

5^F

SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1 000 Lires
ALGERIE : 5 Dinars
TUNISIE : 500 Mil.
BELGIQUE : 50 FB

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Réalisez-vous-mêmes votre laboratoire : L'appareillage de base.
- Le Tuner LUXMAN WL 717.
- Analyse du contrôleur universel M001B METRIX.
- Le radiotéléphone automatique de voiture.
- Le fréquencemètre SB 650 Heathkit.
- 3 amplificateurs BF de 10, 25 et 50 W.
- Un temporisateur pour agrandisseur photo.
- Un chargeur pour batterie cadmium-nickel.
- Qu'est-ce qu'un laser?
- Une chambre de réverbération.
- Fin de la réalisation de l'amplificateur 2 x 30 W.
- L'émission RTTY.
- Etc.

Voir sommaire détaillé page 138

458 PAGES

le premier portatif
à cassette
en France

SANYO



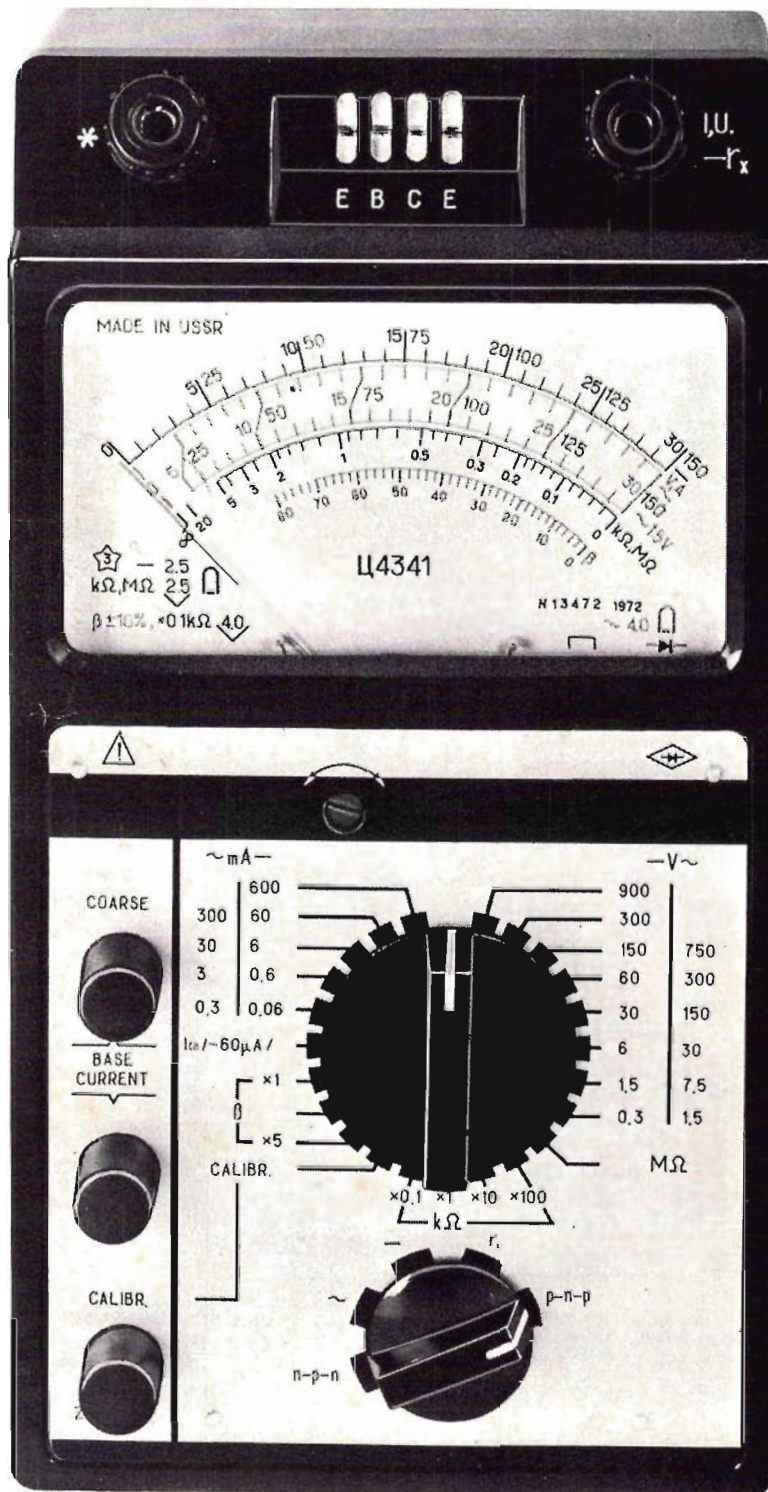
Distribué par

B.S.T.

VOIR PAGES 144

"4341" CONTROLEUR MULTI-MESURES

à transistormètre incorporé



Résistance interne : 16.700 ohms par volt.
 Volts continus : 0,4 V à 900 V en 7 gammes.
 Volts altern. : 1,5 V à 750 V en 6 gammes.
 Amp. cont. : 0,06 mA à 600 mA en 5 gammes.
 Amp. altern. : 0,3 mA à 300 mA en 4 gammes.
 Ohms : 0,5 ohm à 20 Mégohms, 5 gammes.

Transistormètre : mesures ICR, IER, ICI, courants collecteur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de - 10 à + 50° C. Livré en coffret métallique étanche, avec notice d'utilisation - GARANTIE 1 AN.

Dimensions : 213 x 114 x 80 mm.

Une exclusivité **189 F** + port
 LAG electronic 12,00 F

LAG
 électronique

SINFONIA
82, rue Gambetta
64-SAINT-JEAN-DE-LUZ



vous propose
**LA CHAINE
D'OR**
haute fidélité

où chaque maillon est
une marque prestigieuse

**EXCEL SOUND • LAFAYETTE
JENSEN • GARRARD • FRANK**

NOUVEAUTÉ



APPRENEZ LA RADIO
en réalisant
des récepteurs
simples 3^e Édition
par B. FIGHERA

Il existe peu d'ouvrages de vulgarisation radio-technique destinés aux profanes et en particulier aux jeunes, qui, sans connaissances spéciales de la radio-électricité, désirent s'initier à la radio.

Cet ouvrage relevant du domaine de la jeunesse, il était opportun qu'il soit rédigé par un jeune. Très souvent tout semble trop simple à un technicien chevronné et certaines difficultés réelles peuvent lui échapper. Les premiers chapitres de l'ouvrage sont consacrés aux notions théoriques indispensables pour la compréhension du fonctionnement des différents montages : collecteurs d'ondes, circuits accordés, éléments constitutifs des récepteurs, symboles des éléments. Les autres chapitres, constituant la plus grande partie de cette brochure, décrivent une gamme variée de petits récepteurs à la portée de tous, avec conseils de câblage. Nous avons profité de la troisième édition de cet ouvrage pour éclaircir les quelques « zones d'ombre » qui avaient désorienté certains jeunes lecteurs. Par la même occasion, il nous a paru indispensable de compléter cet ouvrage de plusieurs autres réalisations pratiques et détaillées comme le récepteur à accord lumineux, le récepteur à accord électronique, etc. Par ailleurs et à la suite de très nombreuses demandes nous avons ajouté une liste de points de vente pièces détachées pour Paris et Province.

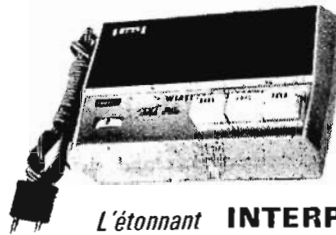
Extraits du sommaire : récepteurs sans alimentation, récepteurs simples, récepteurs à deux transistors, récepteur reflex à trois transistors, récepteur bande « chaudières », récepteur réaction quatre transistors, récepteur O.C. bande des 40 m, récepteur VHF, micro-émetteur FM, ensemble de télécommande 72 MHz, récepteur bande des 80 m, récepteur miniature, etc.

Volume broché, format 15 x 21, 112 pages sous couverture 4 couleurs pelliculée. Prix : 18,00 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.)

Lion



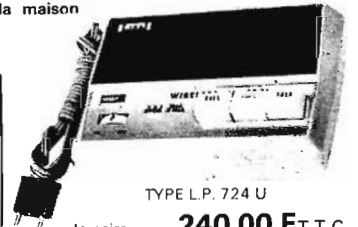
L'étonnant **INTERPHONE-SECTEUR**
SANS FIL AVEC APPEL SONORE (110/220 V)

Puissante Intercommunication permanente. Chaque Interphone peut fonctionner avec 2, 3 ou 4 autres Interphones. Il suffit de brancher les différents appareils à des prises de courant dépendant d'un même transformateur.

LIAISON PERMANENTE AVEC VOS EMPLOYÉS, OU VOTRE FAMILLE, A L'USINE, A L'ATELIER, Au magasin, à la maison
- SURVEILLANCE DES ENFANTS
- PRÉVENTION CONTRE LE VOL

CARACTÉRISTIQUES :

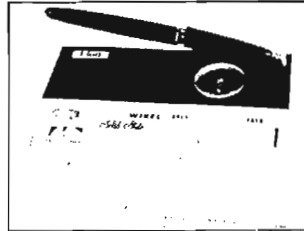
- Bouton d'appel sonore.
- Bouton pour conversation.
- Bouton de blocage pour conversation permanente.
- Potentiomètre de puissance - Voyant lumineux de contrôle.
- PUISSANCE DE SORTIE 150 MILLIWATTS.



TYPE L.P. 724 U

la paire **240,00 Ft.T.C.**

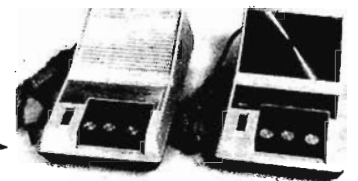
PAR CORRESPONDANCE : Franco **245,65 F** CONTRE REMBOURSEMENT : **249,65 F**
(joindre règlement)



LION L.P. 805 DE LUXE : antiparasité, 4 transistors. Puissance de sortie : 150 MW. Fréquence : 190 Kc.
La paire : **300 F T.T.C.**
Par correspondance (joindre chèque) : **305,65 F**
Ctre remb. : **309,65 F**

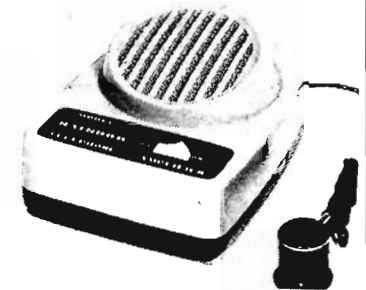
(A droite) **LION L.P. 806**, circuit intégré : Très puissant : 300 MW. Antiparasité. 1 circuit I.C. 1 silicium transistor. 1 diode. Fréquence : 190 Kc.
La paire : **325 F T.T.C.**
Par correspondance (joindre chèque) : **330,65 F**
Ctre remb. : **334,65 F**

LION L.P. 725 : identique au L.P. 724 U, mais plus puissant : 160 MW. 5 transistors + 1 diode. En plus : thermomètre et porte-stylo.
La paire : **270 F T.T.C.** Par correspondance (joindre chèque) : **275,65 F**
Ctre remb. : **279,65 F**

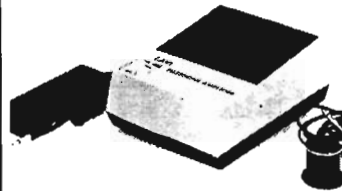


AMPLIFICATEUR L.P. 600 : le plus puissant des ampli téléphoniques : 4 transistors : 120 MW de sortie. Aliment. par pile 8 V. Pèse 310 g. Fourm. avec micro plaquette ou micro ventouse au choix. Dim. : 130 x 97 x 34 mm.
Prix : **125 F. T.T.C.** Par correspondance (joindre chèque) : **128,15 F**
Ctre remb. : **132,15 F**

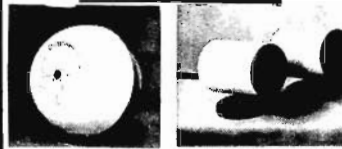
RAINBOW



AMPLIFICATEUR TÉLÉPHONIQUE T.P. 4 A : puissance : 100 MW. Alimentation 4 piles U.M.3. 1,5 V. Dimensions : 138 x 104 x 67 mm avec micro ventouse.
Prix : **120 F. T.T.C.** Par correspondance (joindre chèque) : **124,15 F**
Ctre remb. : **128,15 F**



ENCEINTES



ENCEINTE SPHÉRIQUE Ø 70 cm.
Modèle HI-FI. Puissance 8/10 W. 5/8 ohms
T.T.C. **118 F.**
Par correspondance (joindre chèque) : **123,65 F**
Ctre remb. : **127,65 F**

MINI ENCEINTE CYLINDRIQUE HI-FI
Ø 30 mm. Long. 120 mm.
5/8 W. 8 ohms
T.T.C. **110 F.**
Par correspondance (joindre chèque) : **114,15 F**
Ctre remb. : **118,15 F**

MODELE DEMI SPHERIQUE
Modèle « sono » 8 W. Ø 20 cm. 5/8 ohms
5/8 ohms **70,80 F T.T.C.** Par correspondance (joindre chèque) : **76,45 F**
Ctre remb. : **80,45 F**

MICRO AMPLIFICATEUR AUTONOME, pile 9 V incorporée. Puit. 1,5 W de sortie, 4/8 ohms. Cordon et jack de raccordement à la types de H.P. Utile aux démonstrateurs, soies sécurité, clubs, jouets, commentaires de diapo et films, etc.
T.T.C. **136,80 F**
Par corresp. (joindre chèque) : **139,55 F**
Ctre remb. : **143,55 F**

GARANTIE CONTRE TOUS VICES DE FABRICATION

DÉPANNAGE TOUTES MARQUES, TOUS TYPES

Pour vous convaincre de la facilité et rapidité de la liaison téléphonique nous vous consignons pour huit jours à l'essai les interphones LION.

Ets RONDEAU

32, rue Montholon - PARIS (IX^e)
Téléphone : 878-32-55 et 878-32-85
C.C.P. 10.332-34 - Métro CADET

Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Jacques BERCHATSKY
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue
75019 PARIS

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

15 numéros HAUT-PARLEUR, dont 3 numéros spécialisés :
Haut-Parleur Radio et Télévision
Haut-Parleur Électrophones Magnétophones
Haut-Parleur Radiocommande
12 numéros HAUT-PARLEUR « ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »
11 numéros HAUT-PARLEUR « Électronique Professionnelle - Procédés Électroniques »
11 numéros HAUT-PARLEUR « HI-FI Stéréo »

FRANCE 100 F
ÉTRANGER 140 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

★ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue
75019 PARIS
202-58-30



Commission Paritaire N° 23 643

	Page		Page
Appareils Hi-Fi		Photo Ciné	
● Étude du tuner LUXMAN LW 717	159	● Un temporisateur pour agrandisseur photo	220
● Réalisez-vous-mêmes cet amplificateur 2 x 30 W	268	● Les transformations et la sonorisation des films de cinéma	224
Électronique simple		Divers	
● Trois amplificateurs BF de 10, 25 et 50 W	230	● La radio d'autrefois	140
● Un amplificateur BF simplifié	253	● Visite au centre RTC : la radiotechnique Compélec de Joué-Lès-Tours	141
● Pour mesurer les capacités. 254		● Protection des transistors de sortie et des haut-parleurs	155
Les lasers		● Un amplificateur FI avec réglage électronique de volume	167
● Holographie	297	● Panne d'alimentation sur châssis 5212 TEVEA	170
● Qu'est-ce qu'un laser?	277	● Le fonctionnement des tubes NIXIES	174
Les ordinateurs		● Aujourd'hui une réalité en France : le radiotéléphone de voiture	179
● Informatique	283	● Électronique et aviation : Radiocommunications	184
Mesure - Service - Alimentations		● Alarmes électroniques	286
● Réalisez-vous-mêmes votre laboratoire : l'appareillage de base	148	● Nouveau vocabulaire des magnétophones	215
● Analyse du contrôleur universel METRIX M001B ..	163	● Caractéristiques et performances d'une caméra couleur	234
● Un multimètre numérique : Le DMM 1038	191	● ABC : les circuits intégrés ESM203 - ESM227	256
● Le fréquencemètre SB 650 Heathkit	208	● Thomson CSF au Salon des composants	302
● Un générateur de formes d'ondes à CI	291	● Le magnétophone AKAI VT 100S	304
Radiocommande		● Sélection de chaînes Hi-Fi ..	305
● Un chargeur de batterie cadmium-nickel	265	● Courrier technique	317
Journal des OM		● Enquête du Hi-Fi Club de France	320
● L'émission RTTY	326	● Petites annonces	329
Magnétophone		<i>Encart Toshiba pages :</i>	<i>211, 212, 213, 214</i>
● L'autoradio lecteur de cassettes Radiola RA 232T ..	145	<i>Encart Eurelec ... pages :</i>	<i>263 et 264</i>
Musique électronique			
● Appareils musicaux de synthèse des sons	203		
● Une nouvelle chambre de réverbération	299		
● Une boîte à musique électronique	308		

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**

Informations

107 000 VISITEURS
AU XVI^e
FESTIVAL
INTERNATIONAL DU SON
qui s'est tenu au
CENTRE INTERNATIONAL
DE PARIS (C.I.P.)
du 11 au 17 mars 1974

LE XVI^e FESTIVAL INTERNATIONAL du SON était placé sous le Haut Patronage de Monsieur le Ministre des Affaires Culturelles, sous le patronage du Syndicat des Industries Électroniques de Reproduction et d'Enregistrement (S.I.E.R.E.), avec le concours de la Fédération Nationale des Industries Électroniques (F.N.I.E.) et de l'Office de Radiodiffusion Télévision Française (O.R.T.F.) et la participation de la Société des Artistes Décorateurs (S.A.D.) et de la Phonotèque Nationale. Il était organisé par la Société pour la Diffusion des Sciences et des Arts (S.D.S.A.).

