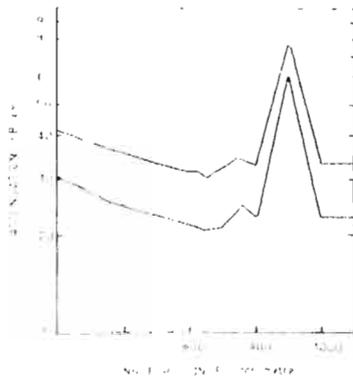


Fig. 8. - Corning commercialise des faisceaux de fibres optiques pour la réalisation de prototypes de systèmes de communications optiques. Ces faisceaux contiennent 19 guides d'onde optique, gainés dans du chlorure de polyvinyl. On leur a associé une source optique (diode électroluminescente) et un récepteur (photodiode à avalanche). Ces faisceaux livrés en rouleaux de 500 mètres coûtaient en juin 1974, 57 dollars par mètre jusqu'à des longueurs de 5 km et 28,5 dollars au-delà.

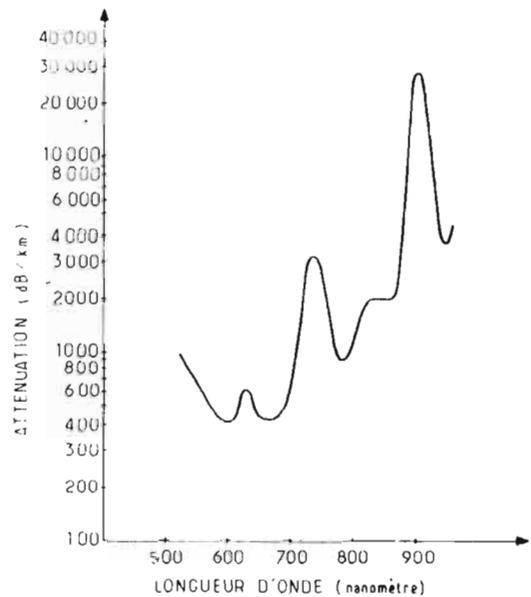


Fig. 9. - Fibre en plastique « PFX » de DuPont : ses pertes sont relativement faibles puisqu'elles descendent à 470 dB/km à la longueur d'onde de 0,656 micron.

Les fibres à cœur liquide figurent parmi celles à basses pertes. Les premiers essais menés dès 1971, ont été réalisés avec du tétrachloroéthylène. En 1972, des fibres en silice de marque « Heralux »,

de diamètre intérieur compris entre 70 et 100 microns, et emplies de tétrachloroéthylène deshydraté, étaient caractérisées par des atténuations inférieures à 8 dB/km dans le proche infrarouge (1,09

micron, 1,205 micron et 1,280 micron). Gambling a utilisé pour sa part de l'hexachlorobuta-1,3-diène dans un tube de 50 microns de diamètre intérieur : la fibre obtenue avait une valeur minimale de pertes égale à 7,3 dB/km.

Pour les fibres gainées en verre, la silice fondue paraît être le meilleur matériau : Corning a obtenu les valeurs les plus faibles de pertes, soit 2 dB/km à 1,06 micron.

Gambling, à la fin de 1974, a conçu une fibre constituée d'un cœur en verre de phosphosilicate, avec une gaine en silice pure. Les pertes mesurées sont extrêmement faibles entre 0,4 et 1,1 micron et atteignent la valeur minimale de 2 dB/km dans le proche infrarouge.

Pour des communications à courtes distances (50 mètres), Du Pont a développé une fibre gainée en matière plastique ; elle est constituée d'un cœur en polyméthyl-méthacrylate. Ce type de fibres pourrait servir pour des communications digitales en application informatique.

UN SECOND PARAMÈTRE FONDAMENTAL

La bande passante de modulation d'une fibre est le second paramètre fondamental d'une fibre ; cette bande passante est limitée par l'élargissement d'une impulsion fine lors de la propagation dans une fibre. La largeur de bande de modulation que l'on peut mettre sur une porteuse a été étudiée par le CNET en mesurant l'élargissement d'une impulsion fine lors de la propagation dans une fibre. Les résultats obtenus montrent que les bandes passantes des fibres sont élevées : 200 MHz à 2 GHz. Les plus fortes bandes passantes sont obtenues avec les fibres monomodes ou à gradient d'indice, tandis que la bande des fibres multimodes se situe au bas de l'échelle. Une bande passante de l'ordre du gigahertz permet de transmettre environ 200 canaux de télévision noir et blanc sur une même ligne de transmission.



Photo 4. - Mesures de propagation dans les fibres optiques à gradient d'indice (photo CNET-DP.L.T.A.).

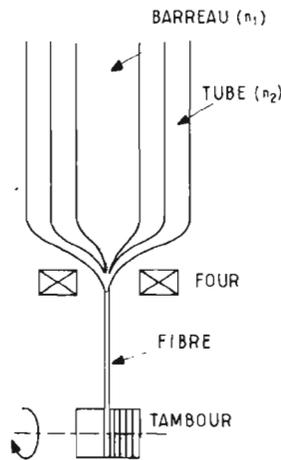


Fig. 10. - Méthode barre-tube.

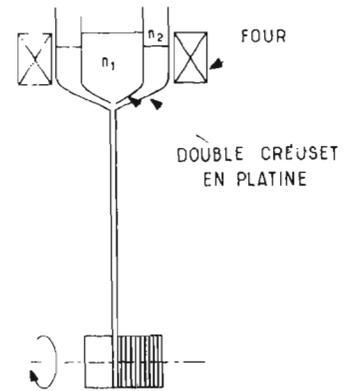


Fig. 11. - Méthode « double-crucible ».

Malheureusement de nombreuses difficultés techniques et technologiques restent à surmonter avant d'utiliser efficacement les fibres monomodes. Les fibres multimodes, bien que nettement plus dispersives, présentent un intérêt pratique considérable, dans le court-terme.

**DIFFÉRENTES
MÉTHODES
D'ÉLABORATION
DES CONDUCTEURS
APPARAISSENT**

La plupart des difficultés rencontrées dans la fabrication des fibres gainées

conductrices de lumière provient de la nécessité d'au moins deux matériaux d'indices de réfraction différents, l'un pour le cœur, l'autre pour la gaine.

Le fibrage s'effectue généralement en filant la masse vitreuse chauffée. Les matériaux de gaine et de cœur sont

mis en contact à haute température et refroidis simultanément, lors de l'étirage. Cette technologie impose le choix des verres parmi des matériaux de caractéristiques mécaniques très voisines, en particulier coefficient de dilatation et viscosité. Une seule méthode échappe à cet impé-

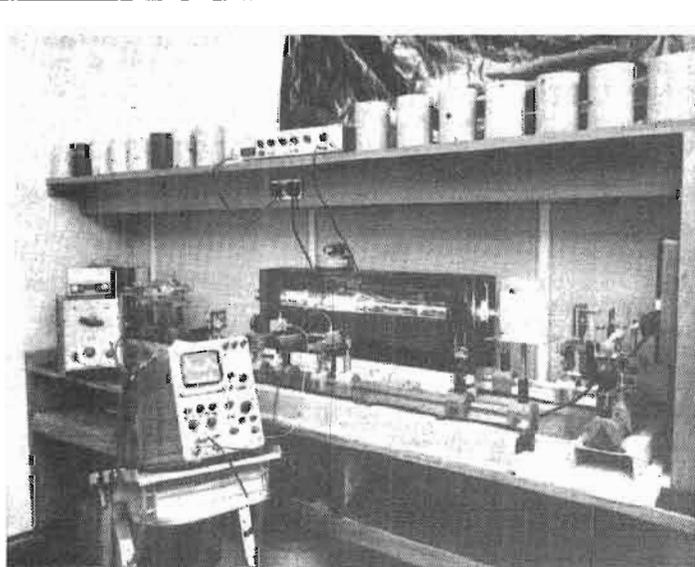


Photo 5. - Mesure de la bande passante d'une fibre à cœur liquide de 200 m de longueur, à l'université de Southampton. Au centre, on voit le laser à hélium-néon de 15 mW, fonctionnant en mode bloqué et produisant des impulsions de 0,5 ns à la fréquence de 80 MHz (trace inférieure de l'écran cathodique). L'impulsion de sortie est détectée par une photodiode à avalanche et elle est visualisée sur la trace supérieure de l'oscilloscope. Des dispersions équivalentes à une largeur de bande de plusieurs gigahertz pour un kilomètre de câble ont été mesurées dans des fibres dont le cœur avait un diamètre de 100 microns.

* HAUTE FIDELITE - VIDEO
■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HIFI un professionnel
JEAN COUDERT
au service de l'amateur exigeant

* 85 - ■ 180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel:(93) 87.58.39

Pour une

**FORMATION
TECHNIQUE**

**RIEN NE VAUT UNE ECOLE SPECIALISEE UNIQUEMENT
DANS LES CARRIERES TECHNIQUES**

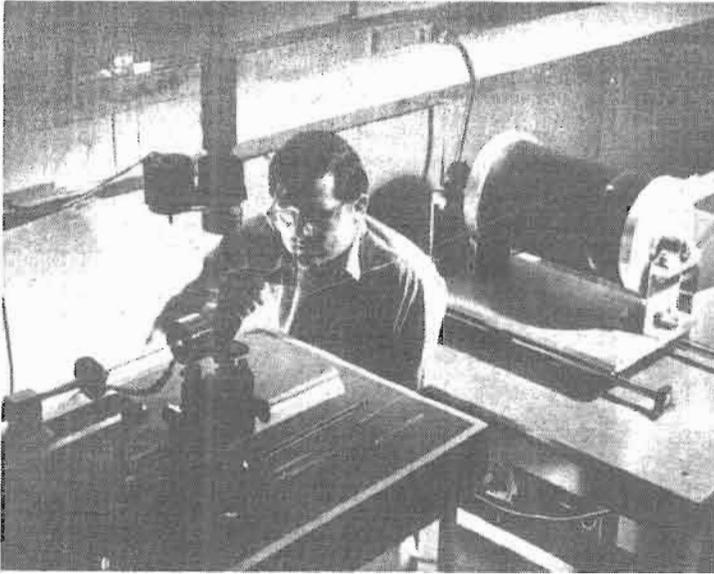
Electronique, Informatique, Electricité, Automobile, Radio, Télévision, Mécanique, Travaux du Bâtiment, Aviation, Chimie, etc...

Demandez la brochure gratuite n°160 des préparations à distance EXCLUSIVEMENT TECHNIQUES à :

Ecole Technique Moyenne et Supérieure de Paris :
94, rue de Paris. 94220 CHARENTON

**ORGANISME PRIVE REGI PAR LA LOI DU 12.7.71, SOUMIS
AU CONTROLE PEDAGOGIQUE DE L'ETAT**

Pour nos élèves belges :
64, boulevard Joseph-II - CHARLEROI



A



B

ratif : elle consiste à fabriquer un cœur à haute température et à l'enrober par un matériau plastique.

Lorsqu'on utilise pour le cœur de la silice pure, on adopte, pour la gaine, soit une silice dopée, soit des borosilicates très riches en silice.

Dans la méthode de fibrage dite « tube et barre », une « préforme » comprend un tube en matériau d'indice faible, et une barre en matériau d'indice plus élevé, constituant le cœur, ajusté à l'intérieur du tube. La soudure barre-tube peut être effectuée au four avant étirage, ou pendant l'étirage dans un gradient thermique convenable. La préforme est chauffée et étirée ; la fibre résultant s'enroule sur un tambour. L'expérience montre que la fibre est exactement homothétique de la préforme ce qui a permis d'imaginer des formes de fibres sophistiquées, mais fabriquées à partir d'un seul verre.

Dans la méthode du double creuset, deux creusets coaxiaux contiennent, l'un le verre de cœur, l'autre le verre de gaine. Ils sont placés dans un four et le verre est filé par des buses dont le diamètre et la distance conditionnent

les dimensions finales de la fibre.

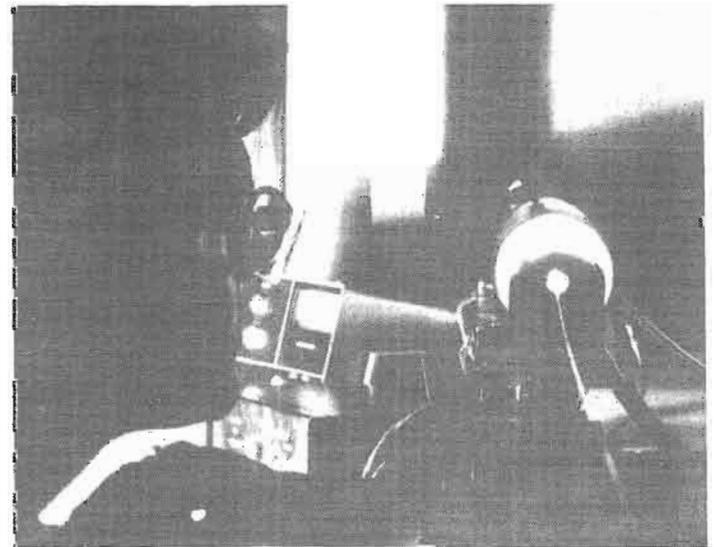
Une troisième méthode ne fait intervenir qu'un seul creuset, dans lequel on a préparé le verre de cœur ; on verse sur celui-ci le verre de gaine puis on tire ensuite, de bas en haut, une préforme ; celle-ci est ensuite étirée par la méthode « tube et barre ».

Les fibres à gradient d'indice doivent être dopées. Les diverses techniques de dopage sont : le mélange en phase liquide ou vapeur, la diffusion, l'échange d'ions et l'hydrolyse à la flamme. Les fibres Selfoc sont réalisées par échange ionique : des ions sodium ou potassium sont substitués à des ions thallium à proximité de la surface.

Marc FERRETTI

A LIRE AVEC INTÉRÊT

- « Technologie des fibres optiques » par J.-C. Raymond. Revue technique Thomson CSF, Vol. 6, N° 4 (Déc. 1974).
- « Optical fibers for communications » par D. Gloge. Applied Optics, Vol. 13, N° 2 (Février 1974).