Le XVI^e FESTIVAL INTERNATIONAL du SON regroupait cette année 200 exposants représentant 16 pays : Allemagne (République Démocratique), Allemagne (République Fédérale), Argentine, Autriche, Belgique, Danemark, France, Grande-Bretagne, Hongrie, Italie, Japon, Norvège, Pays-Bas, Suède, Suisse, U.S.A.

Le nombre des entrées a été supérieur de 30 % à celui de 1973 (82 600) et se chiffre à 107 000.

Au cours de la journée professionnelle du lundi 11 mars, on a enregistré 10 % d'étrangers. 46 % des visiteurs professionnels venaient au Festival pour la première fois.

L'enquête effectuée près des visiteurs fait apparaître un renouvellement du public à raison de 44 %.

Les intentions d'achat qui étaient de 13 % en 1973 sont passées à 18 %.

Le Service de Presse a reçu 665 Journalistes dont 118 Étrangers, en provenance de 34 pays.

Mille six cents auditeurs ont suivi les Conférences des Journées d'Études.

Toutes les chaînes de radiodiffusion de l'O.R.T.F. étaient présentes et ont animé le Festival par des concerts et des récitals. Douze Sociétés de radiodiffusion étrangères ont présenté des démonstrations spectaculaires.

Parmi les nombreuses manifestations artistiques qui se sont déroulées dans le cadre du XVI^e FESTIVAL INTERNATIONAL du SON, rappelons : la remise des Grands Prix du Disque de l'Académie Charles Cros, le Concert exceptionnel par l'Orchestre National de l'O.R.T.F., sous la direction de Henryk CZYZ avec le concours de Arthur RUBINSTEIN dans le grand auditorium (3 800 spectateurs), la Soirée « FRANCE MUSIQUE REÇOIT » et la NUIT du FESTIVAL.

ERRATUM MARANTZ

DANS notre numéro 1446 une erreur s'est glissée dans le rappel de couverture concernant les tuner-amplificateurs Marantz Quadradial. Il faut lire :

« Actuellement, Marantz a choisi le décodeur SQ, adopté par le géant du disque Columbia. Le choix de ce système SQ a été longuement étudié. SQ détient, en effet, la suprématie du marché des disques quadriphoniques. »

Nous prions nos lecteurs et les représentants de Marantz de bien vouloir nous excuser de cette erreur.

LA GARANTIE PIONEER

POUR démontrer la fiabilité du matériel PIONEER, la Société Musique Diffusion Française importateur de cette marque bien connue de nos lecteurs a annoncé les décisions suivantes :

— Garantie de 5 ans - Pièces et main-d'œuvre pour les amplis, amplis-tuners, tuners, enceintes acoustiques et casques.

— Garantie de 3 ans - Pièces et main-d'œuvre pour les platines, magnétophones à bandes ou à cassettes.

— La société Musique Diffusion Française assure cette garantie pour tous les appareils Pioneer achetés en France, et eux seuls la carte M.D.F. faisant Foi.

INAUGURATION DES NOUVEAUX LOCAUX B.S.T.

C'EST le jeudi 14 mars que la direction de la Société B.S.T. avait convié ses nombreux revendeurs et amis, à l'inauguration de ses nouveaux et vastes locaux situés 37 et 39, rue Jean-Jaurès à Paris 19^e.

La Société B.S.T. se divise en plusieurs départements qui sont :

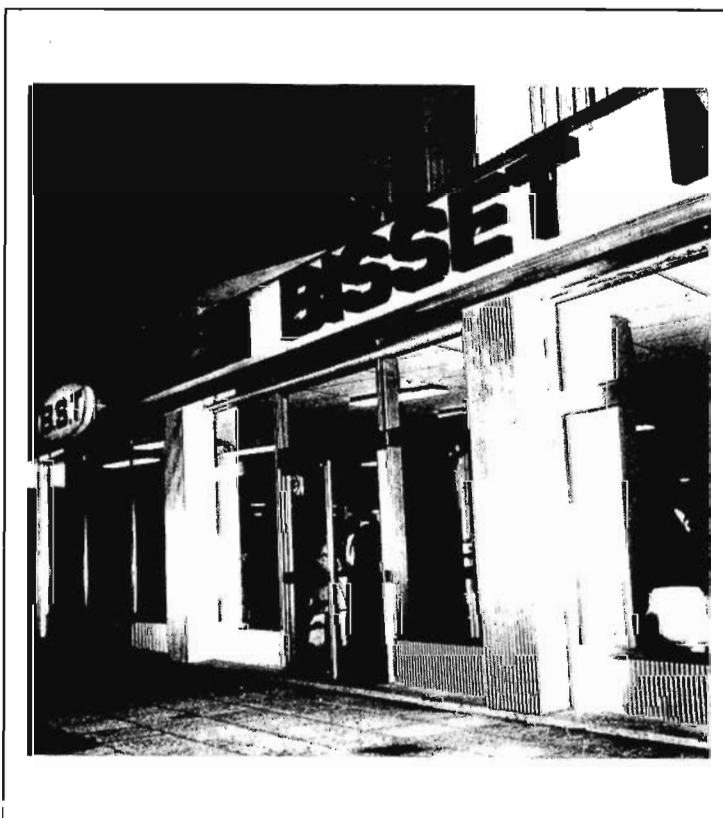
B.S.T. sonorisation : qui présente une gamme complète de haut-parleurs de toutes dimensions pour la réalisation d'enceintes acoustiques haute-fidélité ou

pour sonorisations professionnelles, une série de microphones adaptés pour les usages les plus divers; un ensemble d'appareils pour orchestres et discothèques : tables de mixage, chambres de réverbérations etc.

B.S.T. Haute-Fidélité : nous avons présenté dans nos précédents numéros trois des nouveaux appareils de la gamme actuelle, citons encore la gamme étendue de casques proposés dans ce département.

B.S.T. Audiovisuel : ce département qui s'adressait précédemment à des usages professionnels de télévision en circuit fermé vient dernièrement d'enrichir sa gamme avec le magnétoscope à cassettes portable SANYO.

B.S.T. Kit : qui présente de nombreux petits appareils à réaliser par l'amateur.



LA RADIO D'AUTREFOIS...

L'AUTRE jour m'est parvenue la lettre d'un vieil Ami de Province, me communiquant un article paru dans une très ancienne « Gazette », datant du règne de Louis-Philippe.

... Notez bien tout d'abord que Louis-Philippe n'a aucune importance en l'espèce, mais que seule la date en a une puisqu'elle nous ramène aux environs de 1835, il y a donc près de 140 ans (seulement)... comme on dit de nos jours.

... Le dessin, que vous admirerez reproduit ci-contre, et qui accompagnait cet article, montre un homme en costume de ville tenant au-dessus de sa tête un parapluie grand ouvert, surmonté d'une tige métallique d'environ un mètre et demi, ressemblant curieusement à une antenne.

... Encore plus curieusement, un fil souple, relié à l'armature du parapluie, descend jusqu'au sol pour y traîner un gros morceau de métal et, ce qui est de plus en plus surprenant; c'est une petite phrase accompagnant le tout « la prise de terre est donc assurée, même pendant la marche ».

... Alors mon correspondant, qui croit rêver, m'écrit « il y avait donc la radio en ce temps-là... je n'y comprends rien... »

... Je l'ai immédiatement rassuré, car voici la vérité :

... En ce temps-là, on traversait une vogue déraisonnable du paratonnerre et il était, pour quelques-uns, devenu « ultra-chic » de se propager sur les Boulevards avec l'attirail que je viens de vous décrire, dès que le ciel se couvrait en été...

... Car ce que l'on peut prendre pour une antenne était un paratonnerre modèle réduit et le fil traînant un morceau de métal servait à « renvoyer la foudre à la terre »

(sic)... mais nous pouvons présumer que si la foudre était réellement tombée sur le porteur de cet engin abracadabrant, il ne serait pas resté grand chose du parapluie et du bonhomme qui se trouvait dessous... Et je me souviens qu'aux environs de 1926, trois hurluberlus, dont je faisais partie, parcoururent la Capitale et plus particulièrement les Champs-Élysées, casque aux oreilles, et chacun coiffé d'un authentique Haut-

de-Forme auquel était fixée une antenne d'environ deux mètres, maintenue par des petites cannes à pêche... nous avions en bandouillère un récepteur utilisant une zincite, grande nouveauté de l'année; car il paraissait impossible de rechercher constamment le point sensible d'une galène et, lorsque nous voulions écouter, ou tenter de le faire, nous nous servions comme prise de terre de la grille métallique entourant un arbre, y

faisant contact grâce à un fil par l'intermédiaire d'une grosse pince « crocodile », comme celle utilisée dans les garages pour la recharge des accumulateurs.

... Bien entendu les badauds s'attroupaient et chacun voulait entendre « la Tour Eiffel »... on se passait les casques de mains en mains et le plus sordide des grésillements était pris pour une délicieuse musique... puis nous voulûmes perfectionner notre système et, dans le silence d'un grenier baptisé « laboratoire » nous tentâmes de construire un récepteur donnant du Haut-Parleur sur galène, grâce à des charbons réglés au dixième de millimètre près, transmettant mécaniquement à un micro qui assurait la diffusion dans un H.P. à cornet; par l'intermédiaire d'un transfo et d'une pile de lampe de poche (système TAULEIGNE pour mémoire)... Alors, de temps en temps, pendant une ou deux secondes, ça donnait quelque chose, puis tout le système se dérégla à la moindre vibration, même celle d'un pigeon se posant sur le toit...

... Nous avons fondé des espoirs immenses sur ce montage mirobolant et, comme dans la chanson, « nous nous voyons déjà » construire et vendre par milliers des appareils donnant du haut-parleur sur simple galène... Ce ne fut qu'un rêve... Faut-il rire ou pleurer de notre bêtise, car nous nous sommes un soir très vivement disputé pour choisir (déjà) la marque de la voiture qu'en qualité de Directeurs de la nouvelle firme, nous nous ferions conduire par un chauffeur en livrée, avec écussons à Notre Marque.



VISITE AU CENTRE R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC DE JOUÉ-LÈS-TOURS

R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC dispose en Touraine, dans le département d'Indre-et-Loire, d'un centre industriel destiné à la production des résistances et des condensateurs.

Il se compose de deux établissements, l'usine de Tours qui existait lors de la création de la Compagnie Générale des Condensateurs en 1959 et le Centre de Joué-lès-Tours, ensemble vaste et de conception moderne, construit cette même année.

Distants de quelques kilomètres, très différents de construction et d'aspect, les deux établissements de Joué-lès-Tours et Tours, réunis sous une même direction industrielle, fabriquent des résistances fixes et des condensateurs « Grand Public » et professionnels à Joué-lès-Tours, des condensateurs industriels et professionnels à Tours.

L'appellation COGECO issue de la dénomination d'origine de la Compagnie Générale des Condensateurs, a été conservée comme marque des produits fabriqués par les deux usines et pour désigner la division chargée de leur commercialisation au sein de R.T.C.

LES FABRICATIONS

L'usine de Joué-lès-Tours fabrique en très grande série 3 catégories de produits :

- Résistances à couche de carbone.
- Condensateurs à diélectrique plastique.
- Condensateurs électrolytiques.

L'ensemble des ateliers et des sections auxiliaires directement affectées à la production occupe 8 500 m² et 600 personnes y travaillent.

FABRICATION DES RÉSISTANCES A COUCHE DE CARBONE

Ces résistances qu'un effort de rationalisation a amené à fabriquer en un nombre réduit de dimensions, correspondent à des puissances dissipées de 1/8 W à 1 W.

Préparation. Le support est un bâtonnet de céramique aux tolérances étroites dont l'état de surface ne souffre aucune imperfection. Aussi les bâtonnets sont-ils soigneusement polis, dégraissés et lavés avant les opérations de traitement et de fabrication. Celles-ci comprennent successivement : carbonisation, capsulage suivi de tri, spirilage, opérations finales.

Carbonisation. Dans les fours à plus de 1 000 °C, les bâtonnets reçoivent par cracking d'un gaz le

carbone qui forme sur toute leur surface une couche extrêmement dure. Blancs avant l'opération, ils deviennent d'un beau noir brillant.

Capsulage et tri. Les pièces ainsi recouvertes de carbone sont alors capsulées, c'est-à-dire coiffées à leurs extrémités, par passage dans une machine automatique, de deux petites capsules de métal. Elles sont ensuite triées en classes de valeurs. Les différents lots sont affectés à la fabrication de résistances de valeurs déterminées.

Spirilage. La valeur de résistance exacte est obtenue par spirilage ou rainurage de la couche de carbone. La machine, alimentée automatiquement, arrête le spirilage lorsque la valeur est atteinte. Cette opération essentielle doit être très précise pour respecter les

tolérances, normalement de $\pm 0,5\%$ et pouvant s'abaisser à 1 %, voire à $\pm 0,5\%$ pour des usages professionnels.

Finition. Une dernière machine assure automatiquement toutes les opérations finales : soudage des connexions, laquage, isolation, cuissons successives, contrôle de valeur de résistance, marquage par code de couleur ou en clair, mise sur bande et comptage.

L'ensemble de ces opérations est très spectaculaire : elles s'effectuent sur une même machine qui constitue à elle seule un véritable atelier automatisé.

La fabrication des résistances réunit des moyens puissants et modernes qui sont utilisés de façon ininterrompue : le personnel travaille en plusieurs équipes pour les machines de préparation, les fours et les machines de finition.



MACHINES A FONCTIONS MULTIPLES POUR LA FABRICATION DES RESISTANCES
(document R.T.C.)

FABRICATION DES CONDENSATEURS A FEUILLES ET A FILM MÉTALLISÉ

Les condensateurs à diélectrique plastique ont d'abord été réalisés par la juxtaposition et l'enroulement de deux feuilles d'aluminium de moins de 10 microns d'épaisseur, séparés par un diélectrique plastique de 6 à 12 microns, l'ensemble s'achevant par un soudage des connexions puis enrobage ou surmontage.

A ce type de condensateur sont de plus en plus substitués les condensateurs à feuilles métallisées, les feuilles d'aluminium étant remplacées par un film diélectrique métallisé sous vide. L'absence de feuilles d'aluminium permet, à capacité égale, une très importante réduction d'encombrement.

Les condensateurs à feuille et à film métallisé sont fabriqués de la même manière au moyen de machines automatiques ou semi-automatiques, souvent conçues et construites par les services techniques du centre industriel.

Bobinage-Aplatissage. Les bobines réalisées par enroulement des feuilles sur des machines automatiques à grande production sont placées dans un vibreur et éventuellement distribuées sur une presse chargée de les aplatir.

Schoopage. Cette opération consiste à projeter sur chaque

face, du zinc et de l'étain en fusion. Mais il faut préalablement protéger les parties de la bobine qui ne doivent pas recevoir de métal : on y parvient par un enroubage automatique des pièces qui sont disposées en grandes galettes plates.

Soudage des connexions. Les pièces défilent entre deux paires d'électrodes qui appliquent des conducteurs de cuivre sur les faces schoopées et les soudent.

Finition. Enrobage ou surmouillage, laquage, cuissons successives, marquages, par exemple par immersion plus ou moins profonde dans des peintures correspondant à un code de couleurs constituent les opérations finales de la fabrication proprement dite.

Viennent ensuite divers contrôles et tris, le comptage et la mise en boîte par des machines semi-automatiques.