C

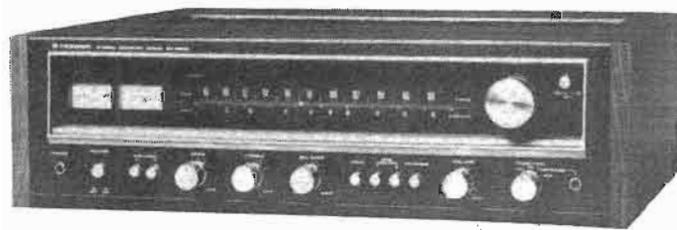
Photo 6. —

- a) Les chercheurs des Bell Laboratories utilisent un laser pour fondre un barreau de verre et réaliser le fibrage...
- b) ... Le laser utilisé, à CO₂...
- c) ... est une source de chaleur propre et facilement contrôlable.

- « Les matériaux pour fibres optiques et leur caractérisation » par M. Passaret. Annales des Télécommunications, tome 29, N°s 5-6 (Mai-juin 1974).

- « Les câbles optiques » par J.-S. Cook. La Recherche, N° 45 (Mai 1974).
- « Les fibres optiques » par R. Bouillie et M. Tremoux. L'Echo des Recherches, octobre 1973.

SÉLECTION DE CHAINES HI-FI



CHAINE HOUSTON

Le tuner-amplificateur Pioneer SX5530

Partie Tuner :

Gammes : GO - FM

Sensibilité FM : $1,9 \mu\text{V}$

Rapport signal/bruit : 70 dB

Distorsion harmonique : 0,2 % (mono), 0,4 % (stéréo).

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 22 W/8 Ω (de 40 à 20.000 Hz).

Bande passante : 10 à 70.000 Hz (avec 0,8 % de distorsion).

Distorsion harmonique : < 0,08 % à 1 W.

Distorsion d'intermodulation : < 0,08 % à 1 W.

Entrées : Phono :

2,5 mV/50 k Ω - Micro :

7 mV/85 k Ω - Aux. :

150 mV/75 k Ω - Magnéto :

150 mV/75 k Ω .

Dimensions : 480 x 147 x 405 mm.

La table de lecture Thorens TD166

Entraînement à couple élevé par courroie.

Moteur synchrone 16 pôles à vitesse lente.

Poulie à embrayage pour démarrage instantané.

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute.

Plurage et scintillation : 0,06 %.

Ronronnement - non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB.

Longueur du bras : 230 mm.

Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique KEF-Chorale

Puissance : 30 W.

Bande passante : 35 à 40 000 Hz.

Impédance : 8 Ω .

Equipement : 2 haut-parleurs.

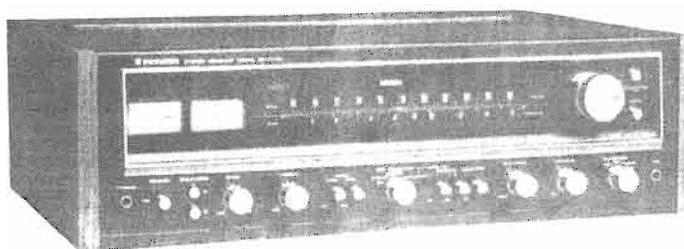
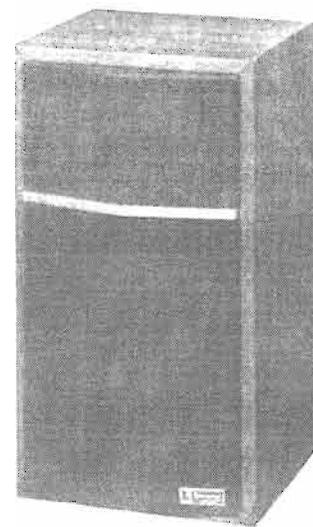
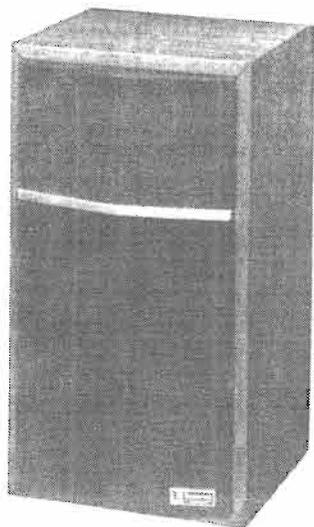
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

Cette chaîne comprend :

— un tuner-amplificateur Pioneer SX5530

— une platine Thorens TD166

— deux enceintes acoustiques KEF chorale.



CHAINE GEMINI

Le tuner-amplificateur Pioneer SX7730

Partie tuner :

Gammes : GO - FM

Sensibilité FM : $1,9 \mu\text{V}$

Rapport signal/bruit : 70 dB

Distorsion harmonique :

0,2 % (mono), 0,4 % (stéréo).

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 40 \text{ W}/8 \Omega$ (de 20 à 20.000 Hz).

Bande passante : 5 à 60.000 Hz (avec 0,5 % de distorsion).

Distorsion harmonique : $< 0,05 \%$ à 1 W.

Distorsion d'intermodulation : $< 0,05 \%$ à 1 W.

Entrées : Phono :

$2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - Micro :

$2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - Aux. :

$150 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - Magnéto :

$150 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$.

Dimensions : 500 x 158 x 410 mm.

La table de lecture Thorens TD 160

Entraînement du plateau par courroie.

Moteur 16 pôles synchrone bi-phasé.

Vitesses : $33 \frac{1}{3}$ et 45 tours/minute.

Plateau en alliage de zinc non magnétique.

Régularité de vitesse : 0,06 %.

Niveau de bruit : non pondéré, 43 dB, pondéré, 65 dB.

Dimensions : 440 x 140 x 340 mm.

L'enceinte acoustique ESS Lab. 3

Enceinte à 2 voies.

Equipement : Woofer de 20 cm. Tweeter Heil.

Fréquence de transition : 1500 Hz.

Courbe de réponse : 45 à 20.000 Hz ($\pm 4 \text{ dB}$).

Puissance : 80 W max.

Impédance minimale : 4Ω .

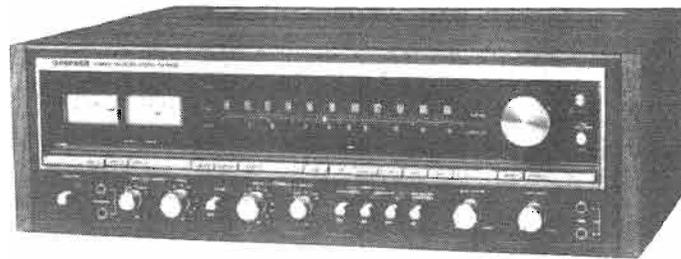
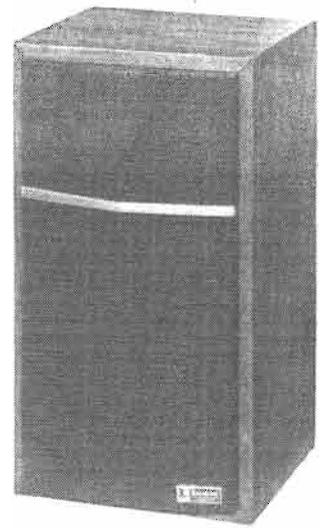
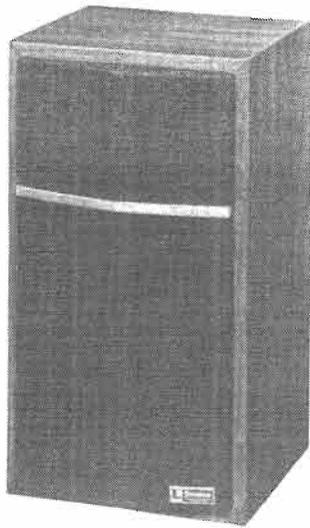
Dimensions : 313 x 271 x 580 mm.

Cette chaîne comprend :

— un tuner amplificateur Pioneer SX7730

— une platine Thorens TD160

— deux enceintes acoustiques ESS Lab. 3



CHAINE APOLLO

Le tuner-amplificateur Pioneer SX9930

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité : $1,8 \mu\text{V}$
Rapport signal/bruit : 70 dB
Distorsion harmonique : 0,2 % (mono), 0,4 % (stéréo).

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 75 \text{ W}/8 \Omega$ (de 20 à 20.000 Hz).

Bande passante : 5 à 40.000 Hz (avec 0,3 % de distorsion).

Distorsion harmonique : $< 0,05 \%$ (à 1 W).

Distorsion d'intermodulation : $< 0,05 \%$ (à 1 W).

Entrées : Phono (2) : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - Micro : $2 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - Aux. : $150 \text{ mV}/70 \text{ k}\Omega$ - Magnéto : $150 \text{ mV}/70 \text{ k}\Omega$.

Dimensions : 520 x 175 x 420 mm.

La platine Thorens TD145

Système d'entraînement par courroie.

Moteur 16 pôles synchrone à vitesse lente, système d'embrayage incorporé pour un démarrage sans vibrations.

Vitesses : $33 \frac{1}{3}$ et 45 tours/minute.

Plateau en alliage non magnétique.

Régularité de vitesse : 0,06 %.

Niveau de bruit : - 45 dB (non pondéré) - 65 dB (pondéré).

Arrêt automatique : système électronique à vitesse : commande l'arrêt du moteur et le relèvement du bras lecteur.

Dimensions : 440 x 340 x 140 mm.

L'enceinte acoustique ESS Lab. 2

Enceinte à 2 voies.

Équipement : Woofer de 25 cm. Tweeter Heil.

Fréquence de transition : 1500 Hz.

Courbe de réponse : 45 à 20.000 Hz ($\pm 4 \text{ dB}$).

Puissance : 120 W max.

Impédance minimale : 4Ω .

Dimensions : 337 x 337 x 618 mm.

Cette chaîne comprend :
- un tuner amplificateur Pioneer SX9930
- une platine Thorens TD145
- deux enceintes acoustiques ESS Lab.II

NOUVEAUX MONTAGES

MUSICO - ELECTRONIQUES

GENERATEUR DE 13 NOTES ITT

Le nouveau circuit intégré SAA 1030 donne, à partir d'un signal HF élevé, de l'ordre de 4 MHz, les douze signaux BF les plus élevés plus un troisième signal, octave inférieure du signal le plus haut.

Ce CI est monté dans un boîtier en plastique à 16 broches, de forme et dimensions habituelles, du type SOT - 38

20 A suivant la norme DIN 41866. Poids 1,2 g environ.

Les broches (ou « points terminaux ») de ce CI se branchent comme indiqué à la figure 1 A qui représente le CI vu de dessus, avec le point 1 à gauche du repère.

Le circuit intégré SAA 1030 de ITT, peut être alimenté sur deux sources de 10 V, l'une positive et l'autre négative par rapport à leur point commun zéro (ou masse).

De ce fait, le + de l'alimentation positive sera bran-

ché au point 1, le - de l'alimentation négative au point 9, les + et - restant des deux alimentations étant réunis, constituent le point zéro. Ce CI peut aussi fonctionner avec une seule alimentation de 20 V.

Les points restants (autres que 1 et 9) sont : le 10, qui reçoit le signal VHF provenant de l'oscillateur de commande (dit aussi « maître oscillateur » ou « horloge ») et les treize autres points dont les signaux de notes sont

dans l'ordre suivant : 7 (f_1); 11 (f_2); 3 (f_3); 15 (f_4); 12 (f_5); 6 (f_6); 2 (f_7); 13 (f_8); 5 (f_9); 16 (f_{10}); 14 (f_{11}); 4 (f_{12}); 8 (f_{13}).

De ce fait, f_1 et f_{13} ont entre elles un intervalle musical (ou acoustique) d'une octave et le rapport 0,5.

Voici les caractéristiques et les valeurs de fonctionnement de ce circuit intégré :

Tension d'alimentation : - 20 V.

Tension d'horloge : - 8 V.
Courant de sortie : 3 mA.

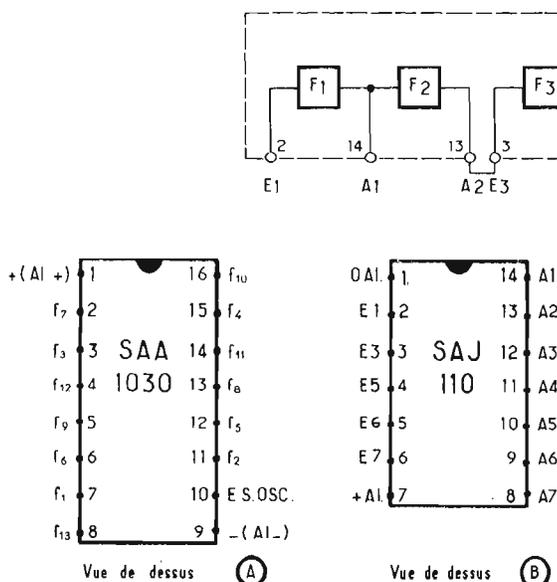


Fig. 1

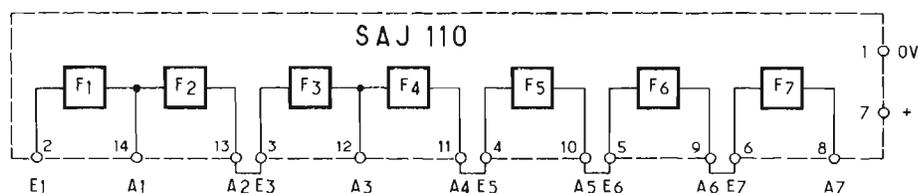


Fig. 2

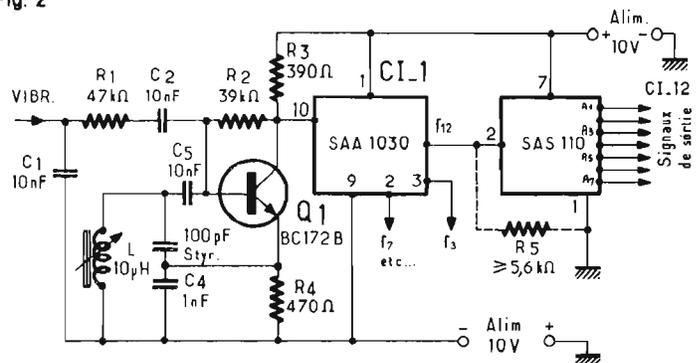


Fig. 3

Fréquence d'horloge : 4,68864 MHz.

Courant consommé : - 18 mA.

Toutes les tensions se réfèrent à la broche 1.

SCHEMA PRATIQUE AVEC 12 OU 13 SAJ 110

Le diviseur de fréquence ITT, type SAJ 110 de ITT, est bien connu. Rappelons à la figure 1(B) son brochage.

Si un des signaux provenant du maître diviseur est branché à l'entrée E1 (par exemple) d'un SAJ 110, on obtient à la sortie A1 le signal à la fréquence moitié et en A3 le signal à la fréquence 1/4.

Dans un SAJ 110, il y a sept diviseurs binaires de fréquence et on peut les monter en une chaîne continue en reliant : A2 à E3, A4 à E5, A5 à E6, A6 à E7 (fig. 2).

Dans ce cas, l'entrée est en E1 et la sortie en A7. Le signal le plus élevé étant à la fréquence f (c'est-à-dire f_1 ou $f_2...$ ou f_{13}) les signaux « octaves » seront aux fréquences $f/2$, $f/4$, $f/8...$ $f/128$.

On pourra obtenir sur chaque diviseur 8 signaux : celui d'entrée et les sept « suboctaves ».

Avec 12 SAJ 110 on aura 96 notes plus celle du treizième signal. A la figure 2 on montre le branchement extérieur du SAJ 110, avec indication des numéros des broches 1 à 14.

Remarquons que grâce aux coupures entre les étages diviseurs, il sera possible de réduire le nombre des SAJ 110, si l'on réduit le nombre des signaux de notes, en utilisant des chaînes telles que, F1 - F2 - F3 - F4, par exemple pour f_1 , F5 - F6 - F7 et un étage pris sur un autre SAJ 110, pour f_2 , etc.

On réduira alors le nombre des touches ou le nombre des harmoniques ou les deux.

De même, on pourra augmenter le nombre des signaux (plus que 96 signaux) en ajoutant à l'ensemble 2 ou 3 autres SAJ 110 utilisés par parties.

Voici à la figure 3 le schéma de montage du maître oscillateur associé à un SAA 1030, maître diviseur, et à un SAJ 110, diviseur binaire, pour la fréquence du signal sortant par le point 4, donc f_{12} , à titre d'exemple.

ANALYSE DU SCHEMA

Partons du transistor NPN, du type BC 172 B (ITT), monté en oscillateur.

Cet oscillateur utilise une bobine L_1 réalisée sur un support à noyau de ferrite réglable. La valeur nominale de cette bobine est de $10 \mu\text{H}$. L'accord sur 4,68864 MHz sera ainsi obtenu pour une valeur convenable de C .

A l'aide de la formule de Thomson, appliquée à $L = 10 \mu\text{H}$ et $f = 4,68864 \text{ MHz}$, on trouve $C = 115,22 \text{ pF}$ #115 pF.

La formule s'écrit sous la forme :

$$C = \frac{10^6}{4\pi^2 f^2 L} \text{ pF}$$

avec L en μH et f en MHz.

En remarquant que l'on a indiqué sur le schéma, les valeurs : $C_3 = 100 \text{ pF}$ et $C_4 = 1 \text{ nF}$, on voit que leur montage en série donne une capacité :

$$C_o = \frac{100 \cdot 100}{1100} = 90 \text{ pF environ}$$

La différence $C - C_o = 115 - 90 = 25 \text{ pF}$ est représentée par diverses capacités parasites.

Pratiquement, l'accord se fera par réglage du noyau de L .

Remarquons que l'oscillation est obtenue par couplage entre base et émetteur, grâce au diviseur capacitif réalisé avec C_3 et C_4 .

L'émetteur est polarisé par R_4 et la base par R_2 , à partir de la tension du collecteur. La charge de collecteur est R_3 , sur laquelle apparaît le signal de sortie à 4,68864 MHz ou toute autre fréquence du même ordre de grandeur, selon les valeurs désirées, des fréquences f_1 à f_{13} .

Pour éviter la déviation de fréquence ($< \pm 0,011\%$) on utilisera pour C_3 un modèle stable.

Une tension continue positive de polarisation est également mesurable au collecteur de Q_1 . Elle a exactement la valeur nécessaire pour polariser correctement le point

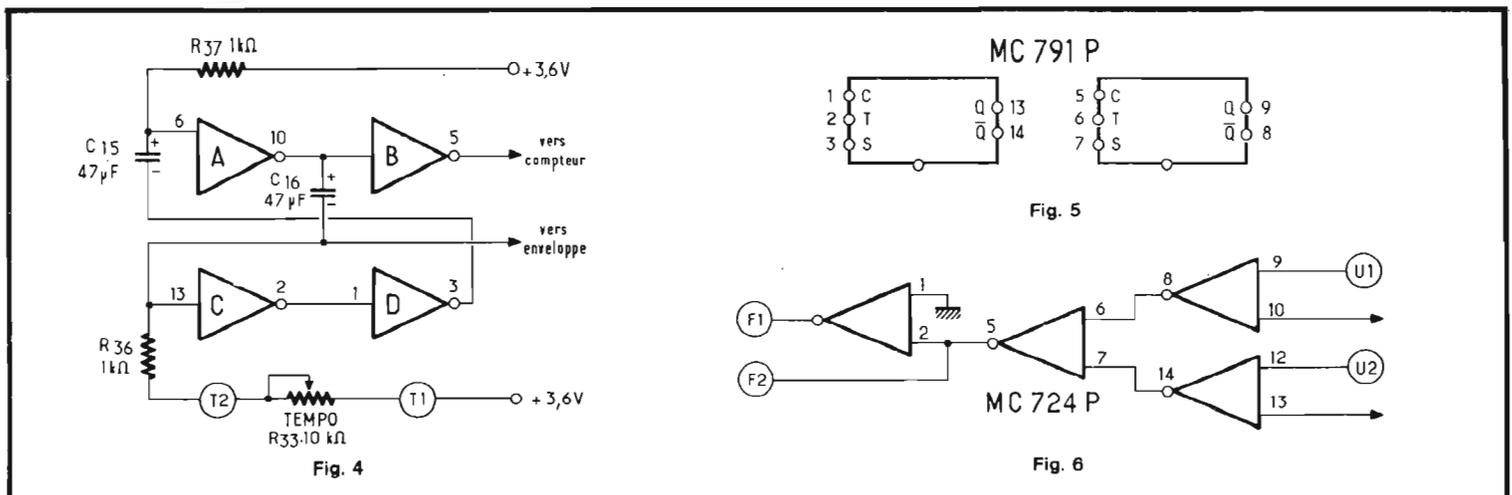
d'entrée, 10 du circuit « maître diviseur » SAA 1030, à condition que les deux tensions d'alimentation de 10 V (ou une seule de 20 V) soient branchées comme indiqué sur le schéma, autrement dit, le point 1 au potentiel le plus élevé et le point 9 au potentiel le plus bas : $V_1 - V_9 = +10 - (-10) = 20 \text{ V}$.

L'oscillateur et le SAA 1030 fonctionnent sous 20 V, tandis que les SAJ 110 fonctionnent sur 10 V. Pour cette raison, il est bon de prévoir deux alimentations de 10 V. Les SAJ 110 utiliseront l'alimentation positive, avec le - à la masse. Dans ces conditions, les points de sortie des 13 signaux, tels que les points 2 à 16 (sauf 9) seront portés à la polarisation qui convient aux entrées E1 des SAJ 110 et on sera ainsi dispensé de monter les treize condensateurs de liaison, les connexions étant directes. Des résistances de 5,6 k Ω ou plus pourront être montées entre les points 2 des SAJ 110 et la masse.

On pourra introduire le signal de vibrato, en un seul et unique point du système, le point « VIBR », indiqué sur le schéma.

Le signal de vibrato sera produit par un oscillateur à très basse fréquence comme ceux maintes fois décrits dans nos colonnes.

Remarquons que grâce à C_2 et C_1 , le point « VIBR » est isolé en continu du montage considéré.



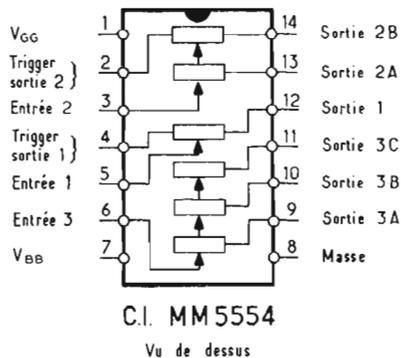


Fig. 7

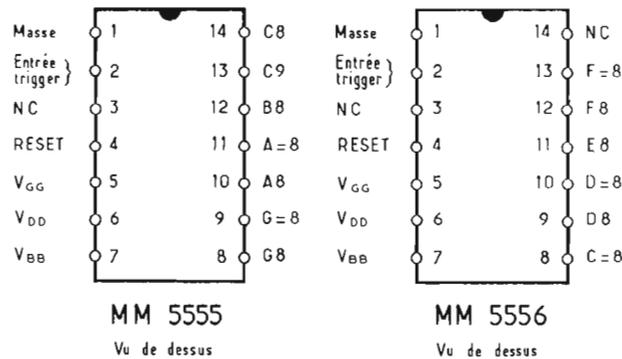


Fig. 8

En associant les éléments suivants :

- 1) un oscillateur de vibrato ;
 - 2) un oscillateur HF à transistor BC 172 B ;
 - 3) un maître diviseur à circuit intégré SA 1030 ;
 - 4) 12 ou 13 diviseurs binaires SAJ 110,
- on réalisera un générateur de notes donnant 96 signaux BF et, si nécessaire plus en ajoutant un ou plusieurs SAJ 110 et en utilisant le signal donnant f_{13} .

Les signaux obtenus seront rectangulaires et pour en créer d'autres, de même fréquence mais de formes différentes on aura recours aux divers procédés décrits précédemment et que l'on trouvera également dans notre ouvrage : Orgues électroniques ultra-modernes, en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris (prix 43 F + port).

Passons maintenant à une autre application de la musico-électronique. Il s'agit des générateurs de musique aléatoire, sujet qui a retenu l'attention de nombreux lecteurs qui nous ont écrit pour nous demander des renseignements complémentaires.

GENERATEUR DE MUSIQUE ALEATOIRE

Un montage de ce genre a été décrit dans notre

numéro du Haut-Parleur, de février 1975.

Le branchement du circuit intégré MC 799 P Motorola avec ses quatre éléments A, B, C, D se fait comme indiqué à la figure 4.

Les interrupteurs S_3 et S_4 modifient le fonctionnement du registre de décalage CI-2 à CI-4.

Voici à la figure 5, le branchement d'un MC 791 P qui se compose de deux éléments. A la figure 6 le branchement du MC 724 P.

Signalons que la résistance de 1 k Ω , R_{12} doit être connectée au + 24 V.

A noter que les montages de technique étrangère, décrits, ne sont pas disponibles en France sous forme de « kits », il est donc inutile de nous demander des adresses de fournisseurs.

CIRCUIT DIVISEURS DE FREQUENCE NATIONAL

Pour compléter la documentation de nos lecteurs, voici quelques indications sur des circuits intégrés pour orgues électroniques et autres instruments musico-électroniques, proposés par « National semi-conductor » un des plus importants fabricants américain, représenté en France.

Il s'agit de trois circuits intégrés permettant de réaliser un ensemble complet générateur de notes, à partir d'un unique maître oscillateur :

MM 5554 diviseur de fréquence binaire à six étages,

MM 5555 et MM 5556 diviseurs donnant ensemble, treize signaux de fréquence élevée, écartés entre eux, d'un demi-ton (ou rapport $x = 1,059...$).

Le tout peut fonctionner à partir d'une seule source de signaux rectangulaires dont la fréquence pourra être comprise entre 7 kHz et 2,2 MHz. La limite inférieure de 7 kHz est intéressante et peut permettre des applications originales.

BROCHAGE

Les trois circuits cités sont réalisés dans des boîtiers à 14 broches, de forme rectangulaire et de dimensions normalisées.

Les branchements du MM 5554 sont indiqués à la figure 7. Il est facile de voir que l'on dispose de trois groupes indépendants :

Diviseurs groupe 1 : broches 5 - 12 - 4 : un diviseur.

Diviseurs groupe 2, broches 3 - 13 - 2 - 14 : deux-diviseurs.

Diviseurs groupe 3, broches 6 - 9 - 10 - 11 : trois diviseurs.

Pour réaliser une chaîne de six diviseurs, on réunira la sortie d'un groupe à l'entrée d'un autre groupe.

On verra plus loin, le détail des branchements extérieurs permettant d'obtenir, à partir d'un signal à la fréquence f ,

des signaux aux fréquences $f/2... f/64$.

On aura donc, sept signaux pour les notes de même nom : $f, f/2... f/64$ et en tout, avec 12 notes : $12 \cdot 7 = 84$ signaux de notes.

A la figure 8 on donne le brochage des circuits intégrés MM 5555 et MM 5556 à utiliser toujours ensemble.

MONTAGE D'UN GENERATEUR DE NOTES MUSICALES

Ce montage est donné à la figure 9. En haut on trouve le maître diviseur à 13 notes, composé de MM5556 et MM 5555 qui sont alimentés ensemble en trois points :

- Zéro volt et masse : points 1.
- 10 V : points 7 (V_{BB}),
- 14 V : points 6 (V_{DD}),
- 27 V : points 5 (V_{GG}).

Les points 3 ne sont pas connectés et ne doivent pas être utilisés. Les points 1 et 4 seront reliés à la masse (positif de l'alimentation).

Restent les autres points qui donnent les signaux de notes, à appliquer aux diviseurs binaires, tous du type MM 5554.

Sur le MM 5556 on dispose de six sorties de notes et sur le MM 5555, de sept sorties de notes. A remarquer que dans le MM 5556 le point 14 doit rester non connecté (NC) et ne pas servir de relais.