FABRICATION DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES

Les condensateurs sont constitués par une feuille d'aluminium gravée, pour augmenter la surface métallique, qui sert d'électrode positive (anode) et sur laquelle est formé un film d'oxyde servant de diélectrique. Un papier imprégné d'électrolyte assure le contact avec le film d'oxyde et avec une deuxième feuille d'aluminium qui

joue le rôle d'électrode négative (cathode). Du fait de la gravure et de la minceur de la couche d'oxyde, on peut obtenir des capacités très élevées dans un volume réduit : de quelques dizaines à plusieurs milliers de microfarads.

La fabrication de cette catégorie de composants demande des précautions particulières de propriété et des soins vigilants pour éviter surtout la pollution des parties actives.

Préparation. Des machines fonctionnant nuit et jour forment la couche d'oxyde isolant des anodes. Les bandes d'aluminium gravé passent dans des bains d'électrolyse contrôlés en permanence en vue d'obtenir des caractéristiques constantes. Les bandes d'aluminium sont ensuite découpées en rouleaux de largeur correspondant à la dimension des condensateurs.

Fabrication proprement dite. La plupart des opérations sont automatiques. Elles comportent : la fabrication des anodes, c'est-à-dire le montage sur une tige métallique d'une rondelle d'étanchéité et l'agrafage sur cette même tige de la bande d'aluminium gravé qui constitue l'anode.

Imprégnation et mise en boîtier. La bobine imprégnée sous vide par l'électrolyte, est introduite dans un boîtier cylindrique muni d'une connexion dont le bord est ensuite rabattu sur le caoutchouc de la rondelle d'anode.

Finition. Les condensateurs sont placés pendant plusieurs heures en étuve et mis sous tension pour assurer leur « formation » ou polarisation. Ils sont ensuite contrôlés et triés automatiquement.

Les opérations de finition se poursuivent par « l'habillage » des pièces en vue des besoins et des exigences de la clientèle : isolation, utilisation sur circuit imprimé, par exemple.

Viennent ensuite le lavage, le contrôle final et l'emballage.

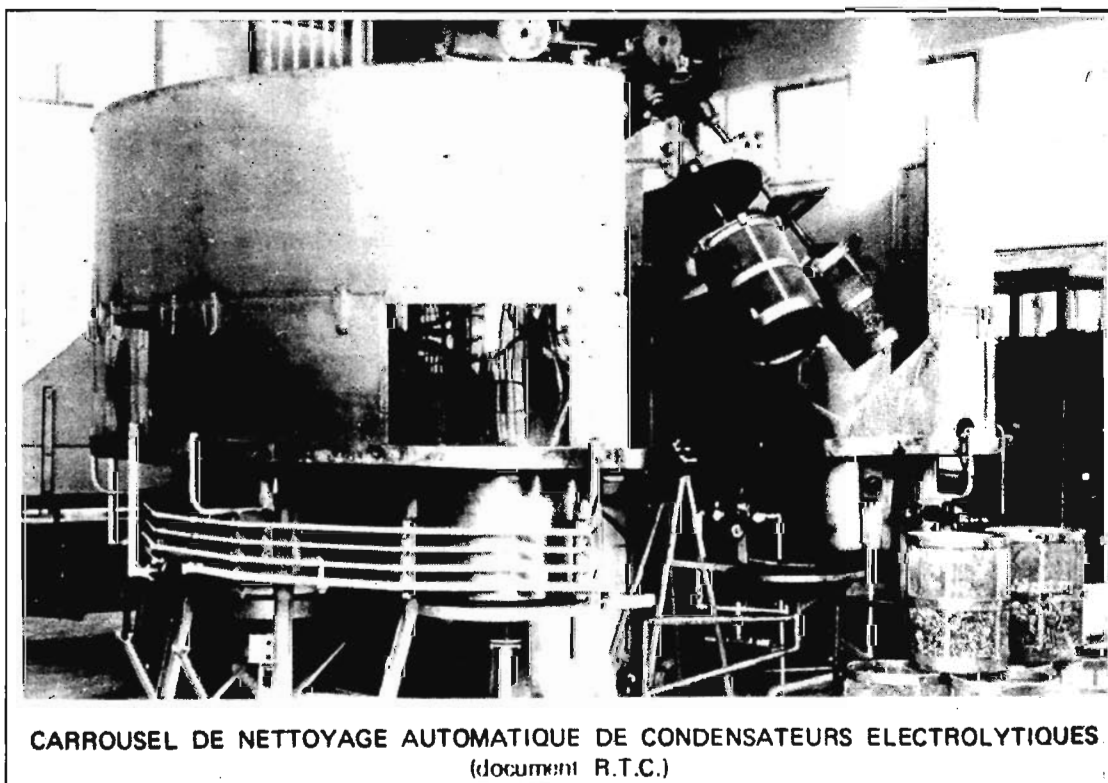
LA R.T.C. RADIOTECHNIQUE COMPÉLEC AU SALON DES COMPOSANTS

Parmi les nouveautés annoncées pour ce salon et sur lesquelles nous aurons l'occasion de revenir dans nos prochains numéros, citons, en dehors des composants destinés uniquement au domaine professionnel, mais nos lecteurs savent très bien que beaucoup de ces derniers se retrouvent quelques années plus tard dans le domaine grand public, ce qui est le cas par exemple en optoélectronique des voyants électroluminescents. R.T.C. en présente trois nouveaux modèles : le CQY 61 de diamètre 5 mm, le CQY 54 rouge diffusant, d'un diamètre de 3 mm à sorties axiales et le CQY 53 rouge ponctuel en boîtier TO 18 à connexions isolées.

Les afficheurs électroluminescents. Le CQY 25, d'une hauteur de caractère de 3 mm environ, qui a trouvé un débouché dans le marché des calculateurs de poche, et ses dérivés CQY 55 et CQY 56.

Les cellules solaires. Nous avons très peu développé cette technique dans notre revue mais nous pensons être en mesure de le faire dans un de nos prochains numéros. Parmi les réalisations R.T.C. dans ce domaine citons, en outre, une balise lumineuse alimentée par générateur solaire, installée à l'entrée du port de Ouistreham (à quelques km de Caen); d'autres applications : balises radioélectriques, alimentation de réémetteurs hertziens en régions montagneuses, alimentation de postes de télévision (au Niger par exemple).

Les thyristors. Thyristors « avalanche », 5 nouveaux modèles plus



particulièrement destinés à des utilisations industrielles, spécialement dans le domaine haute tension : régulateurs de tension, relais statiques, variateurs de vitesse pour moteurs courant continu, 5 nouveaux modèles : BTW 37, BTW 47, BTW 92, BTW 24 et BTW 23. Dans le domaine des thyristors rapides : 4 nouveaux modèles : BTW 30, BTW 31, BTW 32, BTW 33, qui présentent respectivement des temps de désamorçage très courts, 6 μ s, 12 μ s et 25 μ s pour les modèles 32 et 33.

Les transistors Darlington de puissance. De construction monolithique, ces Darlington rassemblent sur le même cristal le transistor de puissance, le transistor de commande, deux résistances de stabilisation et une diode de protection. Ils présentent selon les types des gains en courant typiques de 3 000, entre 1,5 et 10 ampères, sont disponibles en 3 versions de tension : 60 V, 80 V, 100 V et existent aussi bien en polarité NPN que PNP. Principales applications : alimentations stabilisées, commande de moteurs et de relais, circuits de télévision, étages de sortie d'amplificateur.

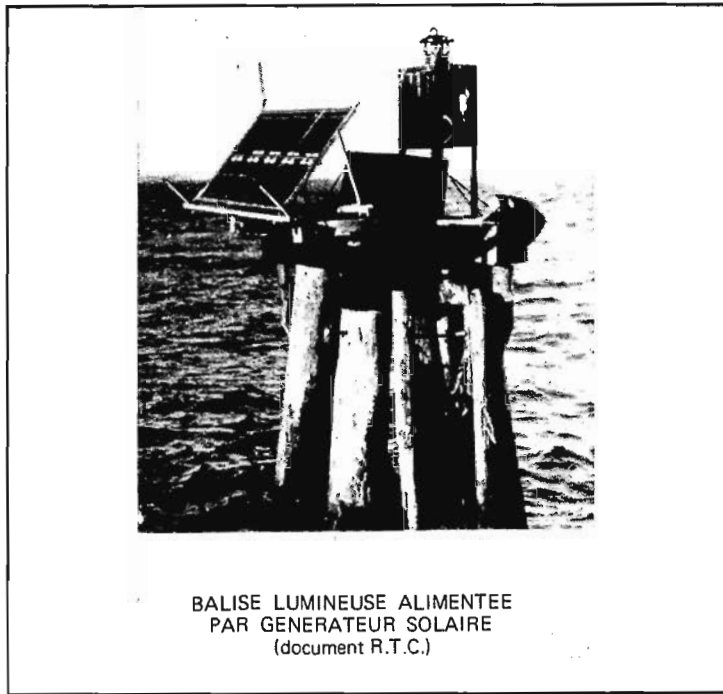
Principaux types : PNP : BD 262, BD 266, BDX 62, BDX 64, BDX 66. NPN : BD 263, BD 267, BDX 63, BDX 65, BDX 67.

LES TRANSISTORS PLANAR PETITS SIGNAUX

Deux familles : NPN BC 546 à 550 et BC 556 à 559 pour les types PNP. Les deux premiers types dans chaque famille sont à haute tension, les deux derniers à faible bruit.

Tous sont en boîtier plastique TO 92 et sont dans l'ordre, particulièrement adaptés aux étages de commande et à l'amplification d'entrée des amplificateurs audio-fréquence.

La famille Planar BC 635 à 640 toujours en boîtier plastique TO 92 complète les deux familles précédentes lorsque courant, tension et puissance s'avèrent être insuffisants. Des solutions satisfaisantes apparaîtront dans des étages fonctionnant en ambiance élevée (automobile), en étage d'attaque où une certaine dissipation est attendue (audiofréquences et télévision), en régime de commutation où courant et tension de crête peuvent être nota-



BALISE LUMINEUSE ALIMENTÉE PAR GÉNÉRATEUR SOLAIRE (document R.T.C.)

TUBES A RAYONS CATHODIQUES POUR OSCILLOSCOPES

Pour la réalisation de nouveaux oscilloscopes compacts, R.T.C. présente une nouvelle série de tubes à rayons cathodiques de dimensions réduites à écran plan rectangulaire.

Pour la mesure à basse et moyenne performances, c'est-à-dire de 10 MHz à 50 MHz, le 17 D 7 GH et le 18 D 7 GH, tubes de 7 cm de diagonale, doivent permettre la réalisation d'oscilloscopes portatifs très attractifs.

De manière à simplifier la fabrication en grande série des oscilloscopes, ces deux tubes ont des sensibilités verticales supérieures aux sensibilités horizontales, de façon à ce que l'on puisse utiliser le même amplificateur en X et en Y. On peut ainsi obtenir un balayage total de l'écran dans les deux directions pour une même tension crête à crête à l'entrée.

Pour des oscilloscopes portables avec écran de 14 cm de diagonale, on pourra utiliser le 81 D 14 GH et le 82 D 14 GH, tubes également à écran plan rectangulaire. Ces tubes sont respectivement sans et avec post-accélération.

Pour la mesure à des fréquences plus élevées, un tube de très hautes performances a été mis au point : le 76 D 14 GH. Ce tube, avec une post-accélération de 20 kV, permet d'atteindre des sensibilités de 3 V/cm et 9 V/cm en vertical et en horizontal. Il est prévu pour fonctionner jusqu'à des fréquences de 100 MHz à 150 MHz.

Un nouveau tube pour télévision couleur 110° : le système 20 AX destiné à l'équipement des téléviseurs couleur 110° de 47, 56 et 66 cm de diagonale d'écran. La caractéristique principale de ce nouveau système est d'être intrinsèquement auto-convergent. Seules quelques corrections dynamiques sont nécessaires pour compenser de petites dispersions.

Le 20 AX est le résultat de travaux de développement fondés sur un principe inventé dans les Laboratoires de Recherches PHILIPS, liés à une disposition en ligne des trois faisceaux. Le tube-image est muni de canons coplanaires, les luminophores sont déposés sur l'écran en bandes verticales et le masque est à fentes. Le maintien du col au diamètre standard a permis de disposer les canons pour obtenir une pureté de couleur optimale.

Le tube-image comporte aussi des cathodes à chauffage rapide.

La réalisation pratique d'un système de déviation auto-convergent pour des écrans de grandes dimensions est devenue possible, grâce à l'expérience acquise dans la fabrication des tubes-images et des bobines en selle à sections multiples, commercialisées par R.T.C. en 1971 pour la seconde génération de téléviseurs couleur 110°.

Un même châssis de base peut équiper les récepteurs de télévision à écran de 47, 56 et 66 cm.

Le système 20 AX a été présenté aux Constructeurs de téléviseurs et R.T.C. se prépare à fabriquer ces nouveaux tubes-images et déviateurs pour une introduction

progressive dans l'industrie des récepteurs de télévision dans le courant de 1975.

Lorsque nous aurons de plus amples renseignements sur ce nouveau tube-image nous ne manquerons pas d'en faire part à nos lecteurs; pour l'instant, nous savons que l'ensemble tube et déflecteur simplifiera considérablement les réglages de convergence et par là même le travail de mise au point du revendeur. Contrairement à ce que nous avons pu lire dernièrement dans une revue au sujet d'une amélioration apportée dans ce domaine, nous ne pensons pas que ce nouveau tube marquera un point final dans l'évolution des téléviseurs couleur mais qu'au contraire, les années à venir apporteront bien d'autres nouveautés aussi intéressantes.

Êtes-vous prêt ?

la télévision en couleurs à portée d'



le diapo-télé test

UN immense succès AU SALON **infra** INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE 24, rue Jean Mermoz - PARIS 8^e - Tél. 232 74 81

Mieux qu'aucun livre, qu'aucun cours. Chaque volume de ce cours visuel comporte : textes techniques, nombreuses figures et 6 diapositives mettant en évidence les phénomènes de l'écran en couleurs : visionneuse incorporée pour observations approfondies

BON A DÉCOUPER

Je désire recevoir les 7 vol. complets du "Diapo-Télé-Test" avec visionneuse incorporée et reliure plastifiée.

NOM

ADRESSE

CI-INCLUS un chèque ou mandat-lettre de 88,90 F TTC frais de port et d'emballage compris..

L'ensemble est groupé dans une véritable reliure plastifiée offerte gratuitement.

BON à adresser avec règlement à :

INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
Ecole privée d'enseignement à distance
24, r. Jean-Mermoz - Paris-8^e - BAL 74-65

NOTRE CLICHÉ DE COUVERTURE

Présenté pour la première fois en France à l'occasion du VIDCA, le portatif à cassette SANYO a été considéré comme un intrus par tous les éminents spécialistes d'AUDIO-VISUEL.

Pour la première fois au monde, un magnétophone portatif à cassette est réellement commercialisé.

LE VIDEO PORTABLE CASSETTE SANYO VTC-7100

de part sa praticité d'emploi et son très faible volume peut répondre à tous les problèmes de prise de vue.

INCROYABLE :

le VTC 7100 permet :
- Arrêt sur image totalement automatique
- Ralenti par 4 têtes de lecture Ferrite-Crystal
- Étude de mouvement image par image
- Lecture à la vitesse normale
SANYO a prévu sur les CASSETTES, un détrompeur interdisant l'effacement d'un programme préférentiel.

L'objectif ZOOM d'un pouvoir grossissant de 6 x est très lumineux F : 1,8 facilitant les prises de vue en intérieur.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Cassette (SANYO) 1/2'' (12,7 mm)
Pile et Secteur (avec batteries rechargeables + chargeur)
Reproduction : Normale - Ralentie - Vu par Vu - Arrêt sur image
Enregistrement automatique Vidéo + Audio
Qualité accrue avec les têtes Ferro-Magnétiques
Microphone incorporé
Viseur électronique pour contrôle immédiat.

CAMERA VC 500

Standard
Tube analyseur
Définition horizontale
Signal/Bruit
Objectif (fourni)
Viseur électronique
Microphone
Alimentation
Dimensions
Poids

BLOC SECTEUR VAR 1

Entrée
Sortie
Dimensions
Poids

DONNEES TECHNIQUES DU CONSTRUCTEUR : MAGNETOSCOPE VTC 7100

Système d'enregistrement VIDEO
Reproduction ralenti
Vitesse de défilement
Niveau d'entrée

VIDEO
AUDIO
VIDEO
AUDIO

Niveau de sortie
Définition horizontale
Signal/Bruit

Bande passante
Alimentation

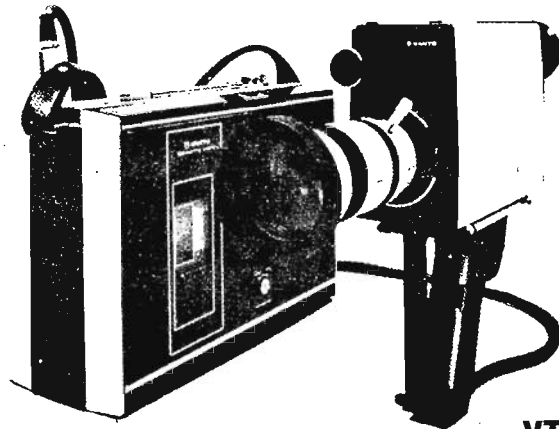
Dimensions
Poids
Cassette

CCIR - 625 lignes
2/3'' vidicon (grilles séparées)
Meilleure que 400 lignes
> 40 dB
ZOOM - F : 1,8/12,5 - 75 mm
Ecran de 6,2 cm
Incorporé
12 V continu par le magnétophone
200 x 70 x 120 mm
2,3 kg
230 V/50 Hz
12 V/1,8 A
214 x 300 x 130 mm
3 kg

CCIR 2 têtes rotatives
4 têtes rotatives
11,5 cm/s
1 Vcc sur 75 Ohms
0,2 mV Eff.
1,4 Vcc sur 75 Ohms
1 V eff. (Hte impédance)
meilleure que 230 lignes
VIDEO > 42 dB
AUDIO > 40 dB
80 - 10 000 Hz
12 V continu
Batteries Cadmium-Nickel incorporées
Bloc/Secteur/Chargeur
220 V/50 Hz
300 x 123 x 212 mm
5,5 kg avec batteries
5,10 et 20 minutes
155 x 107 m 25 mn

SANYO

REPORTAGES
FORMATION
LOISIRS



VTC-7100

REPORTAGES - FORMATION - LOISIRS

REPORTAGES FORMATION LOISIRS

Le VTC 7100 de par sa praticité d'emploi et son très faible volume peut répondre à tous les problèmes de prise de vue.

Une SIMPLE CASSETTE A INTRODUIRE rend le VTC 7100 SANYO immédiatement opérationnel « ENREGISTREMENT » - « REPRODUCTION ».

SANYO remet donc en question avec l'incroyable VTC 7100 la base de tous les magnétoscopes portables.

En portable, le VTC 7100 est rendu totalement autonome par ses batteries rechargeables.

En fixe, le VTC 7100 peut à l'aide du chargeur, être alimenté par le secteur 220 V.

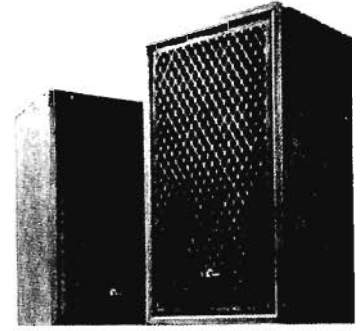
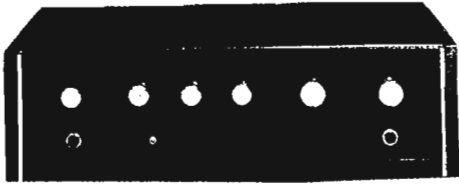
Le même chargeur reçoit en option un modulateur « HF » incorporé permettant la lecture du VTC 7100 sur tout téléviseur conventionnel.

Catalogue général VIDEO-SANYO sur demande à :

BISSET - B.S.T.

30-33, quai de la Loire - Tél. 607.79.30
37-39, avenue Jean-Jaurès - Tél. 607.06.03
75019 PARIS

REMARQUÉ DANS UN AUDITORIUM...



PLATINE SANSUI TYPE FR 3060

Platine de reproduction automatique et manuelle à 2 vitesses. Le modèle FR 3060 est particulièrement bien adapté à la reproduction de disques en stéréophonie ou en quadriphonie. Le moteur synchrone quadripolaire à entraînement par courroie garantit à cette platine une précision exceptionnelle et une constance des vitesses comparable aux meilleures platines à commande manuelle. La mise en marche automatique, les reprises, les coupures et le changement des disques s'opèrent en souplesse grâce à un système de détection galvano-magnétique qui commande des fonctions par des impulsions électriques.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Type : 2 vitesses, transmission directe par courroie. Plateau : alliage d'aluminium en fonte coquille de 300 mm (12"), 1,4 kg. Moteur : synchrone à 4 pôles. Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn. Pleurage et scintillation : 0,07 %. Rapport signal/bruit : 45 dB. Bras de lecture : équilibrage statique et suspension à cardan, bras tubulaire avec dispositifs anti-skating, contrepoids latéral, lecture directe de la force d'appui. Longueur du bras : 220 mm. Surplomb : 15 mm. Cellule : magnétique à induction. Réponse en fréquence : 10-22 000 Hz. Tension de sortie : 3,5 mV. Force d'appui optimale : 2 g. Aiguille : diamant de 0,5 mg.

Divers :

Dimensions (H x L x P) en mm : 195 x 464 x 352. Poids : 9,5 kg.

AMPLIFICATEUR SANSUI AU 101 2 x 22 W

Préampli-ampli stéréo 2 x 22 W présentant un excellent rapport qualité/prix; cet ampli est muni de 4 entrées stéréo à savoir : PU magnétique - auxiliaire et tuner - microphone et magnétophone - avec commutateur Sour-

ce/BANDE permettant le monitoring; sur la face AVANT supérieure se trouvent :

1 bouton permettant la mise en marche de l'appareil - 1 réglage destiné au registre GRAVE - 1 réglage destiné au registre AIGU - 1 réglage de BALANCE - 1 réglage VOLUME, 1 sélecteur de fonction permettant la commutation des différentes entrées MICRO - PHONO - AUXILIAIRE etc.

Dans la partie inférieure de l'ampli se trouvent : 1 prise casque stéréo - 1 commutateur permettant de couper les baffles si on désire écouter au casque - on peut également faire marcher casque et baffles simultanément - 1 commutateur LOUDNESS mettant en circuit le système de compensation physiologique destiné à permettre une excellente écoute à faible puissance (par exemple, le soir après 22 heures) - 1 commutateur permettant le contrôle d'enregistrement du magnétophone (monitoring) - 1 prise DIN magnétophone - normalisée -, ceci évite d'avoir à faire des branchements derrière l'ampli

si on utilise le magnétophone d'une manière occasionnelle - 1 prise micro permettant également l'utilisation d'un micro sans avoir à effectuer de branchement à l'arrière de l'ampli, lorsque celui-ci se trouve encastré ou peu accessible. L'ampli dont les caractéristiques suivent, est équipé comme tous ceux de la marque d'un très bon circuit de protection : Puissance musique sur 4 ohms (IHF) : 50 W.

Puissance musique sur 8 ohms (IHF) : 44 W.

Puissance continue sur 4 ohms (chaque canal alimenté), 18 W x

Puissance continue sur 8 ohms : (chaque canal alimenté) 15 W x 2.

Distorsion harmonique : de 0,8 %. Distorsion d'intermodulation : de 0,8 %.

Bande passante en puissance (IHF) : 25-40 000 Hz.

Impédance de charge : 4-16 ohms.

Taux d'amortissement (8 ohms). Sensibilité d'entrée :

PHONO 3 mV.

AUX. 200 mV.

Tape Mon (Pin) (DIN) 200 mV.

Sortie d'enregistrement.

Tape REC (Pin) 200 mV.

NOTRE CHAÎNE SÉLECTIONNÉE :

Ces différentes options proposées sont constituées de la même platine, les caractéristiques techniques du matériel SANSUI sont au moins équivalentes sinon supérieures à toutes celles citées ci-dessous.

1^{re} option : ● Platine semi-automatique FR 3060
● Amplificateur AU 101 (2 x 22 watts)
● 2 enceintes SANSUI SP 30 2 voies
L'ensemble - prix net ILLEL HI-FI CENTER **3 600 F**

2^e option : ● Platine semi-automatique FR 3060
● Ampli-tuner 310 (2 x 22 watts)
● 2 enceintes SANSUI SP 30 2 voies
L'ensemble - prix net ILLEL HI-FI CENTER **4 630 F**

3^e option : ● Platine semi-automatique FR 3060
● Amplificateur AU 555 A (2 x 30 watts)
● 2 enceintes SANSUI ES 50 2 voies
L'ensemble - prix net ILLEL HI-FI CENTER **4 900 F**

4^e option : ● Platine semi-automatique FR 3060
● Ampli-tuner 661 (2 x 35 watts)
● 2 enceintes SANSUI ES 50 2 voies
L'ensemble - prix net ILLEL HI-FI CENTER **5 990 F**

5^e option : ● Platine semi-automatique FR 3060
● Amplificateur AU 6500 (2 x 40 watts)
● 2 enceintes SANSUI ES 100 2 voies
L'ensemble - prix net ILLEL HI-FI CENTER **6 100 F**

● CRÉDIT : CRFG - CETELEM - SOFINCO - CARTE BLEUE - CRÉDIT PERSONNEL ILLEL ●

**ILLEL HI-FI CENTER : 106, av. Félix-Faure
Paris-15^e - Tél. : VAU. 09-20**

Tape REC (DIN) 30 mV. Ronflement et souffle (IHF) S/B 65 dB.

PHONO 65 dB.

AUX. 75 dB.

Réglages et commutations :

Graves ± 13 dB/50 Hz.

Aiguës ± 10 dB/10 kHz.

Correction physiologique + 8 dB/50 Hz, + 3 dB/10 kHz.

Filtre coupe-bas.

Filtre coupe-haut.

Divers :

Consommation (max.) 80 VA.

Dimensions (H x L x P) 115 x 407 x 278.

Poids 5,9 kg.

2 Baffles SANSUI SP 30 A 2 VOIES

Ce sont des baffles de dimensions très acceptables dans un appartement moderne sans être ce que l'on pourrait appeler des baffles miniatures. Le rendement de ces baffles est excellent et plusieurs revues techniques les ont consacrées dans leurs tests d'écoute. (Photographie baffles SP 30 SANSUI).

SP 30 - Enceinte haute-linéarité - 2 voies - 2 haut-parleurs - 20 W. Un woofer de conception nouvelle de 6 1/2" et un tweeter de 2" à pavillon lui procurent un « rendu » extraordinaire de 45 à 20 000 Hz.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

2 voies

2 speaker system

Charge maximale : 20/25 W

Réponse en fréquence : 45-20 000 Hz

Fréquences de coupure : 7 000 Hz.

HAUT-PARLEURS

W + woofer 1 W, 16,5 ∅

M = médium 1 Horn, T 5 ∅

T = tweeter

∅ = diam. en cm.

Dimensions (H x L x P) mm 423 x 271 x 194

Poids : 4,7 kg. (Communiqué)

L'AUTORADIO

LECTEUR DE CASSETTES

RADIOLA RA 232T

L'AUTORADIO RADIOLA RA 232T est présenté dans un coffret métallique dont les dimensions sont : 178 × 51 × 146 mm.

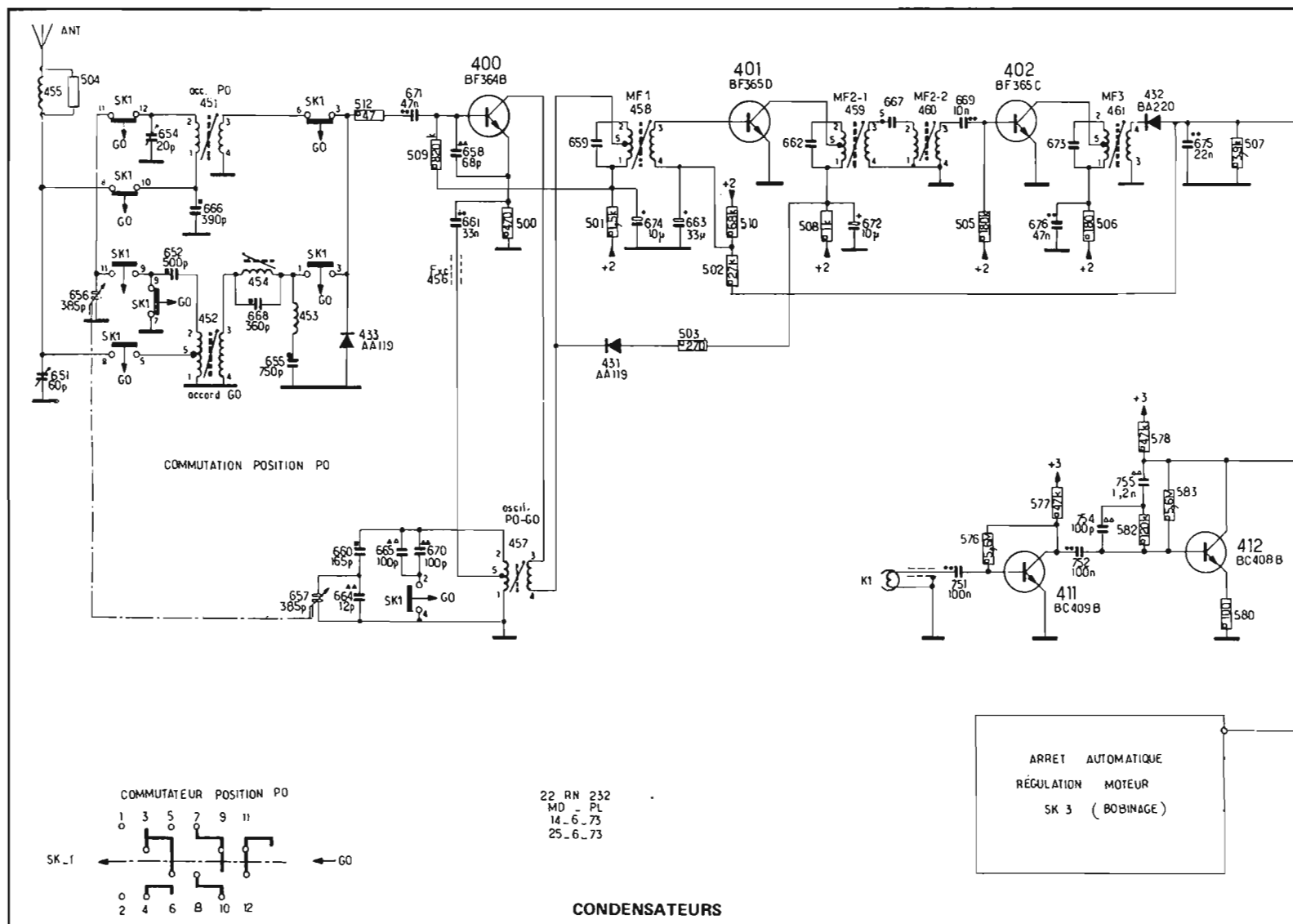
C'est un combiné récepteur 2 gammes d'ondes (PO-GO) / lec-

teur de cassettes de type compact. Le cadran éclairé est situé au-dessus du porte cassettes et gradué en mètres pour la gamme petites ondes, les stations grandes ondes sont indiquées en abrégé. Comme pour beaucoup d'appareils de ce type, on trouve, à gauche le bou-

ton de syntonisation et le commutateur de gamme et à droite le potentiomètre à interrupteur de volume et le potentiomètre de tonalité.

Cet appareil ne permet pas d'enregistrer les cassettes mais

seulement de les lire, la mise en marche du lecteur de cassettes se produit dès que la cassette est enfoncée à fond dans le logement prévu à cet effet. A droite un bouton-poussoir permet le bobinage rapide en avant de la bande contenue dans la cassette





LE SCHÉMA

CARACTÉRISTIQUES

Alimentation : 12 V, négatif à la masse.

Consommation : Radio, environ 55 mA (sans lampe, sans signal). Lecteur, environ 130 mA (avec cassette).

Impédance de haut-parleur : 4 Ω.

Puissance de sortie : 5 W (pour 10 % de distorsion).

Gammes d'ondes : P.O., 520 à 1 605 kHz. G.O., 154 à 254 kHz. Fréquence intermédiaire : 452 kHz.

Un orifice dans le capot du cadran permet l'ajustage de l'antenne.