A titre d'exemple on a indiqué le branchement à trois diviseurs binaires : deux du

MM 5556 et un du MM 5555. Considérons le point 8 du MM 5556 qui donne le signal de note élevée $C = 8$ ($f = 4433,95$ Hz).

Ce signal, lui-même utilisable, est appliqué au diviseur binaire de fréquences MM 5554 (1), au point d'entrée 6.

De ce fait, en effectuant convenablement les liaisons entre étages diviseurs binaires, on obtiendra les signaux aux fréquences $1/2, 1/4...$ soit :

de note C_8 ($f = 4185,20$ Hz), transmis au point 6 du MM 5554 (3) qui donnera les signaux suboctaves de ce signal de note.

En montant ainsi 12 ou 13 CI diviseurs binaires, on obtiendra les signaux de notes requis par le projet de l'orgue à réaliser. La notation indiquée est américaine.

FREQUENCES DES SIGNAUX

Elles dépendent évidemment de la fréquence du signal « d'horloge » appliqué aux entrées, points 2 des deux CI constituant le maître diviseur.

Si l'on choisit $f_0 = 2,12608$ MHz on obtient par division de fréquence les valeurs indiquées aux tableaux 1 et 2.

L'erreur est dans tous les cas inférieure à 0,5129%. Pour le circuit intégré MM 5556, toujours avec $f_0 = 2,12608$ MHz, les fréquences de sortie les rapports diviseurs, la nomenclature américaine et française, ainsi que les erreurs en pourcentage

commises, sont indiquées au tableau II

Bien entendu, les divisions par 2 se font rigoureusement, ce qui donne les fréquences $f/2, f/4... f/64$.

A noter que les erreurs indiquées sont imperceptibles à l'oreille d'autant plus que c'est la gamme tempérée qui a été adoptée.

FORME DES SIGNAUX

A la figure 10 on donne la forme des signaux aux sorties des CI type MM 5554 diviseur binaire à six étages.

A l'entrée, point 3 (ou 5 ou 6) on applique le signal rectangulaire par exemple f_1 , période $T_1 = 1/f_1$.

Points	Points	Fréquences
9	C # 7	$f = 4433,95/2$ Hz
10	C # 6	$f = 4433,95/4$ Hz
11	C # 5	$f = 4433,95/8$ Hz
12	C # 4	$f = 4433,95/16$ Hz
13	C # 3	$f = 4433,95/32$ Hz
14	C # 2	$f = 4433,95/64$ Hz

Les liaisons extérieures sont 5-11, 4-3.

De la même manière, en partant du CI MM 5556 point 9, on appliquera le signal de note D8 ($f = 4698,52$) au diviseur binaire MM 5554 (2) qui donnera les signaux aux fréquences suboctaves de (4698,52 Hz).

Enfin, à partir du point 14 du MM 5555, on obtient le signal à la fréquence élevée

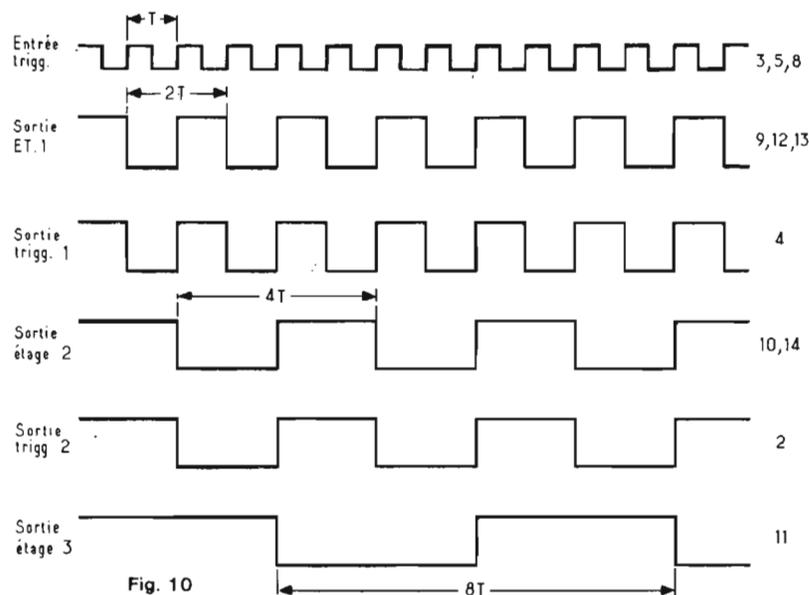
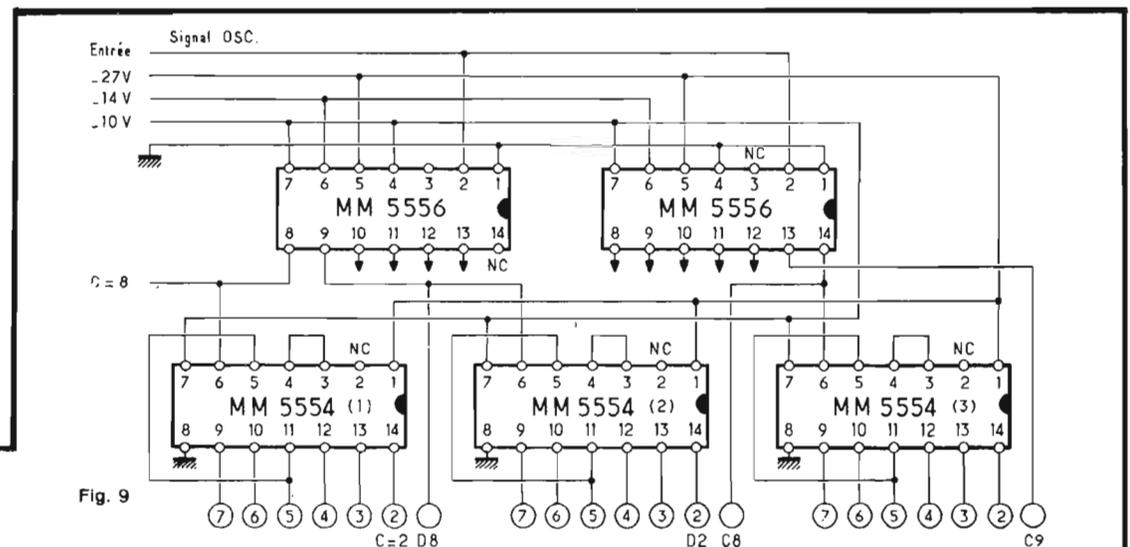


Tableau I

MM 5555 $f_0 = 2,12608$ MHz

NOTE (AM)	NOTE (FR)	FREQ. DE SORTIE	FREQ. EXACTE	ERREUR %	DIVISION PAR
C8	DO 7	4185,20	4186,01	- 0,326	508
C9	DO 8	8370,39	8372,02	- 0,326	254
B8	SI 7	7903,64	7902,13	+ 0,321	269
A # 8	LA # 7	7459,93	7459,62	+ 0,295	285
A8	LA 7	7040,00	7040,00	0	302
G # 8	SOL # 7	6644,00	6644,88	- 0,221	320
G8	SOL 7	6271,02	6271,93	- 0,082	339

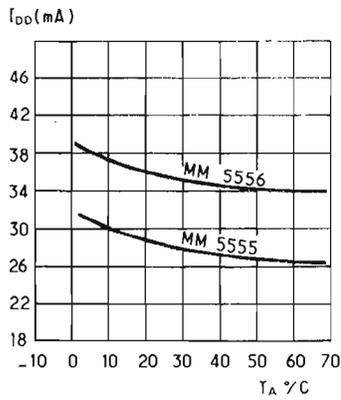


Fig. 11

Tableau II - MM 5556

NOTE (AM)	NOTE (FR)	FREQ. DE SORTIE	FREQ. EXACTE	ERREUR %	DIVISION PAR
F # 8	FA # 7	5927,23	5919,91	+ 0,658	359
F8	FA 7	5587,60	5587,65	- 0,017	380,5
E8	MI 7	5275,63	5274,04	+ 0,507	403
D # 8	RE # 7	4979,11	4978,03	+ 0,364	427
D8	RE 7	4698,52	4698,64	- 0,042	452,5
C # 8	DO # 7	4433,95	4434,92	- 0,368	479,5

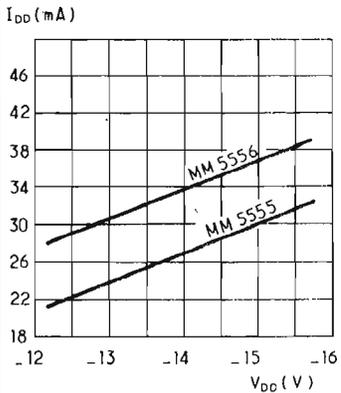


Fig. 12

Les caractéristiques électriques sont les suivantes :

Tableau IV.

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Entrées					
Fréquence	f_{IT}	continu	-	500	4 Hz
Temps de montée et de chute	t_r t_f	-	-	25	μs
Durée d'impulsions à 90 %	PW	1	-	-	μs
Niveau logique haut	V_{ITH}	+ 0,3	0	- 2,5	V
Niveau logique bas	V_{ITL}	- 7,0	- 10	- 18	V
Courant de fuite	I_{ITL}	-	-	1,0	μA
Sortie trigger, charge de 10 M Ω vers masse $T_A = 25$ °C					
Niveau logique haut	V_{OTH}	0	-	- 1,5	V
Niveau logique bas	V_{OTL}	- 10	-	-	V
Sorties, charge 20 k Ω vers masse et 20 k Ω vers V_{BB} , $T_A = 25$ °C					
Niveau logique haut	V_{OH}	0	-	- 1,0	V
Niveau logique bas	V_{OL}	- 8	-	V_{BB}	V
Courant de repos, $T_A = 25$ °C					
Partie logique	I_{GG}	-	2	4	mA
Partie buffer	I_{BB}	-	-	20	μA

A la sortie du même étage, la période est $2 T_1 = 2/f_1$.

A la sortie d'un deuxième étage, on a $4 T_1 = 4/f_1$, etc.

CARACTERISTIQUES GÉNÉRALES MM 5554

Les caractéristiques de ce CI doivent être connues pour la détermination des schémas pratiques d'utilisation..

Voici tableau III ci-après, les caractéristiques maxima absolues :

Sauf indication différente, les données du tableau sont valables pour $V_{GG} = - 27 V \pm 2 V$, $V_{BB} = - 10 V \pm 5 V$.

Tableau III

Caractéristique	Symbole	Min.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	V_{GG} V_{BB}	+ 0,3 + 0,3	- 0,33 - 18	V V
Tension d'entrée trigger	V_{IT}	+ 0,3	- 18	V
Dissipation	P_P	-	250	mW
Température de fonctionnement	T_I	0	+ 70	°C

Tableau V

	Symbole	Min.	Max.	unités
Tension du générateur	V_{GG}	+ 0,3	- 33	V
Tension alim. de la partie logique	V_{DD}	+ 0,3	- 26	V
Tension alim. de la partie buffer	V_{BB}	+ 0,3	- 18	V
Tension d'entrée trigger	V_{IT}	+ 0,3	- 18	V
Dissipation	P_o	-	800	mW
Temp. de fonctionnement	T_A	0	+ 70	°C

Les caractéristiques électriques de fonctionnement sont données au tableau VI.

Tableau VI MM 5555 et MM 5556

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Entrée trigger					
Fréquence	f_{IT}	7	2126,08	2200	kHz
Capacité	C_{IT}	-	-	70	pF
Temps de montée et de chute (10 % à 90 %) à 2,2 MHz	t_r t_f	-	-	30	ns
Durée de l'impulsion	p_w	0,4 T	-	0,6 T	T = 1/f _I
Niveau logique haut	V_{ITH}	+ 0,3	0	- 2,0	V
Niveau logique bas	V_{ITL}	-	-	1,0	V
Sorties buffers					
Charge 20 kΩ vers masse et 20 kΩ vers V_{GG} , $T_A = 25$ °C					
Niveau logique haut	V_{OH}	0	-	- 1	V
Niveau logique bas	V_{DL}	- 8	-	V_{BB}	V
Rapport cyclique C8	-	-	50	-	%
Rapport cyclique C#8 à C9	-	-	30	-	%
Courant d'alimentation sans charge, $T_A = 25$ °C					
Générateur	I_{GG}	1,5	3	3,5	mA
Partie logique MM 5555	I_{DD}	16	20	34	mA
Partie logique MM 5556	I_{DD}	22	33	40	mA
Partie buffer	I_{BB}	-	-	25	mA

**CARACTERISTIQUES
DES CI MM 5555
ET MM 5556**

On a donné plus haut les valeurs des facteurs diviseurs et celles des fréquences obtenues aux 13 points de sortie lorsque la fréquence du signal d'entrée est 2,12608 MHz.

Voici au tableau V les caractéristiques maxima absolues.

A la figure 11 on donne I_{DD} en fonction de T_A et à la figure 12, I_{DD} en fonction de V_{DD} .

Les conditions sont: $f_{IT} = 2,2$ MHz, $V_{ITL} = -12$ V, $-25 \leq V_{GG} \leq -30$ V, $V_{DD} = -15$ V (fig. 11) et $T_A = 25$ °C (fig. 12).

F. JUSTER

Notre Courrier Technique



RR - 5.01 — M. Jean-Pierre GENEIX, 44150 Ancenis.

1° Nous avons traité des montages d'horloges électroniques à quartz dans les numéros 1155 et 1159 de **ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE**, ainsi que dans le numéro 1410 (page 172) du **HAUT-PARLEUR**.

Contrairement à ce que vous supposez, les horloges électroniques pilotées par le secteur de 50 Hz sont tout aussi précises que les horloges à quartz (du moins en dehors des périodes de grève de E.D.F. où la fréquence tombe à 49 ou 48 Hz). En effet, E.D.F. procède régulièrement à un rattrapage, par action légère sur la fréquence du réseau, pour la remise à l'heure de ses propres pendules synchrones.

Pour obtenir une grande précision avec les horloges à quartz, il est indispensable que ce dernier soit d'une qualité irréprochable et qu'il soit en outre enfermé dans une enceinte **thermostatée**.

2° Dans le cas de votre moto, il est évident qu'un montage d'allumeur électronique ne présente aucun intérêt ; il en faudrait deux !