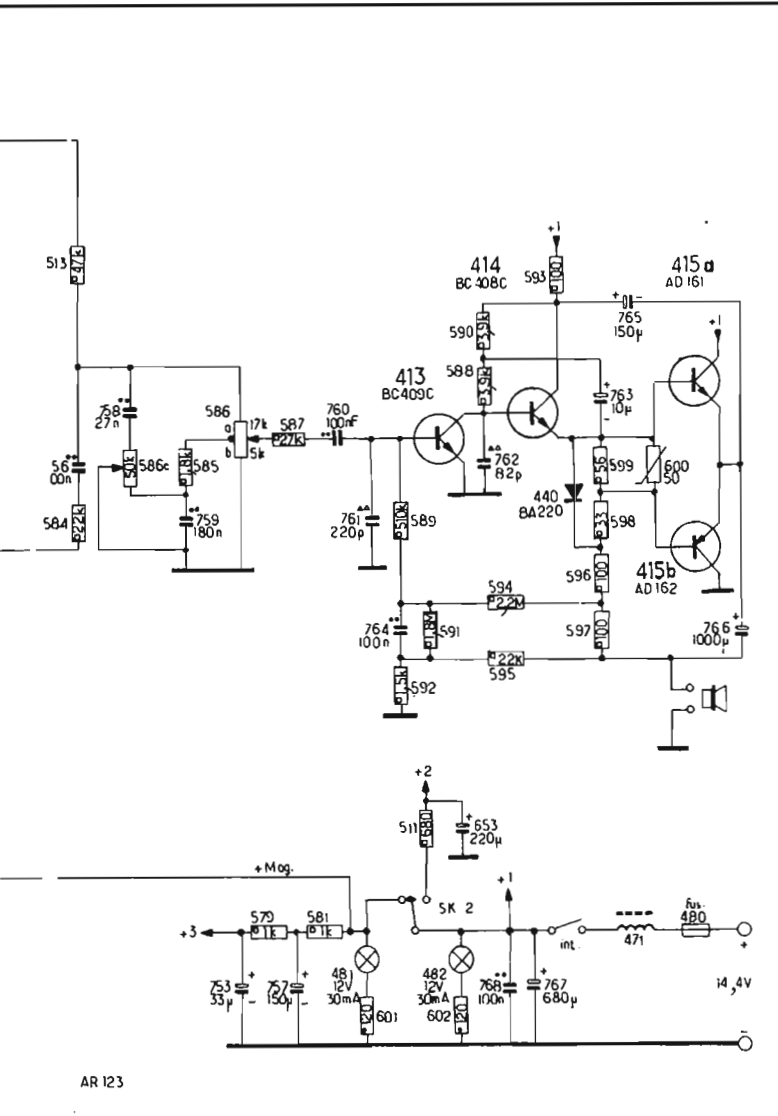
Le schéma de cet autoradio lecteur de cassettes est présenté figure 1. Le signal capté par l'antenne est transmis sur la base du transistor T₄₀₀ BF 364B qui joue le rôle d'oscillateur mélangeur. La partie amplificateur FI comprend deux transistors T₄₀₁ et T₄₀₂ (2 × BF 365). Le circuit de CAF comprend la résistance R₅₀₃ de 270 Ω et la diode AA₁₁₉. La détection est assurée par la diode BA₂₂₀ le condensateur C₆₇₅ et la résistance R₅₀₇. Le circuit de CAG envoie à travers R₅₀₂ une tension filtrée par C₆₆₃ qui modifie la polarisation

du transistor T₄₀₁ en fonction du gain.

Le signal détecté est ensuite transmis au circuit de commande de tonalité composé essentiellement du potentiomètre R_{586c} et des condensateurs C₇₅₈ et C₇₅₉.

La commande de volume est assurée par le potentiomètre R₅₈₆ le signal après préamplification par T₁₄₁₃ est envoyé à l'étage de puissance via T₄₁₄.

La partie lecteur de cassettes comprend deux transistors montés en préamplificateurs : T₄₁₁ et T₄₁₂.



AUTO-RADIO RADIOLA RA232

2 GAMMES D'ONDES PO-GO, A LECTEUR DE CASSETTES

- ALIMENTATION 12 V - PUISSANCE 5,5 W

SANS HP

PRIX : 419 F

MODELE STEREO RA321T PO-GO 2 × 6 W

PRIX : 572 F

NOUS DISTRIBUONS EGALEMENT :

TOUTE LA GAMME des AUTO-RADIO

« I.T.T. OCEANIC »

T 2150. 2 gammes (PO-GO).
3 stations pré-réglées. Pui. : 4 watts.
Alim. : 12 V commutable .. 200,00

T 2260. 2 gammes (PO-GO)
3 stations pré-réglées. Pui. : 4 watts.
Alim. : 6/12 V commutable .. 250,00

T 2650. 3 gammes (PO-GO-FM).
3 stations pré-réglées. Pui. : 4 W.
Prise lecteur de cassettes.
Alimentation 12 volts 290,00

« BALLADE ». Auto-Radio lecteur de
cassettes - PO-GO - 5 watts.
3 stations pré-réglées 399,00

« PATHE-MARCONI »

AR 11. 2 gammes (PO-GO). Alimentation
12 volts. Puissance 3 W 195,00

AR 21. 2 gammes (PO-GO).
3 stations pré-réglées. Pui. : 3 watts.
Alim. 12 volts 230,00

AR 31. 2 gammes (PO-GO).
Prélecteur automatique de stations
à 5 touches et réglage manuel. Pui-
sance 6 watts. Alim. : 6-12 V 330,00

AKR 25. Radio-lecteur de cassettes.
2 gammes (PO-GO). 5 watts.
3 stations pré-réglées 480,00

LECTEUR DE CARTOUCHES STEREO 8 PISTES

« JAUBERT »

Puissance : 2 × 7 watts.

RADIO FM MULTIPLEX

Décodeur incorporé. - Contrôle de tonalité

graves aigus

Avec 2 H.-P. en coffret 980,00

UN DES MEILLEURS DU MARCHÉ

RADIO

Robur
HAUTE FIDELITE

102, boulevard Beaumarchais
75011 PARIS
Tél. 700-71-31
C.C. Postal 7062.05 Paris

PARKING PRIVÉ
100, rue Amélot
(à 50 m du magasin)

réalisez et équipez vous-mêmes

VOTRE LABORATOIRE

II. L'APPAREILLAGE DE BASE

LA mise au point d'un montage électronique peut, à la rigueur, dans un cas simple, être effectuée par une vérification rapide. Ce sont les cas des nombreux gadgets fonctionnant par tout ou rien, dont le but est d'actionner un relais, d'allumer une lampe, ou d'émettre un son.

Dans des cas plus complexes, comme l'essai d'un amplificateur, il n'est pas évident que le fonctionnement soit assuré du premier coup, même si les valeurs des composants du schéma d'origine ont été respectées : la dispersion des caractéristiques peut être telle que la polarisation incorrecte d'un seul étage puisse entraîner le fonctionnement défectueux de tout l'amplificateur.

Par ailleurs, lorsqu'on cherche à mettre au point un montage de

conception « maison », le tâtonnement inévitable dans le choix des valeurs des composants ne peut être fait à l'aveuglette.

Dans l'un ou l'autre cas, si l'on veut se sortir d'affaire, il est indispensable de posséder quelques appareils de mesure qui permettront, en se référant à des repères de tension, de courant, de fréquence, etc. de savoir si le fonctionnement d'un étage est conforme ou non aux spécifications établies, ou si la valeur d'un composant doit être augmentée ou diminuée.

Ces considérations, assez évidentes, ne sont pas toujours présentes dans l'esprit des expérimentateurs trop impatientes, qui sont parfois déçus de n'avoir pu obtenir rapidement le résultat qu'ils espéraient. Ils en concluent hâtive-

ment que le schéma est rempli d'erreurs, ou que l'appareil dont on leur a proposé la réalisation, n'est pas viable.

La solution réside essentiellement dans la vérification rationnelle et logique de l'appareil, ce qui implique de comprendre l'essentiel de son fonctionnement et de posséder l'appareillage de base qui guidera l'amateur dans ses investigations.

Cet équipement comprend un minimum d'appareils capables d'assurer globalement les fonctions suivantes :

- vérification de la valeur des composants (résistances, condensateurs, semi-conducteurs...),
- mesure des paramètres électriques les plus usuels (tensions, courants) en continu et en alternatif,
- fourniture de signaux (généra-

teurs HF ou BF).

A ces fonctions de base, il conviendrait d'ajouter des alimentations continues pour les montages d'essai : ce ne sont pas à proprement parler des appareils de mesure, mais elles sont toujours intégrées à l'équipement du laboratoire.

Le premier, et souvent l'unique appareil de mesure que possède l'amateur électronique, est le multimètre (ou contrôleur universel). C'est, en effet, celui qui offre, sous un faible volume, le plus grand nombre de possibilités d'emploi pour vérifier les paramètres les plus fondamentaux. C'est donc par cet appareil que nous commencerons nos descriptions.

LE MULTIMÈTRE : SON PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Il existe dans le commerce une impressionnante quantité de ces appareils dont on trouvera un tableau récapitulatif des caractéristiques à la fin de cet article.

Tous sont basés sur le même principe (sauf les modèles digitaux) qui consiste, au moyen d'un galvanomètre sensible et précis, à réaliser un voltmètre et un milliampèremètre en continu et en alternatif. La mesure des résistances s'effectue aisément au moyen d'une ou deux piles contenues dans l'appareil. Certains d'entre eux peuvent être transfor-

més en capacimètres et en fréquence-mètres. Quelques-uns enfin possèdent un petit générateur de signaux riches en harmoniques (signal-tracer) pour les besoins du dépannage courant.

On trouvera sur la figure 1 les schémas de principe du fonctionnement, pour chaque cas d'utilisation du multimètre.

La fonction de Voltmètre continu est la plus classique (Fig. 1a) : une simple résistance est montée en série avec le galvanomètre. Soit :

- V, la tension à mesurer en valeur maximale (sensibilité de la gamme),
- i, le courant traversant le galvanomètre,

- r_g , la résistance du cadre du galvanomètre.

- R, la résistance série.

L'application de la loi d'Ohm donne

$V = (R + r_g) i$ qui nous amène à déduire la valeur de R :

$$R_{\text{serie}} = \frac{V}{i} - r_g \quad (1)$$

Si nous prenons des valeurs typiques on aura, par exemple : V : gamme 1 V, $i = 50 \mu A$, $r = 1\,000 \Omega$ d'où $R = 19\,000 \Omega$.

Cette valeur, ajoutée à la résistance interne du galvanomètre, soit au total $20\,000 \Omega$, représente la résistance offerte par le voltmètre pour chaque volt mesuré à pleine échelle. On dit que l'appa-

reil présente une résistance d'entrée de $20\,000 \Omega/V$. Cette résistance sera d'autant plus grande que la sensibilité du galvanomètre sera élevée, c'est-à-dire que le courant nécessaire pour faire dévier à fond le galvanomètre sera faible.

La formule (1) peut s'écrire

$$R_{\text{serie}} = \Omega/V \times V - r_g$$

Si ces notions sont assez communes, l'influence du multimètre sur la mesure de la tension est moins connue : nous renvoyons le lecteur intéressé à l'annexe 1.

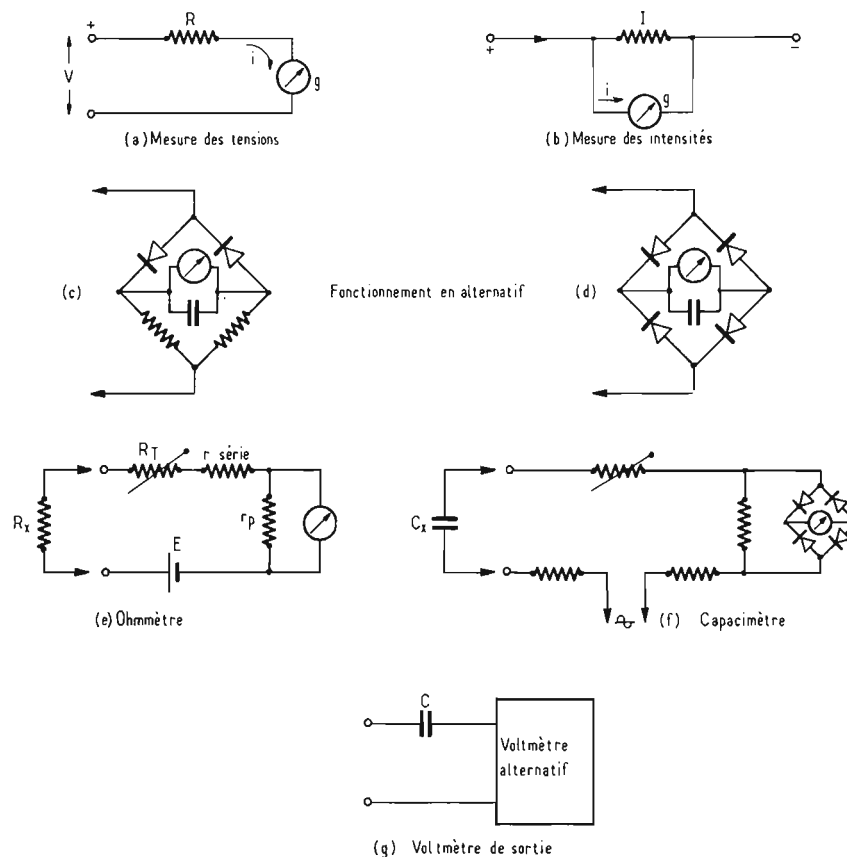


Fig. 1.

La figure 1b indique le montage correspondant à l'utilisation du multimètre en ampèremètre ou milliampèremètre.

Une résistance ou shunt, r , de faible valeur est branchée en série avec le circuit de mesure. Le galvanomètre dérive une faible partie du courant principal I proportionnellement au rapport des résistances :

$$r_g \cdot i = r \cdot I$$

$$\text{d'où } r_{\text{shunt}} = r_g \frac{I}{i} \quad (2)$$

Si, par exemple, on désire mesurer un courant de 1 ampère à pleine déviation avec un galvanomètre de $50 \mu\text{A}$ ($1\,000 \Omega$), il faudra un shunt de :

$$r = 1\,000 \times 5 \cdot 10^{-5} \Omega = 0,05 \Omega$$

On trouvera en annexe 2 l'incidence de l'introduction de l'ampèremètre sur la valeur du courant d'un circuit.

L'obtention des mesures de courant ou de tension en alternatif se fait simplement en utilisant un pont de deux ou quatre diodes (Fig. 1c et 1d), pour redresser le

signal aux bornes du galvanomètre. Cette méthode a malheureusement un inconvénient : la courbure de la caractéristique courant/tension des diodes introduit une déformation importante de la linéarité de mesure pour les signaux de faible amplitude, ce qui oblige, dans ce cas, à faire une gravure spéciale du cadran de l'appareil. D'autre part, les diodes ont parfois des caractéristiques dispersées, et la capacité des connexions en conjonction avec les résistances série, limite la bande passante de l'appareil à quelques kilohertz, de sorte qu'on ne peut prétendre faire des mesures aussi précises en alternatif qu'en continu.

La mesure des résistances se fait simplement en mesurant la diminution de courant engendrée dans une boucle lorsqu'on y introduit la résistance à mesurer. Il existe plusieurs configurations d'ohmmètre; celle que nous avons choisie sur la figure 1e correspond à un montage assez répandu.

Une pile E de 1,5 ou 3 V, une résistance ajustable R_T et le galva-

nomètre sont les éléments principaux de ce circuit. Lorsqu'on réunit les bornes de mesure ($R_x = 0$), la déviation correspondante du galvanomètre est tarée par R_T pour la déviation maximale. Si l'on branche R_x , la déviation sera, évidemment, moins importante : il suffit de graver une échelle spéciale (en général hyperbolique) à zéro à droite pour permettre l'appréciation des valeurs de résistance aux faibles valeurs. La résistance $r_{\text{série}}$ sert à limiter le courant dans le galvanomètre lorsque R_T est au minimum de sa course (appareil en position tarage). Cette valeur est commutée sur chacune des sensibilités.

Pour les faibles valeurs de R_x , on ne peut faire apparaître de variations sensibles de courant dans la boucle de mesure que si le courant est relativement important. C'est pourquoi une résistance r_p est branchée en parallèle sur le circuit du galvanomètre.

Dans le cas de résistances très élevées, au contraire, on améliorera la précision en choisissant $R_T + r_{\text{série}} = R_x$ moyen (centre de

gamme). Or, si $r_{\text{série}}$ a une valeur élevée, le courant risque d'être trop faible pour faire dévier à fond le galvanomètre en position tarage. On est alors obligé de choisir une pile de tension plus importante (9 à 22,5 V).

Généralement, la mesure de résistance entre 10Ω et $1 \text{ M}\Omega$ se fait dans des conditions acceptables de rapidité et de précision. Pour les faibles valeurs, on tiendra compte, éventuellement, de l'effet que pourrait avoir un courant important sur l'élément mesuré : destruction de jonctions, polarisation magnétique de têtes de lecture (P.U. ou magnétophone), etc.

La mesure des condensateurs non-polarisés s'effectue suivant le même principe que pour la mesure des résistances, en remplaçant, cette fois, la pile par une source de tension alternative (le secteur, par exemple) et en utilisant le pont redresseur du galvanomètre. Le tarage se fait, de la même façon à pleine échelle en court-circuitant les bornes de mesure ($C_x = \infty$).