3° Les interrupteurs à lampes souples (I.L.S.) sont certainement moins robustes que le classique « rupteur » d'origine. Quant au montage d'un capteur magnétique, il faudrait voir si son installation sur la « machine » est possible ; en outre, l'allumeur élec-

tronique (de conception normale) devrait alors être précédé d'un circuit déclencheur d'impulsions commandé par ledit capteur.

4° Il est généralement toujours possible (théoriquement) d'ajouter un dispositif « squelch » (supprimant le souffle entre stations reçues) ; le circuit à mettre en œuvre dépend évidemment de la conception du récepteur. Mais la grosse difficulté est d'ordre **pratique** ; en effet, certaines modifications doivent souvent intervenir sur le récepteur proprement dit pour l'adjonction des circuits du dispositif « squelch » et les récepteurs actuels construits sur circuits imprimés ne sont pratiquement pas modifiables.

RR - 5.02 — Suite à la demande faite sous la référence RR - 12.49 publiée dans le numéro 1495, Messieurs A. CHALANDRE, 69007 Lyon et Bernard FRADIN, 54100 Nancy nous indiquent que le schéma de l'appareil ARC 3 se trouve dans le « Surplus Schematics Handbook » et les modifications à y apporter dans le « Surplus Conversion Handbook » édité par « Cowan Publishing Corporation » 14, Vanderventer Avenue, Port Washington LI New-York 11050.

Distribution en Angleterre : « Short Wave Magazine » Publication Dept, 55, Victoria Street London SW 1 H OHF.

En France, consulter éventuellement : Librairie Brentano's 37, avenue de l'Opéra, 75002 Paris.

Nous remercions bien vivement nos deux aimables correspondants pour les renseignements communiqués.

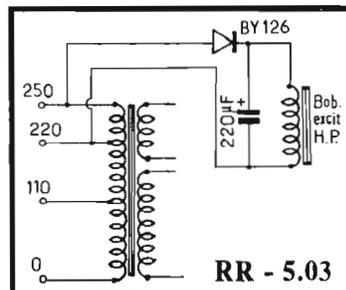
RR - 5.03-F — M. Patrick ZUCCHETTA, 06 Juan-les-Pins.

Le haut-parleur à votre disposition est évidemment très ancien. Son excitation était obtenue à l'aide d'une bobine parcourue par le courant continu d'alimentation de l'appareil, ce bobinage servant en même temps de bobine de filtrage HT ; actuellement, l'excitation est dite à champ permanent et produite par un puissant aimant.

Pour utiliser ce haut-parleur, il convient donc de l'exciter, c'est-à-dire d'appliquer à la bobine d'excitation un courant continu d'intensité convenable, vous l'avez fort bien compris. Toutefois, c'est la solution que vous envisagiez qui n'est guère élégante ; en effet, si vous utilisez un transformateur délivrant 250 V, il vous faudra intercaler des

résistances en série pour chuter la tension et ramener l'intensité d'excitation à une valeur convenable ; or ces résistances devront présenter une puissance importante et provoqueront un dégagement de chaleur considérable en pure perte.

La solution que nous vous proposons est représentée sur la figure RR - 5.03. Vous prenez n'importe quel transformateur **pourvu** qu'il comporte



— Vous voulez tout connaître sur la **PHOTO et le CINEMA ?**

- Faire le meilleur choix possible avant d'acheter ?
- Etre certain d'obtenir le meilleur prix ?

Voilà les avantages que vous donne le

CINE-PHOTO-GUIDE 1975
384 pages de descriptions techniques, de tableaux comparatifs, de conseils, etc.
Plus de 1.000 illustrations ... **13 F**



BON A DECOUPER
ou à recopier et à retourner à
J. MULLER

17, rue des Plantes - 75014 PARIS
Offre exceptionnelle
Je désire recevoir le **CINE-PHOTO-GUIDE** au prix de **5 F**
(en timbres) au lieu de 13 F.

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

des prises au primaire à 220 et 250 V ; ces prises sont évidemment accessibles facilement (soit directement sur les sorties du bobinage primaire, soit sur la plaquette du sélecteur de tension). Puis, en dérivation entre les sorties 220 et 250 V (où vous disposez par conséquent de 30 V), vous connectez le petit montage indiqué sur la figure, à savoir une simple diode au silicium type BY 126 et un condensateur électrochimique de filtrage de 220 μ F (type 63 V service). Le ou les enroulements secondaires du transformateur sont inutiles. Quant au primaire, il va sans dire que vous le branchez sur le secteur entre 0 et 110, ou entre 0 et 220, selon la tension de votre réseau de distribution.

RR - 5.04 — M. Daniel RAGOIN, 53 Saint-Denis-de-Gastines.

Sincèrement, ce que vous voudriez faire est franche-

LE HAUT-PARLEUR

présente

*Questions
& Réponses*

l'électricité et
l'électronique dans
la vie pratique

**CHAQUE MOIS
CHEZ VOTRE
MARCHAND
DE JOURNAUX**

4 F

ment irréalisable ! Il est tout à fait hors de question d'espérer remplacer la tête magnétique actuelle de votre « Mini K 7 » et adjoindre un second canal amplificateur à l'intérieur, pour transformer cet appareil monophonique en stéréophonique.

RR - 5.06 — M. Roger CAMEL, 31 Cugnaux.

Dans l'application de commande automatique que vous envisagez, nous estimons que vous obtiendriez de bien meilleurs résultats en utilisant un dispositif à ultrasons, émetteur et récepteur, du genre de ceux qui ont précisément été décrits précédemment dans la rubrique sous la référence RR - 4.41-F.

La réponse du système provoquée par le passage d'une personne dans le corridor, en un endroit quelconque, sera certaine... alors que les dispositifs détecteurs d'approche (par effet capacitif) manquent souvent de sensibilité dans ce genre d'application.

RR - 5.07 — M. SABADIE, 69 Villeurbanne.

Il est incontestable que le remplacement des transistors 2N 930 par des BC 109 C sur votre préamplificateur-correcteur ne peut être que bénéfique.

Normalement, le gain global doit en être notablement accru (h f e de l'ordre de 150 à 200 pour le 2N 930, et de 450 à 900 à IC = 2 mA pour le BC 109 C).

D'autre part, le rapport « signal/souffle » sera certainement grandement amélioré.

Du point de vue des conditions de fonctionnement, il n'y aura vraisemblablement que peu de chose à faire : peut-être une très légère retouche de valeur pour certaines résistances de polarisation des bases.

RR - 5.08 — M. Marcel TOMASSO, 83 Toulon.

Notre revue sœur RADIO PLANS a publié deux monta-

ges de synchronisateur « projecteur muet-magnétophone » dans ses numéros 271 et 318 auxquels nous vous suggérons de vous reporter.

Si vous ne disposez pas de ces numéros vous pouvez les demander à Radio-Plans, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

RR - 5.09 — M. Y. BROBAN, 31 Toulouse.

1^o Nous vous rappelons que nous avons publié un article général sur les enceintes acoustiques dans notre numéro 1478 à partir de la page 164. Nous vous conseillons de bien vouloir vous y reporter et vous verrez les différences fondamentales qui existent entre une enceinte bass-reflex et une enceinte close.

En règle générale, une enceinte bass-reflex bien conçue est meilleure reproductrice des « graves » qu'une enceinte close... mais elle est aussi plus encombrante.

Mais attention ! Il ne suffit pas de pratiquer une ouverture (un évent) dans une enceinte close pour la transformer en enceinte bass-reflex...

2^o On peut parfaitement faire fonctionner une enceinte de 30 W au tiers ou au quart de sa puissance sans inconvénient. La puissance indiquée n'est que la puissance maximale admissible.

RR - 5.10 — M. Daniel HARDY, 93 Villepinte.

1^o Pour l'utilisation avec votre récepteur AME -7-G, l'antenne GRA 72 convient très bien (Heathkit Schlumberger, 47, rue de la Colonie, 75013 Paris).

2^o Les antennes commerciales citées dans votre lettre sont plus particulièrement des antennes d'émission. Vous pouvez vous les procurer chez l'un des distributeurs suivants : S.E.R.C.I. 11, boulevard Saint-Martin, 75003 Paris.

Vareduc-Comimex-Colmant 2, rue Joseph-Rivière, 92400 Courbevoie.

RR - 5.11 — M. Jean DEMARET, 62 Fréthun.

1^o Pour élever la tension d'un courant continu, il faut passer par l'intermédiaire d'un « convertisseur », appareil qui transforme d'abord le « continu » 6 volts en « alternatif » ; ensuite on élève la tension par un transformateur de rapport convenable ; et enfin on redresse et filtre pour retrouver du nouveau « continu » à la tension élevée souhaitée. Ce n'est donc pas aussi simple que vous le supposiez.

Un convertisseur élévateur 6 V \rightarrow 12 V a été décrit dans la réponse RR - 12 26-F, page 143, de notre numéro 1156. Pour 7,5 volts, au lieu de 12, il suffirait de prévoir **proportionnellement** moins de tours au secondaire.

2^o Est-ce la bande ou les têtes magnétiques qui s'encrassent ? S'il s'agit des têtes, vous pouvez les nettoyer avec du coton humecté d'alcool. Mais s'il s'agit de la bande... (?)

RR - 5.12 — M. DRUCKERT, 83 Cap-Brun-la-Garde.

On ne peut pas transformer un contrôleur universel en millivoltmètre pour alternatif simplement par adjonction d'une sonde.

La sonde détecte (ou redresse, si vous préférez), mais c'est tout ! Pour atteindre la sensibilité d'un millivoltmètre, il faudrait en outre utiliser, entre la sonde et le contrôleur, un amplificateur de gain adéquat, et étalonner une échelle en conséquence sur le contrôleur.

RR - 5.13 — M. Gilles JEANNIN, 44 Blain.

1^o Que voulez-vous faire d'une chambre de réverbération sur un émetteur de 27 MHz ?

2° Une chambre d'écho a été décrite à la page 242 du numéro 1401.

RR - 5.14 — M. BECQUET, 62 Calais.

Nous n'avons publié aucune description se rapportant au récepteur COLLINS type CIH-46 159 A.

RR - 5.15 — M. Christian MALINET, 93 Aubervilliers.

1° Nous ne disposons pas du schéma du radiorécepteur « Europhon ». Il convient de le réclamer au revendeur où vous avez acheté cet appareil.

2° On ne recherche pas la panne d'un récepteur avec une pile de 4,5 V et une ampoule, en procédant **au hasard**, et en envoyant ainsi du courant n'importe où ! Vous risquez fort d'avoir détruit vous-même ainsi certains composants (transistors, notamment). Il existe des méthodes rationnelles, systématiques et logiques pour la recherche des « étages » en panne et des composants défectueux ; il faut les suivre et s'y conformer. Dans ce but, nous vous conseillons la lecture de l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 5.16 — M. Henry QUERE, 94 Champigny.

Vous trouverez de nombreux montages d'émetteurs O.C. du genre que vous souhaitez dans l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur » (8^e édition), en vente à la Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

RR - 5.17 — M. Georges JEANNET, 10 Rommilly-s/Seine.

Effectivement, parmi tous les catalogues que nous avons consultés, nous n'avons pas trouvé de potentiomètre de réglage au graphite, à variation linéaire, à axe de 6 mm, présentant une valeur de 150 k Ω . Comme valeurs, il y a 100 k Ω , et ensuite 220 k Ω ; de ce fait, comme il ne s'agit que d'un potentiomètre pour le réglage de timbre, nous pensons que vous pourriez très bien employer un modèle de 100 k Ω .

RR - 5.18 — M. Jean-Claude MATHIEU.

1° Vous pouvez vous procurer des circuits intégrés **logiques** auprès de tous les fabricants de circuits intégrés (R.T.C.-Motorola - SESCOSEM - Texas Instruments - Siemens - R.C.A., etc., etc.). Eventuellement, cela ne peut dépendre que des types qui vous sont nécessaires.

2° En principe, il peut être

établi une certaine correspondance entre les circuits intégrés SN et SFC en tenant compte de la « racine » de l'immatriculation.

Exemple : SN 72 709 = SFC 2 709 (« racine » 709).

RR - 5.19 — M. Francis CLAISSE, 51 Reims.

Nous ne disposons pas du schéma de votre téléviseur ; il vous faudrait le demander à un radioélectricien revendeur de votre région (dépositaire de la marque).

Vous nous parlez d'une erreur dans le branchement du transformateur « lignes et THT » ; nous supposons donc que celui-ci a été remplacé ? De ce fait, il est évident qu'il faut utiliser un transformateur de même type, ou tout au moins un modèle semblable susceptible de s'adapter.

Il faudrait donc connaître la **marque** de ce transformateur, et essayer d'en obtenir le brochage auprès du constructeur.

D'après les phénomènes observés, il semble bien qu'il s'agisse d'une mauvaise adaptation entre le transformateur et le déflecteur. En nous reportant au schéma joint à votre lettre, nous vous suggérons d'essayer d'inverser les connexions aboutissant aux cosses 3 et 4.

Si cela ne donne rien de valable, comme nous vous l'avons dit, il sera nécessaire d'obtenir le schéma de brochage du transformateur pour

trouver la solution avant dégâts, car il n'y a pas de standardisation dans ce domaine.

RR - 5.20 — M. Jean-Pierre POTVIN, 02 Château-Thierry.

Nous sommes désolés, mais nous ne pouvons pas vous établir gratuitement les quatre schémas que vous nous demandez et qui représentent plusieurs journées d'étude et de dessin.

Nous restons néanmoins à votre disposition si vous le désirez, contre honoraires qui pourraient vous être communiqués par devis préalable (sans engagement de votre part). Cependant il faudrait aussi nous donner davantage de précisions sur les points suivants :

1° Jeu d'orgue triphasé. Nous lisons 12 canaux, est-ce bien 3 kW par canal ?

2° et 3° schémas) Aucune puissance n'est indiquée.

4° Caractéristiques ou type de triac à commander ?

RR - 5.21 — M. Yannick BURBAN, 44 Nantes.

1° Nous n'avons pas connaissance du code des couleurs des P.T.T. pour le repérage des fils des câbles... si toutefois il en existe un !

2° Les kilovoltampères (kVA) expriment une **puissance** ; cela ne peut donc pas se transformer en ampères qui expriment une **intensité**.

sur votre téléviseur sans le modifier

branchez votre "VIDEOMASTER" à la place de l'antenne 2^e chaîne et vous avez CHEZ VOUS une version encore améliorée du jeu public que vous connaissez déjà... "VIDEOMASTER" FONCTIONNE SUR TOUS TELEVISEURS (noir et blanc, couleur, etc.)

DOCUMENTATION GRATUITE

Nathe électronique s.a.
B.P. 7 - 22690 PLEUDIHEN/RANCE

trois jeux chez vous !
TENNIS - FOOTBALL - PELOTE BASQUE

VOTRE JEU FAVORI

VIDEOMASTER

Par contre, si l'on connaît la tension E de la ligne, on peut en calculer l'intensité I en appliquant la formule :

$$I = \frac{P}{E}$$

avec I en ampères, E en volts et P en voltampères.

3° Vous nous entretenez d'une alimentation décrite dans *Electronique Pratique*... Il y en a plusieurs ! Il faut nous préciser le numéro et la page de cette revue.

4° A moins que vous soyez professionnel, les constructeurs ne délivrent pas les schémas de leurs appareils directement aux particuliers ; il vous faut donc passer par l'intermédiaire d'un revendeur radioélectrique dépositaire de la marque.

●
RR - 5.22 — M. André PERRIER, 53 Laval.

1° A la vérité, le schéma que vous avez relevé vous-même à partir de la section BF de

votre récepteur, comporte de nombreuses erreurs. Il n'est donc pas exploitable et l'on ne peut pas s'en servir pour essayer de déterminer la raison de la panne de l'appareil.

2° Il n'est pas convenable d'appliquer un signal BF de 7 volts sur la grille d'entrée d'une lampe EF 40 ; il y a saturation complète.

3° Le signal en sortie de la lampe EF 40 devrait être d'une amplitude supérieure à celui normalement appliqué à l'entrée (chez vous, c'est l'inverse !).

4° Les signaux BF des sorties de l'étage déphaseur (triode EBC 41) devraient être d'amplitude égale ; d'après vos mesures, ils sont totalement différents.

5° Il est, par contre, normal qu'un push-pull de EL 41 soit alimenté sous 270 volts chauffe.

●
RR - 5.23 — M. François QUARTARONE, 83 Fréjus.

1° Si nous comprenons bien

le sens de votre lettre, nous supposons que votre amplificateur ne possède pas de réglages séparés « graves » et « aigus » ; en fait, si ces réglages existaient, ils vous permettraient d'obtenir les résultats auditifs que vous recherchez.

2° D'autre part, ce que vous nous proposez de faire sur vos hauts-parleurs demeure valable ; mais il faut employer des potentiomètres de l'ordre d'une vingtaine d'ohms du type bobiné.

●
RR - 5.24 — M. Gérard WOISARD, 45 Orléans.

Le tube cathodique VCR 10 E 818 est d'origine britannique ; il s'agit de plus, d'une immatriculation militaire. Hélas, nous n'avons trouvé aucun renseignement concernant ce tube cathodique parmi nos documentations.

C'est à votre fournisseur qu'il aurait fallu demander toutes précisions utiles

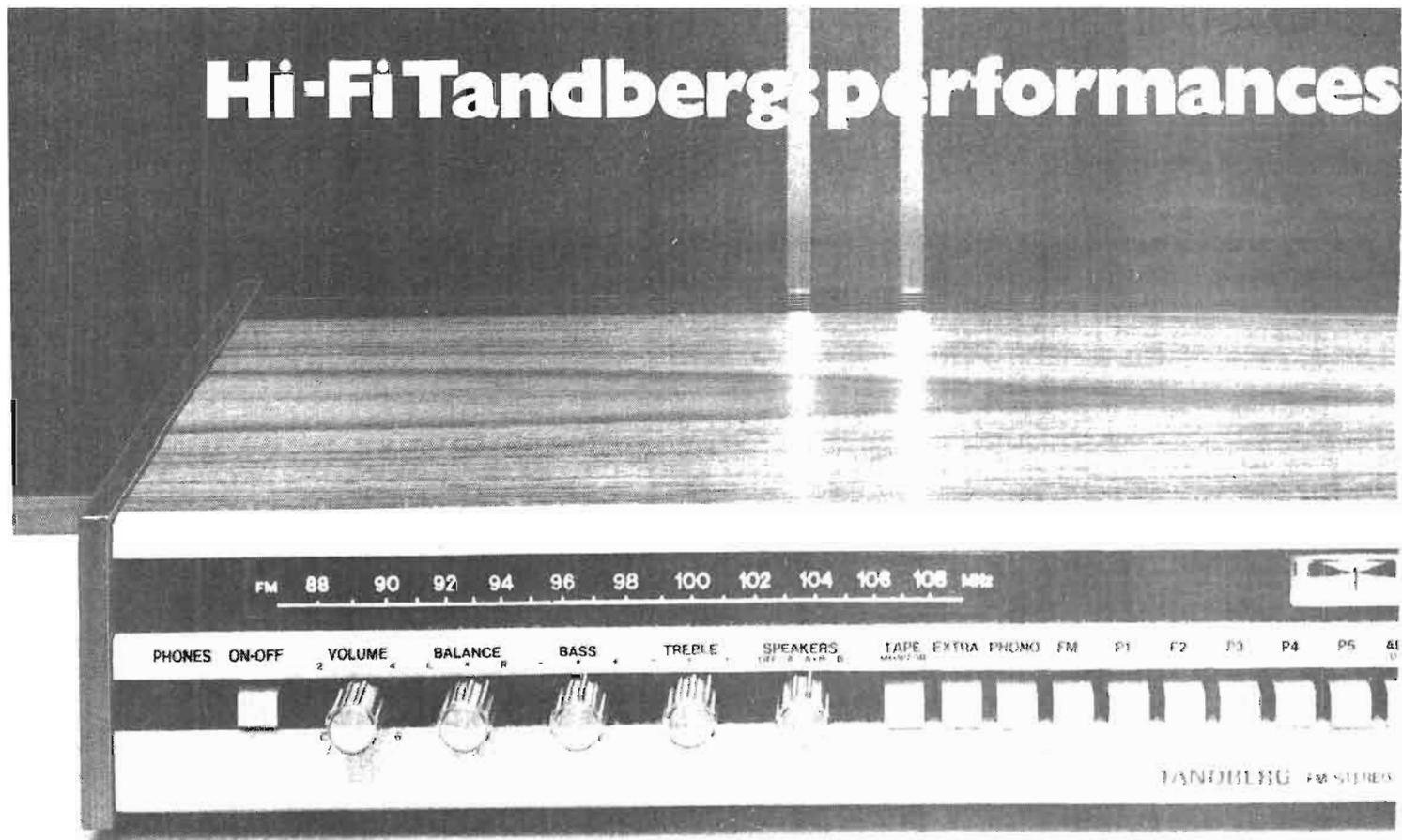
concernant l'utilisation de ce tube, au moment de son achat, sinon avant !

●
RR - 5.25 — M. A. MARCHEL, 30 Vergeze.

Dans notre numéro 1123, nous avons publié les codes des couleurs pour le marquage des valeurs des résistances et condensateurs.

Il est bien évident que ces codes sont toujours valables, mais il faut aussi reconnaître que les codes JAN ou AWS (par exemple) ne sont plus guère rencontrés, si ce n'est pour des composants récupérés lors du démontage d'anciens appareils des « surplus militaires ».

Le numéro 1123 date de juillet 1967 ; depuis cette date, de nouveaux codes de marquage sont entrés en application. Et puis, il faut songer à nos nouveaux lecteurs ! Aussi bien, avons-nous décidé de rédiger un nouvel article consacré à ce sujet et incluant



les plus récents codes de marquage utilisés, article qui sera publié très prochainement

RR - 5.26 — M. Christian SCHIERER, 78 Le Chesnay.

Pour que nous puissions vous répondre d'une façon certaine, il aurait fallu nous communiquer le schéma de l'amplificateur dont vous disposez

Toutefois, nous estimons que les préamplificateurs décrits aux pages 34 et 37 de notre revue « Electronique Pratique » N° 1506 pourraient parfaitement vous donner satisfaction.

RR - 5.27 — M. SUGNARD, 29 Brest.

1° Nous n'avons pas la correspondance des broches des circuits intégrés cités dans votre lettre, la documentation SESCOSEM en notre possession n'indiquant que les caractéristiques, et non les broches (grosse lacune).

En fait, le préfixe SFC indique des circuits intégrés fabriqués par SESCOSEM et non par « Texas Instruments ».

2° Figure 12, page 198, N° 1490 :

3° Nous allons publier très prochainement un article concernant les codes des couleurs utilisés pour le marquage des valeurs des condensateurs et des résistances, voyez réponse précédente RR - 5.25.

4° Pas de renseignement concernant le thyristor TIC 116 D.

RR - 5.28 — M. Laurent RAJTERIC, 69 Villeurbanne.

Nous ne possédons pas le livre « Technique de l'Emission » de Ch. Guilbert, ouvrage qui n'est pas édité par notre Société. De ce fait, nous ne pouvons hélas pas répondre à vos diverses questions.

Veillez vous adresser à l'éditeur de cet ouvrage : « Editions Radio » 9, rue Jacob, 75006 Paris (qui transmettra sans doute à l'auteur).

RR - 5.29 — M. Jean-Louis OLIVE, 13 Aubagne.

1° Vous pouvez très bien alimenter le préamplificateur à l'aide de la même alimentation. Pour passer de la tension de 60 volts de l'amplificateur à celle de 40 volts requise par le préamplificateur, il y a donc une chute de tension de 20 volts à créer à l'aide d'une simple résistance intercalée en série. La valeur R de cette résistance dépend de l'intensité I (exprimée en ampère) consommée par le préamplificateur. Nous avons donc :

$$R \text{ (en ohms)} = \frac{20}{I}$$

et cette résistance devra présenter une puissance de dissipation minimale (en watts) de : $P = R I^2$.

2° Vous pouvez intercaler un potentiomètre de réglage de volume général entre préamplificateur et amplificateur, potentiomètre type graphite de 50 kΩ à variation logarithmique.

RR - 5.30 — M. Jacques PATRY, 37 Nouatre.

Nous ne possédons pas le schéma de brochage du circuit intégré LM 1496 N de la N.S.C. Nous pensons que vous pourriez obtenir ce renseignement en écrivant au mandataire de cette firme en France :

National Semiconductor France 28, rue de la Redoute, 92260 Fontenay-aux-Roses.

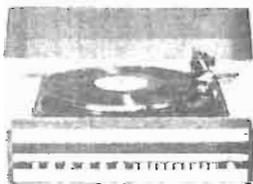
RR - 5.31 — M. HAMDAD AMAR, Blida (Algérie).

Les lampes se prêtent très mal à la construction d'un préamplificateur d'antenne TV aperiodique, du fait de



Ampli-tuner TR 200. Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

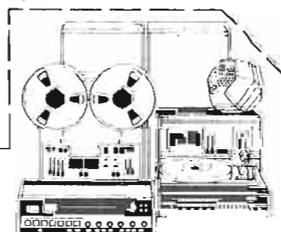
Ampli-tuner Stéréo FM haute fidélité
Tuner FM - Fréquences : 87,5 à 108 MHz
5 stations préprogrammées
Système double-tête Tuner FM 1 μV
Puissance de sortie 2 x 20 watts
S/N 4 (1000:1) - 0% de distorsion
Bande passante : 20 - 35 000 Hz
Régulateur de gain 100% par aiguille



Unité de base TR 200 (à l'exception de la tête de lecture)

Touche "Muting" pour supprimer le souffle entre les stations.
Commutateur "Loudness" pour relever les graves et les aigus à faibles niveaux
Touche monitor.
Préamplificateur pour tourne-disque avec tête magnétique.
Entrée pour phono, magnétophone et auxiliaire.
Prise pour casque d'écoute stéréo.
Equippé pour recevoir 4 enceintes.
Prix constaté : 1.881 F.

Enceinte : TL 1520
Courbe de réponse : 50 à 20 000 Hz.
2 voies : 1 woofer 17,8 cm, 1 tweeter 5,1 cm.
Puissance de sortie : 30 watts.
Impédance : 4 ohms.
Prix indicatif : 650 F.



Pour plus de renseignements, dispositions, modalités, les résultats intégraux des tests effectués par l'équipe spécialisée de nos services

écrivez à : Tandberg France S.A. - 1, rue Jean Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

Vous recevrez, sans aucune contrepartie de ma part, le dossier complet de l'ampli-tuner TR 200 et l'adresse de la boutique où vous pouvez obtenir votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom :
Prénom :
Adresse :

Envoyez à : Tandberg France S.A. - 1, rue Jean Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

HI-FI FAMILY
TANDBERG
hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

leurs impédances d'entrée et de sortie relativement élevées.

Par contre, dans ce genre d'application (amplificateur aperiodique), les transistors, avec leurs faibles impédances, sont d'un emploi très commode.

Des montages de ce genre ont été décrits :

a) Dans notre N° 1446 page 263 ;

b) Dans l'ouvrage « Dépannage - Mise au point - Amélioration des Téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 5.32 — M. MERCIER, 35 Rennes.

1° Un condensateur électrochimique ordinaire est polarisé (+) et (-), cela veut donc dire qu'il doit être soumis à du courant **continu** en respectant cette polarité. Or, dans les filtres de voies pour haut-parleurs, il s'agit de signaux BF, donc de courants **alternatifs**.

C'est la raison pour laquelle on recommande l'utilisation de condensateurs du type non polarisé ou du type « papier ».

2° Nous avons publié un article très détaillé sur les enceintes acoustiques dans notre numéro 1478 à partir de la page 164. Des passages sont consacrés à la mesure des fréquences de résonance des haut-parleurs et des enceintes. Toutefois, un disque de fréquences n'est pas très indiqué pour remplacer un générateur BF ; en effet, sur un tel disque, il y a généralement des « trous » entre les différentes fréquences enregistrées, et il est possible qu'une résonance tombe précisément sur une fréquence non **enregistrée**.