L'inconvénient de ce procédé est qu'il est limité aux condensa-

teurs de 500 pF à $1 \mu F$ environ, non polarisés, et qu'il fait intervenir la tension élevée du réseau.

La fonction voltmètre de sortie est obtenue en intercalant un condensateur de forte valeur, bien isolé, dont le rôle est d'éliminer le contenu superposé à la tension alternative de mesure, comme c'est le cas sur la plaque d'un tube ou l'électrode d'un transistor.

Parfois, on trouvera une fonction mesure de fréquence obtenue en branchant un condensateur de valeur fixe en série avec le voltmètre alternatif. On opère de la même façon que pour la mesure des condensateurs, ce qui donne, après un tarage préalable une déviation proportionnelle à la fréquence. Il ne faut pas, cependant que l'on s'y trompe : cette mesure intéresse plus les électriciens (fréquence du réseau 50 ou 400 Hz) que les électroniciens, en raison de la tension élevée qu'elle demande et de la limitation de la bande passante.

La mesure des condensateurs polarisés par la méthode balistique peut être considérée comme intéressante pour une vérification globale de la qualité d'un condensateur électrochimique : elle consiste à observer la première déviation obtenue par un multimètre branché en ohmmètre aux bornes duquel on aura disposé le condensateur à mesurer. Cette pointe de courant est sensiblement proportionnelle à la valeur de la capacité du condensateur sous réserve que ce dernier soit en bon état et ait été soigneusement déchargé avant la mesure. Toutefois, il n'est pas facile, sans circuit de mémoire de faire une lecture de la déviation surtout si le condensateur n'est pas de très forte valeur. Quelques constructeurs signalent dans la notice d'emploi de leur appareil, cette possibilité d'utilisation.

SPÉCIFICATIONS D'UN MULTIMÈTRE

Bien que la réalisation d'un tel appareil par un amateur soit théoriquement possible, nous l'en dissuadons formellement, même s'il possède un excellent galvanomètre calibré. S'il ne fallait acheter qu'un seul outil de mesure, ce serait un multimètre. Les problèmes posés par la commutation des gammes, la stabilité des mesures, la robustesse etc. en font un appareil dont seuls, les constructeurs spécialisés peuvent maîtriser la technologie. D'ailleurs, la grande

diffusion de ces appareils a permis de les vendre à des prix relativement avantageux.

Ce petit appareil, qui peut mesurer tant de paramètres, doit être, cependant, choisi avec beaucoup de soins. Nous examinerons successivement les caractéristiques essentielles dans chaque fonction, et donnerons les limites raisonnables qu'il conviendra de prendre en considération pour un éventuel achat. Nous aurons ainsi dressé un portrait-robot dont l'amateur électronicien pourra faire son profit.

La résistance interne d'un multimètre branché en voltmètre est le facteur déterminant de sa sensibilité. En conséquence, il conviendrait de choisir un appareil dont la résistance interne soit aussi élevée que possible, en aucun cas inférieure à $10\,000 \Omega/V$ (domaine des électriciens). Cependant, il faut considérer que plus un appareil est sensible et plus il est fragile... et cher. D'un autre côté, il est inutile d'essayer de lutter sur ce point avec les voltmètres électroniques. Une bonne valeur de résistance, d'ailleurs la plus courante est $20\,000 \Omega/V$.

Les gammes de mesure sont établies en fonction des besoins les plus répandus : dans le cas des tensions continues, pour les manipulateurs de semi-conducteurs que sont les électroniciens amateurs, les valeurs à mesurer sont assez faibles. Une préférence sera donc donnée aux appareils présentant une sensibilité maximale de l'ordre du volt (à pleine échelle).

Les recouvrements entre gammes seront de préférence de 1/3, ce qui peut paraître luxueux, mais évite les erreurs d'appréciation et rend les lectures plus confortables. La sensibilité la plus faible sera de 1 000 V.

Les courants continus iront des valeurs les plus faibles possibles (50 ou $100 \mu A$), pour apprécier les courants base des transistors usuels, à plusieurs ampères (courant collecteur des transistors de puissance) avec des recouvrements moins poussés mais supérieurs à $1/10^e$.

Les tensions alternatives pourront être mesurées avec une résistance interne moindre (jusqu'à $5\,000 \Omega/V$) afin de favoriser la bande passante.

En fait, comme nous l'avions indiqué plus haut, le multimètre n'est pas un appareil très pratique ni précis pour la mesure des tensions au-delà de 500 à $1\,000$ Hz. Avec une sensibilité minimale de $1\,000$ V et maximale de 2 ou 3 V on couvrira les besoins courants.

La bande passante sera telle qu'à 15 V et à $1\,000$ Hz on n'ait pas une réduction de tension supérieure à 10% , par rapport à une référence prise à 50 Hz.

Les intensités alternatives ne seront mesurées qu'à l'occasion de vérifications de débit primaire d'une alimentation secteur. Il n'est donc pas indispensable de pouvoir mesurer des courants inférieurs à 50 ou 100 milliampères en alternatif.

La fonction ohmmètre sera assurée sur 4 à 5 gammes dans un rapport de 10 . On devra pouvoir apprécier moins de 10 ohms et plus de $2 M\Omega$, ce que la plupart, sinon la totalité, des appareils du commerce permettent d'atteindre sans difficultés. La mesure de résistance au-delà des limites indiquées est évidemment souhaitable mais la précision de lecture souffre, le plus souvent, des mauvais contacts ou des fuites.

L'échelle des décibels n'est recommandée que si les performances en mesure des tensions alternatives sont acceptables (voir plus haut).

La mesure des condensateurs est intéressante mais ne doit en aucun cas constituer un critère de choix car si l'on est amené à faire de telles mesures on s'équipera, tôt ou tard d'un capacimètre plus pratique.

La configuration des commutations revêt, en revanche une importance capitale. La préférence serait à donner aux multimètres qui ont autant d'entrées que de possibilités d'utilisation. Mais cet arrangement n'est pas très pratique et risque même en cas de distraction d'être dangereux, si l'on oublie de déplacer la position des cordons à chaque mesure de caractère différent.

Le commutateur unique est, bien sûr, d'une utilisation plus agréable mais il doit être très bien étudié et d'une qualité irréprochable : les résultats les meilleurs seront obtenus par des contacts dorés ou rhodiés.

L'encliquetage doit être net, pas trop dur et la manœuvre du bouton de commutation ne doit pas dissimuler les indications gravées ni être entravée par les cordons.

Une mention particulière est à faire à propos de la lisibilité du cadran : rien n'est plus exaspérant que d'avoir à faire des calculs mentaux pour connaître la valeur du paramètre mesuré. La lecture doit être rapide, non ambiguë sur une échelle décimale (sauf, évidemment sur la fonction ohms).

Le miroir anti-parallaxe, très en vogue, il y a quelques années, n'est pas indispensable, surtout si l'aiguille est très proche du cadran. La classe de précision indique l'erreur en pourcentage que l'on commet avec une déviation maximale de l'appareil. Cette erreur est la somme des « erreurs constructeur » et tient compte de la précision des composants, au moment où l'appareil a été réalisé.

On peut estimer qu'une classe de $1,5$ en continu et 2 ou 3 en alternatif est une performance très honorable pour ce type d'appareils.

Il faut, cependant, considérer que l'on commet une erreur de mesure plus importante lorsque :

- le circuit de mesure est perturbé (voir annexes 1 et 2).
- la déviation n'est pas totale.
- l'appréciation est difficile (aiguille entre 2 divisions consécutives).
- la température varie dans des limites importantes.

Prenons un exemple précis : soit un multimètre de classe $1,5$ qui indique 5 V en continu sur sa gamme 10 V.

L'erreur théorique est de ± 150 mV.

L'erreur d'appréciation peut être évaluée à $\pm 1\%$ de la valeur mesurée soit ± 50 mV, de sorte qu'on obtiendra une appréciation globale de 5 V ± 200 mV (de $4,8$ à $5,2$ V), soit une erreur effective de $\pm 4\%$, à laquelle viendraient s'ajouter d'éventuelles erreurs dues aux variations de température et, naturellement, à la réaction du circuit mesuré.

Comme on peut le voir, il faut être extrêmement prudent dans l'appréciation d'une valeur lue sur le cadran du multimètre. Il est vrai que les erreurs ne s'accumulent pas forcément dans le même sens et que, statistiquement elles sont réduites de moitié.

Signalons, pour terminer, que l'achat d'un multimètre est un acte sérieux et qu'il convient de prendre toutes précautions contre d'éventuels déboires, c'est-à-dire :

- de ne choisir qu'un appareil de marque connue, avec la garantie du constructeur, à l'exclusion de tout matériel de second choix, de récupération, de surplus etc.
- de bien étudier la documentation d'une offre qui devra répondre aux spécifications établies.

PROTECTION DE L'APPAREIL

Les multimètres sont des appa-

reils relativement fragiles sous plusieurs aspects :

- la fragilité électrique du galvanomètre qui peut avoir comme conséquence la destruction de l'enroulement du cadre mobile (exemple typique : mesure d'une tension en position « intensités »). Ce grave accident peut être évité en disposant un fusible en série dans le circuit d'intensité pour protéger le shunt, mais également 2 diodes montées tête-bêche aux bornes du galvanomètre.

- La fragilité mécanique du galvanomètre. Sous l'effet d'un choc, l'équipage mobile du cadre peut être endommagé. Un grand progrès a été fait dans ce sens par l'utilisation de suspensions anti-chocs, notamment à fils ou rubans tendus. (On donnera la préférence à ce type d'appareils.)

- La fragilité mécanique de l'ensemble du coffret. Bien que les matières plastiques nouvelles soient pratiquement incassables, il est recommandé, si l'on tient à conserver intact ce fidèle compagnon des tables de laboratoire, de l'équiper d'une housse en épais caoutchouc, et de l'éloigner des

lieux (table de travaux mécaniques) où il risque de prendre un mauvais coup.

Un multimètre, enfin, doit être l'objet de soins attentifs. Il est conseillé de le retourner chez le constructeur à la moindre anomalie (ne pas tenter soi-même une intervention de dépannage), ou, en tous cas, tous les 3 ou 4 ans pour une vérification d'étalonnage.

LES MULTIMÈTRES PLUS ÉVOLUÉS : INTRODUCTION DE L'ÉLECTRONIQUE

La plupart des défauts imputables aux multimètres à circuits passifs :

- résistance d'entrée insuffisante,
 - sensibilité trop faible pour certaines applications,
 - sensibilité aux surcharges électriques,
 - bande passante réduite,
 - manque de précision en alternatif, etc.
- sont réduits par l'utilisation de circuits électroniques amplificateurs

employant des circuits intégrés associés à des transistors à effet de champ.

Ces appareils sont alimentés par des piles dont la durée de fonctionnement atteint plusieurs centaines d'heures.

Pour un prix de 2 à 4 fois celui d'un contrôleur conventionnel, on obtiendra une résistance d'entrée de 10 MΩ en continu, on peut apprécier le millivolt, le nanoampère et le millier de megohms avec une bande passante en alternatif atteignant facilement le mégahertz, tout ceci avec un mépris de la surcharge assez étonnant (sauf en mesure d'intensité).

LA TECHNIQUE DIGITALE : POUR L'INSTANT UN LUXE

Si les multimètres électroniques ont marqués un net progrès dès l'apparition de circuits intégrés linéaires, la précision et la lisibilité ont fait des pas de géant après l'introduction des techniques digitales.

Les voltmètres digitaux ont in-

trouit un luxe dans la mesure qui est sans précédent. Ces appareils, initialement réservés aux laboratoires professionnels les mieux équipés, commencent à se répandre à des prix plus praticables mais encore élevés (4 à 10 fois le prix du multimètre passif).

Avec les avantages des circuits électroniques s'ajoutent ceux de la technique digitale : changement automatique de gamme et de polarité pour certains modèles, très grande précision (au moins 1 % en valeur absolue pour les plus courants, annulation complète de l'erreur d'appréciation).

L'introduction des circuits en technique MOS et d'éléments d'affichage à diodes électroluminescentes ou à cristaux liquides devrait faire progresser d'un pas décisif une technologie de l'appareil de mesure qui datait du début du siècle... Il n'est pour s'en convaincre que de considérer les progrès fantastiques réalisés dans le domaine de la calculatrice de poche par exemple.

(à suivre)

Jean CERF

ANNEXE 1

Influence du multimètre sur la mesure des tensions.

Lorsqu'une source de f.e.m.e; a une résistance interne r_s élevée, ce qui est un cas fréquent, il est difficile de mesurer avec une précision suffisante la valeur de e en utilisant un multimètre dont la résistance série R est inférieure à $10 r_s$.

Considérons la figure A1. En négligeant la résistance du galvanomètre, l'application de la loi d'ohm donne

$$V = e - r_s i = Ri$$

on en tire

$$i = \frac{e}{R + r_s} = V/R$$

$$\text{d'où } V = e \frac{R}{R + r_s}$$

Prenons un exemple :

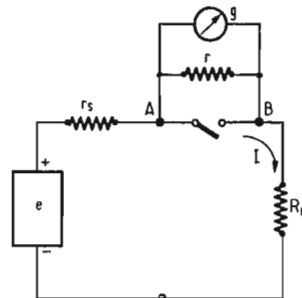
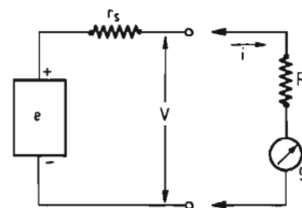
Résistance interne du multimètre = 20 000.

Sensibilité = 10 V (soit $R = 200 \text{ k}\Omega$).

Tension mesurée : 6 V.

Résistance de source :

$r_s = 100 \text{ k}\Omega$;



l'application de la formule donne :

$$V = \frac{200}{200 + 100} = 4 \text{ V}$$

soit une erreur de - 33 %.

Si on avait utilisé la gamme supérieure (30 V, par exemple), l'erreur de mesure n'aurait été que de - 15 %, ce qui rendait la mesure plus précise malgré l'augmentation de l'erreur d'appréciation, puisque 6 V ne représentent que le cinquième de la déviation totale. En toute rigueur, il faudrait ajouter également l'erreur systématique qui a triplé sur 30 V.

Dans tous les cas, si l'on connaît la résistance interne de la source dont on désire connaître la tension, il est possible d'en tenir compte pour trouver la vraie valeur en appliquant la formule :

$$e = V \left(1 + \frac{r_s}{R} \right)$$

ANNEXE 2

Influence de l'insertion d'un ampèremètre sur le courant d'un circuit où l'on fait la mesure.

Lorsque le circuit de la figure A2 ne comporte pas de mesureur d'intensité, les points A et B sont réunis et la charge R_c est alimentée directement par la source de f.e.m.e. et de résistance interne r_s .