3° Nous avons récemment publié un article consacré à la mesure de la puissance d'un amplificateur BF

4° Amplificateur d'antenne UHF, voir réponse précédente (RR - 5.31).

RR - 5.33 — M. QUERN, 75 Paris.

1° Nous n'avons pas de schéma de minuterie cyclique correspondant à ce que vous recherchez. Il faudrait donc l'étudier, en établir le schéma, etc. Or, si l'on ajoute le prix de cette étude et le prix des matériels nécessaires à la réalisation du montage, il est absolument évident que le montant de la dépense que vous aviez envisagée sera **très nettement** dépassé (et de beaucoup !).

2° Ecrivez séparément à la revue « Questions et Réponses ». Il ne faut pas associer sur une même lettre, des questions pour « Haut-Parleur », pour « Radio Plans », etc.

RR - 5.34 — M. BERTRAND, 06 Saint-Laurent-du-Var.

Pour obtenir des pièces détachées pour machines à calculer électroniques, il est indispensable que vous vous

adressiez directement au constructeur de la machine concernée. En fait, le plus généralement, il s'agit de composants ou de circuits particuliers, bien spéciaux, que l'on ne peut pas se procurer ailleurs.

Certes, il est possible que tel ou tel constructeur oppose un refus, car bien souvent la firme tient à conserver le monopole des réparations ou de l'entretien de ses machines.

Bien entendu, lorsqu'il ne s'agit que d'un transistor type 2 N 4401 (exemple cité dans votre lettre), vous pouvez vous le procurer chez Fairchild, ou National Semiconductor, ou Motorola... Mais pour le reste, c'est une autre histoire !

RR - 5.35 — M. DUCHESNE, 75 Paris.

Nous ne pensons pas qu'il soit rentable de construire soi-même une éolienne ; d'autre part, nous manquons d'élé-



ments de calculs dans ce domaine.

Veillez également vous reporter à notre réponse RR - 12.29, publiée à la page 357, du N° 1495. En complément à cette réponse, nous pouvons ajouter que les fabrications récentes d'éoliennes utilisent un **alternateur** suivi de diodes redresseuses pour l'obtention du courant continu nécessaire à la charge des batteries d'accumulateurs (donc, même solution que celle adoptée en automobile); on évite ainsi les ennuis de collecteur et de balais de la classique dynamo.

Quant aux fabricants d'éoliennes, nous avons indiqué plusieurs adresses dans une rubrique antérieure de notre « Courrier Technique ».

RR - 5.38 — M. Joël DESIRE, 63 Chamalières.

En ce qui concerne l'oscilloscope décrit dans le numéro 1234, page 136, nous vous précisons que des informations

complémentaires ont été publiées dans le N° 1256, page 150.

Le remplacement du tube VCR 139 A est notamment envisagé par des tubes plus courants (surtout maintenant) tels que les DG 7/5 et DG 7/6.

Le type 3 GP 1 est cependant moins recommandé, car il nécessite une tension d'anode de 1 000 à 1 500 volts (1 000 volts minimum).

RR - 5.36 — M. Yves MARTRENCHARD, 34 Montpellier.

En principe, l'établissement des circuits imprimés par **photographie** n'est mis en œuvre que lorsqu'il s'agit d'en réaliser de très nombreux (fabrication en grande série d'un appareil donné).

L'amateur qui n'a à faire qu'un seul circuit imprimé pour l'appareil qu'il construit, n'a pas besoin de recourir à une telle complexité.

Nous avons traité de la fabrication des circuits imprimés par l'amateur dans: le HAUT-PARLEUR Numéros 1308 (p 144) et 1347 (p 210); RADIO PLANS Numéros 260, 265, 271, 290, 318 et 320.

Notez enfin que l'on trouve dans le commerce des boîtes contenant tous les produits et accessoires pour la fabrication de tels circuits.

A toutes fins utiles cependant, nous vous signalons qu'un article consacré aux circuits imprimés par photographie a été publié dans le N° 313 de « Radio-Plans ».

RR - 5.37 — M. Jacques HINDERSCHID, 52 Saint-Dizier.

1° Nous vous confirmons que le schéma du filtre BF passe-bande, à largeur réglable, et à lampe ECC 83, décrit à la page 35 de notre numéro 1048, ne comporte aucune erreur.

2° Ce montage s'intercale, en effet, à l'entrée d'un amplificateur BF.

3° Des résistances dans les séries à tolérance 5 % suffisent.

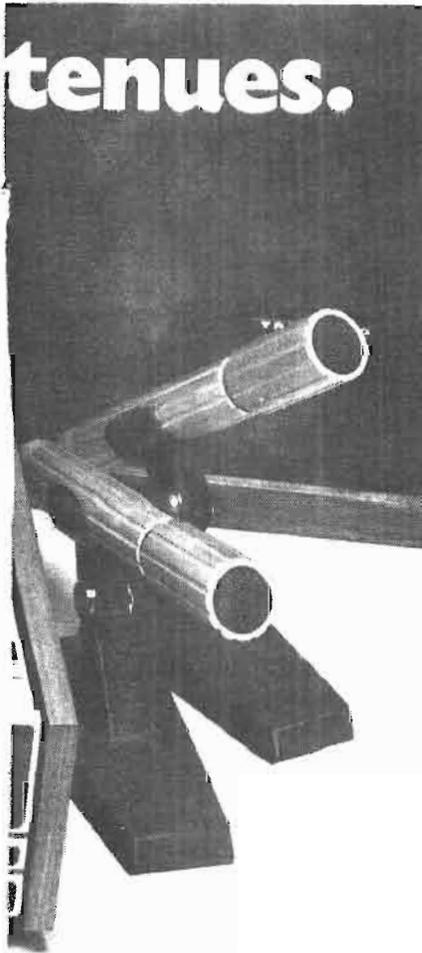
4° Il n'y a pas d'inconvénient à réaliser ce montage sur une plaquette à circuits imprimés, si vous le désirez.

RR - 5.40 — M. Daniel MENGES, 33 Floirac.

Le commutateur au silicium type 3 N 84 est une production de la « General Electric Company » (U.S.A.).

Mandataire en France: Comptoir Commercial Importation 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 02.

Mais si vous n'êtes pas professionnel, il vous faut passer par l'intermédiaire d'un revendeur radioélectricien de votre région qui vous commandera ce composant.



Platine TCD 310 stéréo à cassettes. Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

Caractéristiques supérieures aux normes Haute Fidélité.

3 moteurs (1 à hystérésis pour l'entraînement de la bande et 2 à courant continu pour le défilement rapide).

Système de défilement de la bande par 2 cabestans pour réduire le pleurage et le scintillement au minimum.

Système Dolby* commutable.

2 têtes magnétiques de haute qualité.

Rapport signal/bruit: 63 dB (IEC, A curve, 3% distorsion).

2 vu-mètres très lisibles.

Réglage du niveau par potentiomètres linéaires.

*Dolby: marque déposée, Dolby Laboratories Inc. USA.

Commutateur pour bandes à faible souffle ou bandes au dioxyde de chrome.

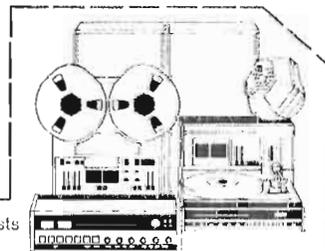
Arrêt automatique en fin de bande pour la sécurité des cassettes.

Mixage en mono.

Contrôle électronique.

Utilisable en position verticale.

Prix constaté: 2.770 F.



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet du TCD 310 stéréo à cassettes

Veuillez me faire parvenir également, votre brochure générale sur la gamme Hi-Fi Tandberg 1975

Nom: _____

Prénom: _____

Adresse: _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.

HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli tuners, enregistreurs

AMÉLIORATIONS DE QUELQUES TRANSCEIVERS COMMERCIAUX

NOUS l'avons dit souvent, les transceivers commerciaux sont de très jolies petites « mécaniques », mais il n'en demeure pas moins qu'ils sont tout de même **perfectibles**.

C'est ainsi que dans cet article, nous allons examiner quelques transformations et améliorations intéressantes susceptibles d'être apportées aux transceivers pour ondes décimétriques type FT - DX 505 et TS - 288 - A (Sommerkamp), ainsi qu'au transceiver VHF type TS 700 (Trio-Kenwood).

FT - DX - 505

Transceiver « Sommerkamp » pour bandes décimétriques - CW, AM, LSB, USB

- 560 W PEP en SSB. Poste fixe ; alimentation sur secteur.

1) A l'origine, la commande manuelle de gain HF (RF-gain) agit sur les étages REC - RF (V1-6 BZ 6) et REC - 2ND - 1F (V 205-6 BA 6). La commande du « S-mètre » étant faite également par la

ligne « RF gain », il en résulte que lorsque l'on désensibilise le récepteur, l'aiguille du « S-mètre » part en butée à S 9+++ , et plus aucune mesure ou indication n'est alors possible.

Pour pallier cet inconvénient, les modifications suivantes sont à effectuer :

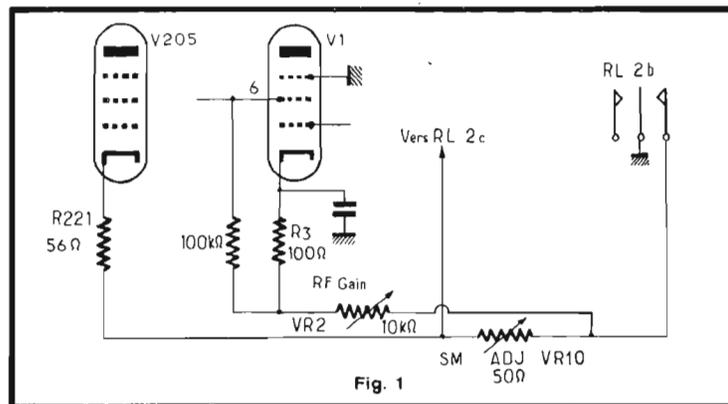


Fig. 1

a) Le retour de circuit de cathode du tube V 205 (après la résistance R 221 de 56 Ω) est sectionné de la connexion aboutissant au potentiomètre RF-gain (VR 2 - 10 kΩ) ; cette connexion est alors soudée directement sur le potentiomètre VR 10 de 50 Ω (réglage du zéro du « S-mètre »).

b) La résistance R 56 (5,6 Ω) shuntant ce potentiomètre VR 10 est supprimée.

c) Entre l'écran (broche 6) du tube REC - RF (V1) et la base de la résistance de cathode R3 (de 100 Ω), on soude une résistance de 100 kΩ.

d) Enfin, le retour du potentiomètre « RF-gain » (VR 2 de 10 kΩ) n'aboutit plus sur la gauche du potentiomètre VR 10 (ajustage du zéro du

« S-mètre », mais à droite (c'est-à-dire sur la connexion entre VR 10 et le relais (section 2 b).

Ces transformations sont indiquées sur le schéma de la figure 1 que le possesseur d'un FT - DX - 505 pourra comparer avec le schéma d'origine de l'appareil.

De cette façon, le réglage de gain HF n'agit effectivement que sur l'étage HF (tube V1); par ailleurs, le fonctionnement du « S-mètre » n'est nullement perturbé par le réglage du potentiomètre de gain HF (VR 2). Il va sans dire qu'après avoir effectué les modifications indiquées, il convient de refaire le zéro du « S-mètre » en réajustant le potentiomètre VR 10 (sur le châssis, à l'arrière de l'appareil).

2) Nous avons remarqué que la résistance R 275 de 220 Ω de cathode (polarisation) du tube V 210 (6 BM 8 - AF AMP) avait une tendance à chauffer exagérément; nous l'avons remplacée par deux résistances de 470 Ω 1 W connectées en parallèle.

3) En émission, nous avons examiné le fonctionnement de l'appareil à l'oscilloscope, soit au générateur BF « deux tons », soit en le soumettant à de brèves salves BF de forte amplitude. Nous nous sommes alors aperçus que l'action de l'A.L.C. était extrêmement énergique, disons même trop énergique (du moins sur l'appareil en notre possession). Nous avons donc dû réduire l'efficacité de l'A.L.C. en montant une résistance de 22 k Ω 0,5 W entre la ligne A.L.C. et la masse. Ceci peut se faire très simplement en soudant cette résistance entre les broches 7 et 8, à l'intérieur du capot du connecteur arrière à 11 broches.

L'identification des composants cités est un travail facile en examinant l'appareil; en effet, tous les repères des éléments sont **inscrits** sur les platines à circuits imprimés.

TS 288 A

Transceiver « Sommerkamp » pour bandes décadiques - CW, AM, LSB, USB - 260 W PEP en SSB. Poste fixe ou pour « mobile »; alimentation sur secteur ou sur batterie de 12 volts.

Sur cet appareil de conception **modulaire**, les modifications susceptibles d'être apportées sont pratiquement faciles à exécuter.

1) Unité BF (AF Unit N° 5)

Amélioration de la qualité BF. Fonctionnement en réception :

a) Condensateur C 37, dans la liaison depuis l'entrée BF de la broche (17) du connecteur vers la cosse 0 du circuit intégré Q 12 : monter un condensateur de 68 nF (au lieu de 1 μ F).

b) Sur la sortie (6) du circuit intégré, nous avons un condensateur C 36 de 22 μ F et une résistance R 42 de 12 Ω en série aboutissant à la masse : shunter la résistance R 42 par un condensateur électrochimique de 5 μ F 10 V (« moins » à la masse).

c) Nous pouvons ajouter, en ce qui concerne l'amélioration des auditions, qu'il y a intérêt à dégager **l'ouverture à l'avant** du haut-parleur en sciant la tôle inutile (plaque de dessous du coffret). Autre solution : employer un **bon** haut-parleur extérieur (séparé) connecté à la prise de jack prévue à cet effet.

Amélioration de la qualité de la modulation.

Fonctionnement en émission :

a) Le condensateur C3 de découplage de drain du transistor Q1 (préamplificateur microphonique) sera réduit à 4,7 nF (au lieu de 47 nF).

b) Le condensateur C7 de liaison à la base du transistor Q2 sera réduit à 0,15 μ F (ou 0,1 μ F + 47 nF connectés en parallèle) au lieu de 1 μ F.

c) En parallèle sur le condensateur C15 (découplage de la ligne + 13,5 V), ajouter un condensateur de 500 μ F/25 V qui améliore le filtrage et supprime certaines traces de bourdonnement.