On peut écrire

$$I = \frac{e}{r_s + R_c}$$

Dans le cas où le multimètre est utilisé, on aura :

$$i_{\text{mesuré}} = \frac{e}{r_s + R_c + r}$$

d'où :

$$I_{\text{mes}} = I \frac{r_s + R_c}{r_s + R_c + r}$$

Cette formule permet d'apprécier l'erreur commise dans un cas concret :

$$e = 6 \text{ V}, r_s = 0, R = 8 \Omega, \text{shunt} : 1 \text{ A} (r = 0,05 \Omega).$$

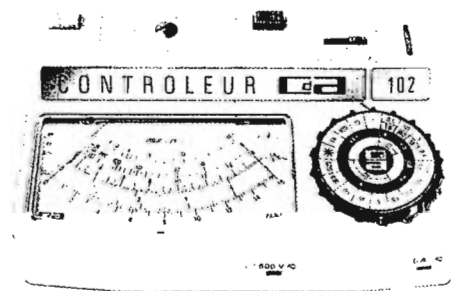
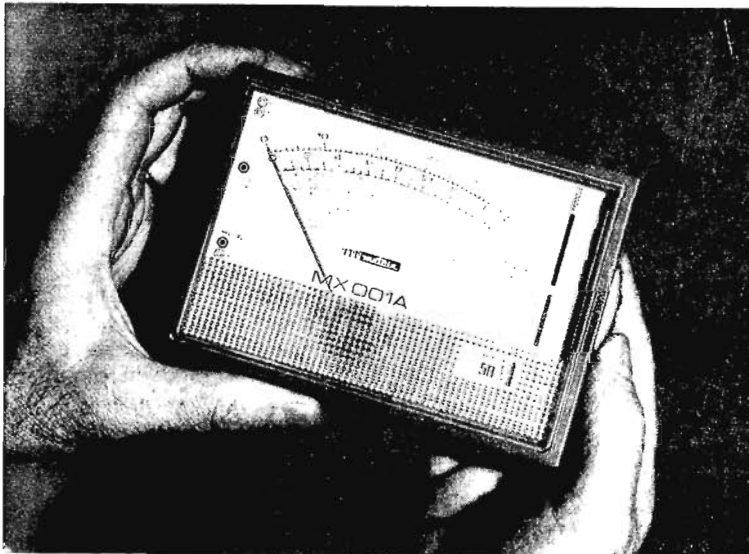
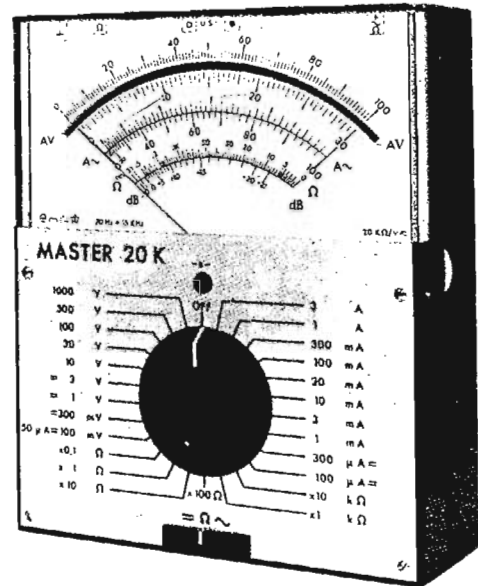
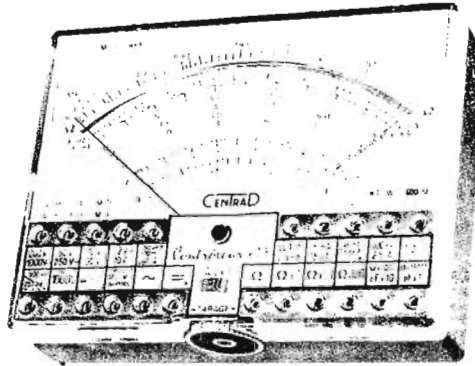
On obtient $I_{\text{mesure}} = 0,745 \text{ A}$ pour $I = 0,75 \text{ A}$.

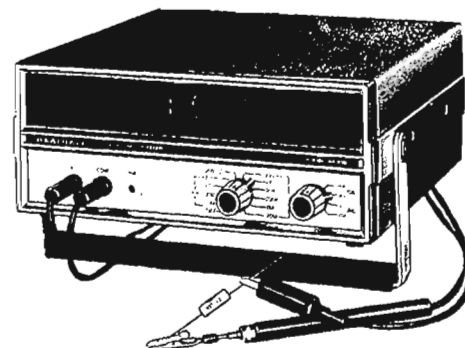
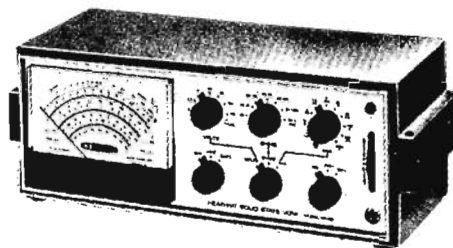
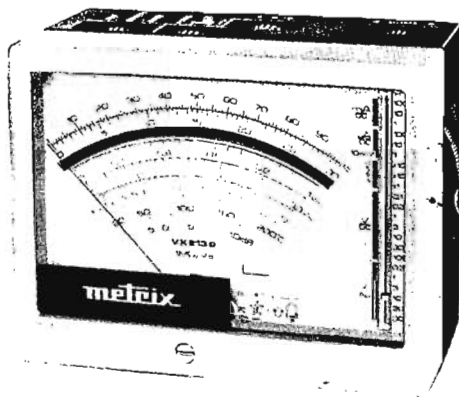
soit une erreur de $-0,5 \%$ tout à fait négligeable. Par contre, si

$e = 0,5 \text{ V}, r_s = 30 \Omega, R_c = 470 \Omega, \text{shunt} : 1 \text{ mA} (r = 50 \Omega)$, on aura $I_{\text{mesure}} = 0,910 \text{ mA}$ pour $I = 1 \text{ mA}$ et on commet une erreur de -9% dont on devra tenir compte.

En règle générale, chaque fois que la résistance de charge d'un circuit est faible (inférieure à 10Ω), il y a lieu de corriger le résultat mesure au moyen de la formule :

$$I_{\text{reel}} = I_{\text{mesuré}} \times \frac{r_s + R_c + r}{r_s + R_c}$$

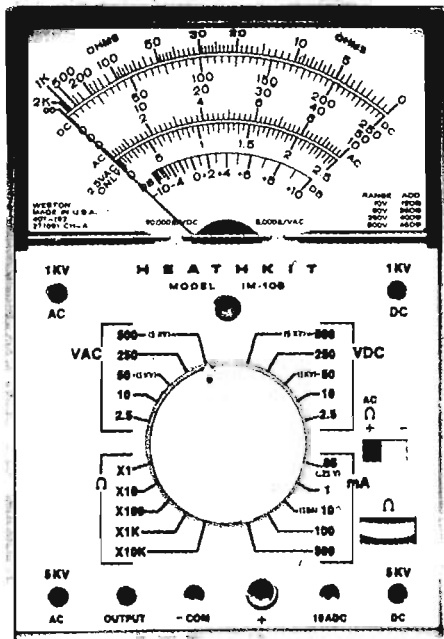




CARACTÉRISTIQUES DE QUELQUES APPAREILS COMMERCIAUX

GAMMES

Référ.	Résist. d'en. cont/alt.	Continu	Alternatif	Ohms	Remarques	Prix
VOC 20	20 k Ω /V 5 k Ω /V	$\pm 1,5 \%$ 100 mV - 1 000 V 50 μ A - 1 A	$\pm 2,5 \%$ 2,5 V - 1 000 V 100 mA - 5 A	1 Ω - 10 M Ω (100 M Ω)	dB, C, F	A
VOC 40	40 k Ω /V 5 k Ω /V	$\pm 1,5 \%$ 100 mV - 1 000 V 25 μ A - 1 A	$\pm 2,5 \%$ 2,5 V - 1 000 V 100 mA - 5 A	1 Ω - 10 M Ω (100 M Ω)	dB, C, F	B
METRIX 462 C	20 k Ω /V 20 k Ω /V	$\pm 1,5 \%$ 1,5 V - 1 000 V 100 μ A - 5 A	$\pm 2,5 \%$ 3 V - 1 000 V 1 mA - 5 A	5 Ω - 10 M Ω	dB (1,5 V sur échelle 100 μ A)	D
METRIX MX 001	20 k Ω /V 6 320 Ω /V	$\pm 3 \%$ 100 mV - 1 600 V 50 μ A - 5 A	$\pm 5 \%$ 5 V - 1 600 V 160 μ A - 1,6 A	2 Ω - 5 M Ω	Série à grande diffusion	B
METRIX 202 B	40 k Ω /V 1 000 Ω /V	$\pm 1,5 \%$ 50 mV - 1 000 V 25 μ A - 5 A	$\pm 2,5 \%$ 15 V - 1 000 V 50 mA - 5 A	10 Ω - 2 M Ω (sans tarage)	dB, très bonne tenue en fré- quence	E
CdA 102	20 k Ω /V 20 k Ω /V	50 mV - 1 600 V 50 μ A - 5 A	1,6 V - 1 600 V 16 mA - 5 A	1 Ω - 2 M Ω (20 M Ω)	grande diffusion	B
CdA 20	20 k Ω /V 2 k Ω /V	1,5 - 1 000 V 100 μ A - 5 A	5 V - 500 V	10 Ω - 1 M Ω	pas d'intensité en alternatif repérage de gamme	B
CdA 21	20 k Ω /V 2 k Ω /V	1,5 V - 1 000 V 100 μ A - 5 A	5 V - 500 V 50 mA - 5 A	10 Ω - 1 M Ω	2 dB bonne tenue en fré- qu. repérage de gamme	C
CdA 25	20 k Ω /V 20 k Ω /V	$\pm 1,5 \%$ 50 mV - 1 500 V 50 μ A - 5 A	$\pm 2,5 \%$ 1,5 V - 1 500 V 50 mA - 5 A	1 Ω - 1 M Ω	dB	D
CdA 50	50 k Ω /V 5 K Ω /V	$\pm 1,5 \%$ 0,1 V - 600 V 20 μ A - 6 A	$\pm 2,5 \%$ 6 V - 600 V 60 mA - 6 A	1 Ω - 5 M Ω	dB	E



AUTRES RÉFÉRENCES

MULTIMÈTRES CLASSIQUES

Centrad	819	20 kΩ/V	prix C
«	517 A	20 kΩ/V	prix C
MASTER	20 K	20 kΩ/V	prix D
Chinaglia	Cortina	20 kΩ/V	prix D
«	Major	40 kΩ/V	prix E
«	Super	50 kΩ/V	prix :E
«	Rekord	50 kΩ/V	prix C
«	Minor	20 kΩ/V	prix B
EUROTEST	TS 210	20 kΩ/V	prix B
HEATHKIT	IM 105	20 kΩ/V	prix E (Kit)

VOLTMETRES ELECTRONIQUES

METRIX VX 213 B
 VX 313 C
 CdA 10 M
 VOC'TRONIC
 Chinaglia DINO
 HEATHKIT IM 25 et IM 104

CODE DES PRIX (TTC)

A = de 100 à 150 F
 B = de 150 à 200 F
 C = de 200 à 250 F
 D = de 250 à 300 F
 E ≥ 300 F

VOLTMÈTRES NUMÉRIQUES

HEATHKIT IM 1202 (en Kit)
 HEATHKIT IM 102 (en Kit)

Une Révolution dans les Micros à Condensateur

PEARL

Utilisés dans le monde entier, ces microphones à condensateur suédois sont les seuls à être « accessibles » aux particuliers soucieux d'enregistrements de qualité « studio » aussi bien en extérieur qu'en intérieur.

9 Modèles de Micros
 Dynamiques
 Types
 Omnidirectionnel
 et Cardioïde
 Casques
 Dynamiques HiFi



8 Modèles de Micros
 à Condensateurs
 avec leurs
 variantes
 et leurs
 accessoires

Importateur France - TRADELEC - 229, rue Vercingétorix - 75014 Paris - Tél. 533.00.40

Documentation sur simple demande...



depuis 5 ANS chez

SMET Électronique

KENWOOD

110, avenue des Chartreux
 MARSEILLE 4^e
 49-13-56

La Haute Fidélité Intégrale avec la plus grande gamme de matériel
 Hi-Fi le meilleur rapport qualité/prix

Une comparaison s'impose chez le seul revendeur du SUD se flat-
 tant de ne faire que de la Hi-Fi

présent à Promo-Loisirs

PROTECTION DES TRANSISTORS DE SORTIE ET DES HAUT-PARLEURS

LA sensibilité des transistors aux surcharges a été l'un des facteurs majeurs qui ont restreint pendant longtemps leur utilisation dans les amplificateurs de puissance. En fait, de nombreux appareils de ce genre ont été sérieusement endommagés à la suite d'un simple court-circuit accidentel des connexions de sortie. Mais, en réalité, la défaillance éventuelle des transistors de sortie peut être due à diverses causes qu'il est important de bien distinguer.

La cause de défaillance la plus évidente est certainement l'échauffement anormal des transistors provoqué par une dissipation excessive des collecteurs. Cela se présente souvent dans un étage de sortie classe B lorsque la dissipation des collecteurs peut atteindre des valeurs anormalement grandes si la charge (utilisation) est accidentellement court-circuitée.

En classe A, la dissipation du ou des collecteurs des transistors de sortie est sensiblement la même avec ou sans signal, et que la charge soit ou non court-circuitée. D'autre part, si une surcharge sérieuse d'attaque est appliquée (signal excessif issu de l'étage driver), il y a généralement correction automatique de la polarisation, ce qui limite le courant de sortie et le maintient approximativement à la même valeur.

Par contre, les conditions de fonctionnement en classe A nécessitent l'emploi de radiateurs très

étudiés et assez importants pour absorber correctement la puissance dissipée permanente, relativement importante tout en restant normale, des transistors de sortie.

Rappelons au passage, que l'on a conçu des montages permettant d'augmenter le rendement d'un étage classe A tout en diminuant l'énergie dissipée. On réalise en quelque sorte un système de réglage automatique de la polarisation qui adapte cette dernière à la valeur instantanée du signal à amplifier. Pour cela, on prélève une fraction du signal de sortie, fraction qui reste donc toujours proportionnelle à l'amplitude de ce signal. La tension prélevée est redressée par une diode, puis filtrée et ajoutée à la polarisation normale de l'étage. Ainsi, le point de fonctionnement s'ajuste automatiquement de telle sorte que la plage d'admission de l'étage soit toujours légèrement supérieure à l'amplitude du signal appliqué. Avec ce procédé, il résulte une réduction de consommation de l'ordre de 30 %.

En définitive, en classe A, la destruction des transistors de sortie ne peut être due qu'à un emballement thermique, suite à une utilisation prolongée, excessive, avec de mauvais radiateurs, ou suite à un mauvais choix du point de fonctionnement des transistors. En classe B, l'emballement thermique *automatique* (si l'on peut dire) n'est pas tellement à craindre; ce sont les courants de crête –

notamment en cas de court-circuit dans l'utilisation – qui deviennent dangereux.

PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES MOYENNES CONTINUES

Le procédé le plus communément employé est un circuit, un dispositif, provoquant une disjonction lorsque le courant moyen excède une valeur déterminée comme étant dangereuse. La disjonction peut intervenir sur l'alimentation générale, ou sur le circuit d'alimentation des transistors de sortie, ou sur le circuit de charge (utilisation), ou encore sur le circuit de commande de ces mêmes transistors.

Les procédés généralement employés sont : le fusible calibré à rupture rapide, le disjoncteur thermique ou le disjoncteur électronique. De telles protections ne peuvent toutefois donner satisfaction que si les transistors de sortie présentent tout de même une assez large réserve de dissipation; en fait, pour des transistors n'offrant pas une caractéristique de dissipation très élevée, l'action de ces protections est trop lente, et ils sont détruits avant que la disjonction ne se produise.

PROTECTION CONTRE LES CRÊTES DE SURCHARGE

Ce genre de protection est moins répandu que le précédent. Dans ce procédé, des diodes sont utilisées à l'entrée pour prévenir les crêtes du courant-driver, et par voie de conséquence, les crêtes du courant de sortie excédant une certaine valeur pré-déterminée, correspondant au début de l'intensité dangereuse. Si les crêtes même très importantes sont incontestablement supprimées, il n'en reste pas moins que l'étage de sortie peut fonctionner, du point de vue

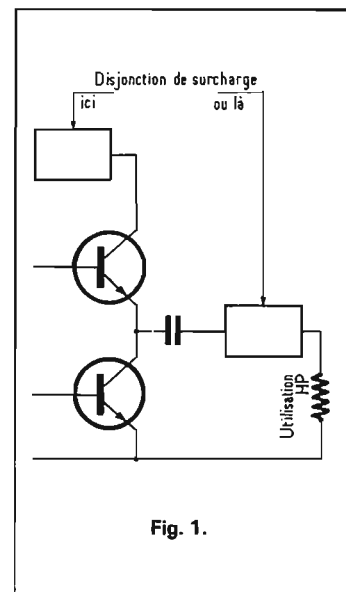


Fig. 1.

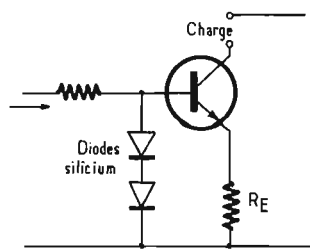


Fig. 2.

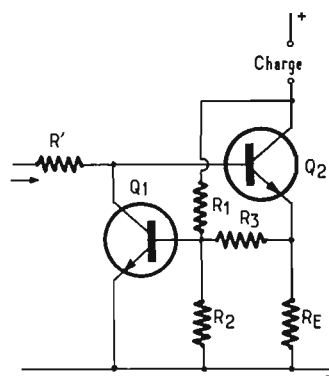


Fig. 4.

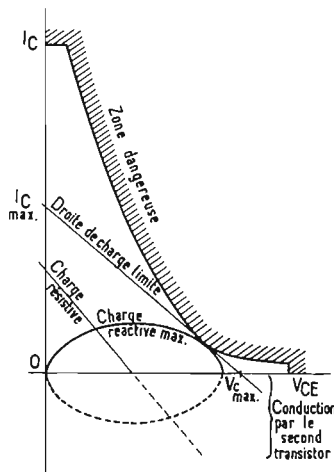


Fig. 3.

des valeurs moyennes, très près de la dissipation maximale et, de ce fait, être endommagé si cette surcharge latente est prolongée. En définitive, il est donc intéressant de prévoir les deux formes de protection pour l'obtention d'une sécurité presque totale.