2) Rectifier Unit N° 9

En émission, un certain ronflement de porteuse peut être décelé (notamment en AM ou en CW). Il peut être supprimé en ajoutant un condensateur électrochimique de 100 μ F/350 V entre la sortie marquée DC + 160 V (alimentant les écrans des tubes 6 JS 6 de l'étage PA) et la masse.

Naturellement, comme dans le cas du transceiver précédent, l'utilisateur se reportera à la notice technique et aux schémas de l'appareil afin de suivre plus facilement les modifications exposées. D'autre part, en ce qui concerne l'exécution pratique, disons que tous les repères des composants sont inscrits sur les platines à circuits imprimés.

TS 700

Transceiver « Trio-Kenwood » VHF (bande 144 à 146 MHz) - CW, AM, LSB, USB, FM - 20 W PEP en SSB. Poste fixe ou pour « mobile »; alimentation sur secteur ou sur batterie de 12 volts.

Le transceiver VHF type TS 700 est incontestablement un excellent appareil. Il faut cependant reconnaître qu'en utilisation sur AM notamment, **l'audition** n'est pas très bonne...

Sur la notice, le constructeur préconise de se régler sur un « bord » de l'émission reçue en utilisant le bouton R.I.T. Ce qui facilite la compréhension en favorisant le médium aigu et en affaiblissant les graves. Ce qui d'ailleurs est exact.

Une autre solution consiste aussi à utiliser (comme précédemment) un **bon** haut-parleur extérieur (séparé) connecté à la prise de jack prévue à cet effet.

Néanmoins, une plus nette amélioration peut être obtenue en effectuant quelques modifications relativement simples à l'intérieur de l'appareil.

Ces modifications interviennent sur la platine « AF-Unit » (X 49 - 1060 - 00) accessible par le dessous de l'appareil. Elles sont les suivantes :

a) Le condensateur C 18 de 10 nF connecté entre base et émetteur du transistor Q3 est supprimé.

b) La connexion provenant du curseur du potentiomètre BF (AF-gain) aboutit à la broche AIV de cette platine; après cette broche, nous avons la résistance R35 (470 Ω) en série avec le condensateur C17 (4,7 μ F) aboutissant à la base du transistor Q3. Entre R35 et C17, intercaler un condensateur de 47 nF (voir fig. 2).

c) Sur la broche AFV, aboutit la résistance R22 (5,6 k Ω) précédée du condensateur C13 (4,7 μ F). De la broche AFV, part un câble blindé qui aboutit à l'entrée du potentiomètre BF (AF-gain). Il faut dessouder le conducteur central du câble blindé de la broche AFV et intercaler en série un condensateur de 4,7 nF (voir fig. 2).

Comme précédemment, pour suivre parfaitement nos explications, l'utilisateur devra se reporter à la notice technique et aux schémas de l'appareil. En outre, tous les repères des composants sont inscrits sur les plaquettes des circuits imprimés, ce qui facilite leur identification lors de l'exécution du travail.

Maintenant, nous allons exposer un **ensemble** de modifications, peut-être délicates parce que liées les unes aux autres, mais cependant extrêmement intéressantes du point de vue résultats obtenus.

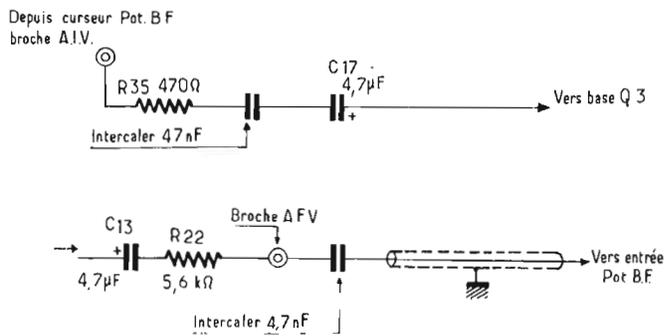


Fig. 2

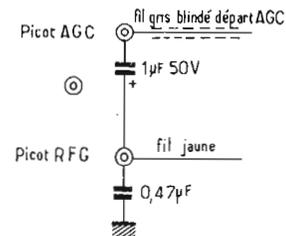


Fig. 3

Cet ensemble de modifications concerne la commande du « S-mètre », l'augmentation de la constante de temps de la C.A.G. et la commande de gain HF (RF-gain).

A l'origine, la commande du « S-mètre » est faite à partir de la ligne de commande automatique de gain (A.G.C.); c'est évidemment une solution... Malheureusement, la commande manuelle de gain (RF-gain) procède par modification de la tension fixe de repos présente sur cette ligne. Si bien que lorsqu'on est obligé de désensibiliser le récepteur (cas de la réception d'une station locale ou puissante, par exemple), l'aiguille du « S-mètre » part en butée à S 9 + 40 dB, et plus aucune indication ou mesure n'est possible. Il convient donc de séparer la commande de gain HF (RF-gain) de la ligne A.G.C. (et par conséquent, de la commande du « S-mètre »). Les modifications à effectuer sont les suivantes :

1) Sur la platine « RX-NB-Unit » (X 55-1060-00) accessible par le dessus de l'appareil : a) déconnecter la ligne d'arrivée A.G.C. du picot AGC.

b) couper la résistance R1 de « porte » du transistor Q4 (commande du « S-mètre »), puis réunir l'extrémité de cette résistance de 470 kΩ à la ligne A.G.C. précédemment libérée.

c) Entre le point de jonction (ligne A.G.C. + R1) et la

masse, connecter un condensateur de 22 nF céramique.

d) Relier le picot AGC (libéré précédemment de la ligne d'arrivée A.G.C.) au curseur du potentiomètre RF-gain par un fil direct, avec découplage à la masse par un condensateur de 22 nF céramique.

e) Sur le curseur du potentiomètre RF-gain, à l'origine, c'est un fil jaune provenant de la platine « Generator-Unit » qui y aboutit ; ce fil doit être coupé, puis ressoudé sur la cosse RFP du potentiomètre, c'est-à-dire sur la cosse où l'on peut mesurer une tension fixe de l'ordre de + 2,5 volts. En d'autres termes, sur le curseur du potentiomètre RF-gain, seul le fil cité en (d) doit subsister.

f) Ces modifications étant effectuées, mettre l'appareil sous tension. Faire le zéro du « S-mètre » en réglant la résistance ajustable VR 2 (montée sur la platine précédemment citée). Accorder le récepteur sur 145 MHz, le potentiomètre RF-gain étant au maximum de sensibilité, le réglage « Drive » étant accordé pour le maximum, ceci à l'aide du calibrateur incorporé en fonctionnement. Puis, ajuster la résistance variable VR 1 (toujours sur la même platine) afin d'amener l'aiguille du « S-mètre » à S 6 environ.

2) Il est intéressant d'accroître davantage la cons-

tante de temps de la ligne A.G.C. En effet, cette disposition évite l'apparition du souffle (caractéristique en VHF) dans les « blancs » de modulation lors des réceptions en S.S.B. Pour cela, il faut opérer sur la platine « Generator-Unit » (X 52-1040-00) accessible par le dessous de l'appareil. Sur cette platine, nous voyons notamment trois picots disposés en triangle (fig. 3).

a) Entre le picot AGC et le picot RFG, souder un condensateur de 1 μF/50 V, comme indiqué sur la figure.

b) Entre le picot RFG et la masse, souder un condensateur de 0,47 μF/mylar. Précisons au passage que c'est de ce picot RFG que part le fil jaune qui aboutissait au curseur du potentiomètre RF-gain et que nous avons déplacé précédemment en le ressoudant sur la cosse RFP (côté + 2,5 V) de ce même potentiomètre...

Les utilisateurs du TS 700 auront certainement remarqué l'extrême efficacité du dispositif « Noise Blanker », notamment en « mobile », vis-à-vis des parasites d'allumage des véhicules.

Une dernière remarque : en ouvrant le couvercle du dessus de l'appareil, on accède à deux potentiomètres marqués FM et SSB qui permettent respectivement le réglage du niveau de modulation pour ces deux modes d'émission. Si

l'on utilise le microphone fourni avec l'appareil, en principe ces deux potentiomètres peuvent être ouverts à fond. Néanmoins, il faut noter que le potentiomètre marqué S.S.B. agit aussi bien en S.S.B. qu'en AM, et nous avons alors remarqué que dans de telles conditions il y a surmodulation en AM.

La solution est simple. Le potentiomètre SSB reste ouvert à fond, puisque cela convient bien à ce mode de transmission ; mais pour l'émission en AM, on dispose d'un réglage auxiliaire séparé qui permet de réduire le niveau de modulation uniquement pour ce mode de transmission. Il s'agit du potentiomètre ajustable VR 1 de 10 kΩ monté sur la platine « Generator Unit » et accessible par le dessous de l'appareil ; il suffit donc d'ajuster (à l'aide d'un tournevis) une fois pour toutes, le réglage de ce potentiomètre VR 1 pour limiter le niveau BF et supprimer ainsi toute surmodulation en AM.

Nous pensons que ces appareils, déjà excellents, modifiés comme nous venons de l'exposer, donneront encore davantage de satisfactions à leurs utilisateurs. Il va sans dire que, personnellement, nous les avons pratiquement déterminées d'abord, réalisées ensuite, et nous nous en félicitons chaque jour (HI !).

Roger A. RAFFIN (F3 AV)

LE GRID ~ DIP HEATHKIT — — HD 1250

NOUVEAU venu dans la gamme Heathkit, le HD 1250 se substitue à un ancien modèle muni d'un tube électronique, dont la commercialisation était abandonnée depuis

plusieurs mois. Le nouvel appareil transistorisé permet de s'affranchir des inconvénients dus au cordon d'alimentation réseau, toujours gênant lorsque l'on travaille à l'accord d'une

antenne sur un toit ou en pleine nature.

Comme nous l'avons souvent indiqué dans nos colonnes, le grid dip reste l'instrument de base du laboratoire de l'amateur, en com-

plément du contrôleur universel. Pour une dépense modique, il permet l'alignement complet d'un émetteur ou d'un récepteur, la mise au point des antennes, la mesure de la valeur d'une capa-



cité ou d'une inductance, la mesure du Q d'un circuit accordé, voire l'emploi en mesureur de champs, outre les fonctions dynamiques ou statiques de mesures de fréquence. Le grid dip peut donc à lui seul remplacer une demi-douzaine d'appareils de mesure spécialisés, avec une précision très largement suffisante dans la majorité des cas.

CARACTÉRISTIQUES

Fréquence de travail : 1,6 - 250 MHz en 7 gammes. 1,6 - 3,4 MHz ; 3,2 - 6,6 MHz ; 6,3 - 13 MHz ; 12,5 - 26 MHz ; 25 - 51 MHz ; 48 - 100 MHz ; 100 - 250 MHz.

Galvanomètre : 150 μ A.

Alimentation : pile 9 V miniature.

Encombrement : 5 x 6 x 15 cm sans bobine.

L'appareil est livré en coffret portable par poignée, avec logement pour les bobines.

PRÉSENTATION

D'une prise en main très comode grâce à ses dimensions réduites, le HD 1250 est peint en vert « gamme radio-amateur »

comme tous les appareils de cette catégorie.

Le cadran est d'une taille permettant une lecture facile, celle-ci étant optimisée par des échelles colorées différentes pour chaque gamme, et répétées sur la tête de chaque bobine.

Un jack écouteur permet le contrôle de la modulation d'un émetteur, à l'insertion de la fiche le microampèremètre est déconnecté.

Les bobines s'enfichent sur un support de prise CINCH/RCA, l'enfichage ou le d enfichage sont doux, à condition de roder les parties mobiles en les tournant doucement dans la partie fixe, et en débarrassant éventuellement le contact central des petites coulées de soudure s'il en existe lors du montage du kit.

La réalisation est très rapide, une soirée suffit pour câbler les deux circuits imprimés et assurer le montage mécanique complet. Les bobinages sont livrés prêts à l'emploi, chaque gamme étant repérée par une couleur différente.

Le coffret de transport garantit de façon parfaite l'appareil, même s'il est soumis à des chocs violents ou à des chutes brutales, nous avons lancé le coffret d'une fenêtre située au second étage sans

dommages ni pour celui-ci, ni pour l'appareil.

ETUDE DU SCHÉMA

Deux circuits distincts sont employés ; l'oscillateur et le détecteur (fig. 1).

En ondemètre dynamique, l'oscillateur est couplé au circuit extérieur testé, le détecteur enregistre le changement d'impédance réfléchi à l'accord sur le galvanomètre.

En ondemètre statique, le rayonnement du bobinage testé bloque l'oscillateur à la limite de l'accrochage, le circuit fonctionne alors en Q multipliés, le circuit détecteur délivre une information positive, qu'affiche le galvanomètre.

L'oscillateur est du type Colpitts, le circuit symétrique accordé L V 21A - C 21B est disposé entre base et émetteur du transistor Q11, à travers les liaisons C11 - C12, condensateurs de très bonne qualité au mica argent , de façon à obtenir une grande stabilité. Le réseau R11 - C13 équilibre l'injection HF, respectivement en bas et en haut de gamme.

Toujours dans le but d'obtenir une stabilité la plus forte, Q 11 travaille en classe A, polarisé par R12 - R14. Le potentiomètre R1 « sensibilité » contrôle le niveau de l'oscillation ou de régénération en Q multiplier. Le détecteur est composé d'un Mosfet double porte, monté en amplificateur large bande paraphase, Q 21, suivi des diodes D21 - D22, puis du filtre C25 - perle ferrite - C26, alimentant le galvanomètre. En régime dynamique le dip est affiché par une baisse brutale du courant, alors que l'inverse se produit en absorption.

CONCLUSION

Correctement étalonné, stable en fréquence, le HD 1250 est capable de rendre une foule de services dans le laboratoire ou au QRA. Son assemblage est rapide, sa présentation soignée et son encombrement réduit le signalent à l'amateur.

J.B.