Les circuits-types de protection les plus usuels sont représentés sur la figure 1 pour les surcharges moyennes continues, et sur la figure 2 pour les surcharges de crêtes. A propos du premier type de protection, il convient de remarquer qu'il existe deux modes opératoires agissant, l'un d'après le courant moyen d'alimentation, l'autre d'après le courant efficace (ou assimilé) BF.

CLAQUAGE SECONDAIRE DANS LES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Il est un autre phénomène connu sous le nom de claquage secondaire, dont il faut également tenir compte notamment avec les transistors de grande puissance.

Dans ces types de transistors, la jonction du collecteur présente une surface relativement importante, et il arrive fréquemment que l'élévation normale de température ne soit pas uniforme pour toute cette surface. Il en résulte la formation de points localisés extrêmement et anormalement chauds, avec l'inévitable tendance à l'emballement (ou avalanche) thermique en ces points, avec tous les risques que cela comporte.

Quelques constructeurs publient parfois, pour certains types de transistors, le tracé des caractéristiques I_c/V_{ce} avec indication de la « zone dangereuse » (disons, dangereuse à tous points de vue) dont il convient de tenir compte lors de l'établissement des conditions de fonctionnement du ou des transistors. De tels documents sont extrêmement intéressants pour le technicien d'études et leur publication devrait être généralisée.

DROITE DE CHARGE

Si l'on considère le fonctionnement d'un étage classe B chargé

par un organe purement résistif, la droite de charge est précisément une... droite qui doit se situer normalement assez loin de la zone dangereuse. Mais cela est strictement théorique, car la charge (en général, un haut-parleur) est toujours réactive. De ce fait, le point figuratif de la charge ne se déplace plus selon une droite, mais suivant une courbe qui risque bien, si l'on n'y prend garde, de faire une incursion dans la zone dangereuse (Fig. 3).

Un procédé simple proposé par la SGS-Fairchild et qui permet d'obtenir une bonne protection, consiste à utiliser un transistor comme shunt (ou clamp) entre l'étage driver et l'étage final. Si la base de ce transistor est alimentée par un signal dont le potentiel est proportionnel à la fois au courant et à la tension du signal de sortie, il devient conducteur à partir de telle condition pré-déterminée, de façon que le point de fonctionnement dynamique de l'étage de sortie ne se situe jamais dans la zone dangereuse et que le déplacement de ce point figuratif s'effectue au maximum vers la droite de charge limite.

Un dispositif de ce genre est représenté sur le schéma de principe de la figure 4. La tension de conduction émetteur-base est approximativement de 0,6 V (pour un transistor au silicium) et elle détermine le point où la protection entre en action. La base du transistor de protection Q_1 est alimentée de façon telle que le dit transistor soit placé proche de la conduction; cette base est également soumise à toute augmentation de courant ou de tension du collecteur de transistor de sortie Q_2 . La sensibilité aux augmentations de courant est obtenue par l'utilisation de l'augmentation de tension correspondante aux bornes de la résistance d'émetteur du transistor de sortie Q_2 , augmentation de tension qui est évidemment proportionnelle. Cette disposition est très valable puisque l'intensité de l'émetteur est sensiblement égale à celle du collecteur. Par un choix judicieux des valeurs des quatre résistances, on peut obtenir la pente désirée de la droite de charge et s'approcher ainsi de la droite de charge limite... sans pénétration dans la zone dangereuse.

Enfin, pour éviter une surcharge de l'étage driver qui précède et pour un meilleur fonctionnement de l'ensemble, il est recommandé d'intercaler une résistance R' limitatrice de courant dans la liaison à la base du transistor de sortie, avant le transistor de protection.

CIRCUITS PRATIQUES DE PROTECTION

Il faut bien comprendre qu'il n'y a pas de valeurs universelles de composants qui puissent être données pour la protection de n'importe quel amplificateur, les courants et les tensions n'étant pas les mêmes d'un montage à l'autre.

Néanmoins, disons que les extrémités I_c maximum et V_c maximum de la droite de charge limite satisfont aux relations suivantes :

$$I_c \text{ max} = \frac{0,6 (R_2 + R_e)}{R_2 \times R_e}$$

$$V_c \text{ max} = \frac{0,6 (R_2 + R_3) R_1}{R_2 \times R_3}$$

Or, nous connaissons R_e qui est donnée d'après le type des transistors utilisés; d'autre part, nous pouvons prendre pour R_3 une valeur de 47 à 100 ohms; enfin, la valeur de R_2 peut être évaluée connaissant le courant continu de collecteur maximum admis.

vices prolongés. Dans le cas des grandes puissances, il faut toujours employer les radiateurs spécialement conçus pour le genre de transistors utilisés, et ne pas se fier à la seule absorption thermique que pourrait apporter le châssis.

PROTECTION DES HAUT-PARLEURS PAR UN RELAIS

Il est bien évident que les systèmes électroniques que nous avons examinés - en limitant la puissance des transistors de sortie - assurent en même temps une protection effective des haut-parleurs faisant suite.

Nous allons cependant étudier maintenant un montage simple destiné essentiellement à la protection des haut-parleurs à l'aide d'un relais, le dispositif pouvant être monté à l'intérieur de l'enceinte acoustique.

Comme nous l'avons dit au début de cet article, on pourrait envisager l'intercalation d'un simple fusible calibré que l'on détermine d'après la puissance maximale P des haut-parleurs et leur impédance Z , en appliquant la formule :

$$I = \sqrt{\frac{P}{Z}}$$

Mais, il faut bien être certain de l'exactitude du calibrage de l'intensité du fusible employé et de sa fusion rapide.

En outre, dans le cas présent, un autre inconvénient se révèle : lorsque le fusible fond, les haut-parleurs sont peut-être protégés... mais l'étage de sortie de l'amplificateur n'est plus chargé du tout ! Or, si une surcharge est néfaste, l'absence de charge est tout aussi dangereuse, les transistors de sortie pouvant alors être détruits par « claquage » provoqué par l'amplitude accrue des crêtes BF.

Avec le dispositif à relais représenté sur la figure 7, aucun inconvénient de cette sorte n'est à redouter, et la protection des haut-parleurs est réelle.

Sur la ligne provenant de la sortie de l'amplificateur, nous avons un pont redresseur type BY 164 (R.T.C.); une fraction des signaux BF redressés est déterminée par le réglage d'un potentiomètre bobiné de 1 k Ω à variation linéaire, puis filtrée par un condensateur de 22 μ F environ, et enfin appliquée à la bobine d'un relais que l'on choisira parmi les modèles d'excellente qualité.

Le réglage du potentiomètre

dépend des caractéristiques de la bobine du relais et de la puissance à partir de laquelle doit intervenir la protection.

Normalement, le relais n'est pas excité; l'armature mobile ne colle pas et l'alimentation du haut-parleur est assurée.

Lorsque la puissance BF maximale fixée est atteinte ou dépassée, le relais colle; le circuit du (ou des) haut-parleur(s) est coupé et les signaux BF sont appliqués sur une résistance bobinée R (type 15 à 20 W, selon le cas).

Il a été proposé des systèmes de protection à relais pour haut-parleurs ne comportant pas cette dernière disposition, et c'était une grossière erreur. En effet, comme nous l'avons dit plus haut, l'absence de charge par rupture de l'alimentation des haut-parleurs protégés, provoquait généralement la destruction des transistors de sortie par « claquage ».

Dans le montage présent, la charge est maintenue par commutation automatique sur la résistance R .

Mais, lorsqu'il y a disjonction

des haut-parleurs, c'est qu'il y a déjà surcharge BF; nous avons donc intérêt à réduire cette charge... ce qui est facile en faisant R un peu plus grand que Z . En principe, une valeur de la résistance R égale à l'impédance Z multipliée par 1,5 est une solution qui donne satisfaction.

Nous obtenons donc ainsi une protection partielle, mais simultanée, de l'étage final de l'amplificateur par diminution de la charge de sortie (augmentation de la résistance).

Quant à la détermination des caractéristiques des éléments à employer, nous allons voir que c'est un problème enfantin dans tous les cas, et pour nous faire comprendre nous allons donner un exemple :

Soit un haut-parleur d'impédance $Z = 8 \Omega$. La valeur de la résistance R sera donc :

$$R = 8 \times 1,5 = 12 \Omega$$

Supposons que l'on désire limiter à 15 W la puissance maximale appliquée à ce haut-parleur. Pour cette puissance P de 15 W et pour

l'impédance Z de 8 Ω , la tension BF correspondante est :

$$E = \sqrt{PZ} = \sqrt{15 \times 8} \approx 11 \text{ V}$$

(tension efficace aux bornes du haut-parleur).

Si nous disposons d'un relais collant à 6 V avec une bobine de 500 Ω , il est bien évident que le potentiomètre devra alors être réglé à peu près à mi-course.

Si le relais à notre disposition colle pour 8 V, on réduit la résistance en série par réglage du potentiomètre en conséquence. Et inversement...

Pour des puissances plus grandes ou des impédances plus élevées, il suffit d'employer (si besoin est) un potentiomètre de plus grande valeur, etc.

Les calculs précédents sont faits en puissance et en tension efficaces sur des signaux sinusoïdaux. Le réglage du seuil de déclenchement peut donc se faire (une fois pour toutes) en attaquant l'entrée de l'amplificateur par un générateur BF de signaux sinusoïdaux, la tension BF maximale étant mesurée aux bornes du haut-parleur.

Néanmoins, pour tenir compte de la différence de « forme » entre les signaux sinusoïdaux et les signaux musicaux réels, on fera le calcul et le réglage du seuil de déclenchement pour une puissance efficace moindre que la puissance maximale prévue pour le haut-parleur (par exemple : puissance efficace limitée à 15 W pour un haut-parleur de puissance maximale de 20 W).

Précisons que l'on peut fort bien envisager l'installation simultanée des deux systèmes décrits (système purement électronique et système à relais); on obtient ainsi une protection énergique et efficace de l'ensemble « étage de sortie + haut-parleurs ».

D'autre part, est-il besoin de rappeler une fois de plus que le (ou les) haut-parleur(s) doivent non seulement présenter une impédance égale à celle de l'amplificateur, mais aussi être d'une puissance au moins égale, sinon supérieure, à la puissance maximale susceptible d'être délivrée par cet amplificateur.

Enfin, dans le cas des amplificateurs stéréophoniques, il va sans dire que tous les montages examinés doivent être reproduits sur chacun des canaux.

Roger A. RAFFIN

Black & Decker Vous offre :



LA PERCEUSE DNJ84

13 mm
perçusion incorporée

4 vitesses

livrée en coffret
avec guide de
profondeur et de perçage

REMISE EXCEPTIONNELLE

de **26%** soit **296 F TTC**
au lieu de **400 F**

Livrée franco de port
chèque à la commande

LA BOURSE DE L'OUTIL

83, rue Alexandre Laffont - 32500 FLEURANCE

Ensuite et en conséquence, connaissant V_c maximum, il est possible de calculer R_1 .

Naturellement, si la droite de charge limite est inconnue ou mal définie, il subsiste une certaine dose de détermination approximative. C'est ainsi que l'on peut évaluer grosso-modo I_c maximum (en ampères) par la relation approchée suivante :

$$I_c \text{ max} = 2,25 \sqrt{\frac{W}{Z}}$$

où W = puissance de sortie en watts.

et Z = impédance de charge en ohms.

De même, le potentiel V_c maximum peut être considéré comme étant 20 % plus élevé que V_s (Fig. 3).

A titre d'exemple, un circuit de protection de ce genre appliqué sur un demi-étage push-pull attaqué par un transformateur driver est représenté sur la figure 5.

Le transistor de protection Q_1 est du type BC 126, ou BC 177, ou BC 261, le transistor de sortie Q_s pouvant être des types 2 N 2147, AD 167, ou tout autre type de puissance similaire. Le circuit de protection ajouté est représenté en traits gras. L'autre demi-étage (du push-pull) est évidemment semblable.

Lorsqu'il s'agit d'un étage de sortie du type complémentaire ou du type quasi-complémentaire, il est nécessaire d'utiliser des transistors-shunts (ou transistors de clamping) de types également complémentaires. C'est ce qui est montré sur la figure 6 où les transistors-shunts de protection Q_1 et Q_2 sont respectivement des types BC 125 ou BC 107 (pour Q_1) et BC 126, ou BC 177, ou BC 261 (pour Q_2).

Comme précédemment, le circuit de protection ajouté est représenté en traits gras. Les composants marqués d'un astérisque sont également des éléments ajoutés (R_E est de l'ordre de $0,75 \Omega$).

* * *

Bien entendu, tout dispositif de sécurité ou de protection ne dispense pas de respecter les règles habituelles applicables aux étages de puissance. C'est ainsi qu'il faut néanmoins choisir des transistors présentant une marge normale de sécurité du point de vue dissipation. Par exemple, pour un amplificateur destiné à fournir une puissance nominale de 16 W, il convient de choisir deux transistors ayant une dissipation de l'ordre de 12 W chacun. Le choix des radiateurs est également très important, notamment si l'amplificateur doit assurer des ser-

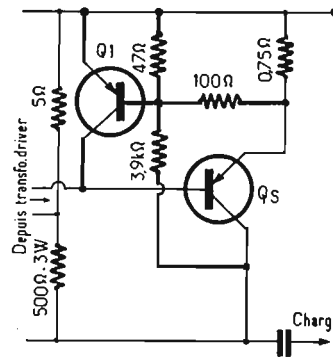


Fig. 5.

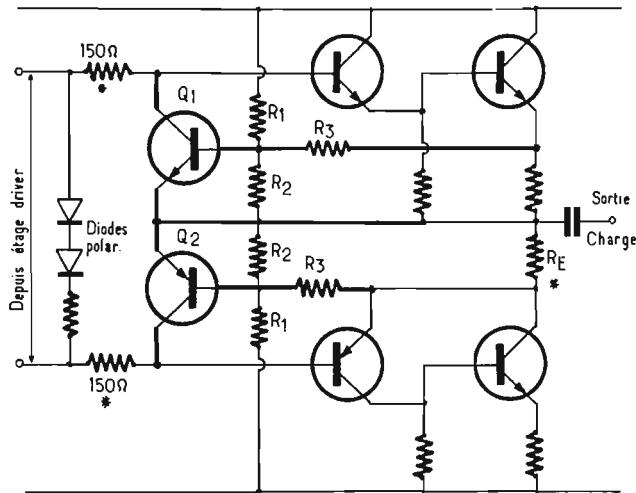


Fig. 6.

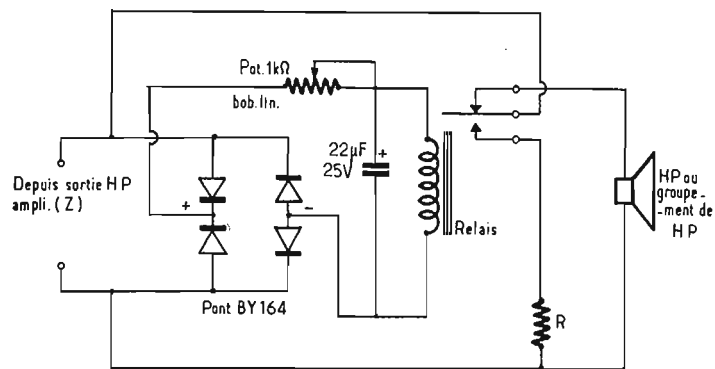


Fig. 7.

ETUDE du TUNER

LUXMAN WL 717

LE « Haut-Parleur » du 15 mars dernier a consacré un article au tuner-amplificateur LUXMAN R 800. Dans la même gamme de ce constructeur japonais, nous avons choisi d'analyser le tuner seul WL 717. Ses performances et sa technologie exceptionnelles permettent de l'intégrer dans toute chaîne de qualité comprenant au départ, un amplificateur, une platine tourne-disques et deux enceintes acoustiques. Nous verrons dans l'analyse du schéma de principe, que le constructeur a fait appel aux éléments mis à notre disposition par l'électronique de pointe; nous trouvons, en effet, des transistors FET, des circuits intégrés, des filtres céramiques à 10,7 MHz.

Le tuner WL 717 est doté de 2 gammes d'ondes, à savoir les PO et la FM, comme la plupart des appareils à destination des marchés japonais et américains, la gamme GO n'existant dans ces pays.

LES CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

— Les gammes reçues par le WL 717 sont, comme nous l'avons précisé ci-dessus, les petites ondes de 525 à 1 605 kHz et la FM dans la bande internationale de 87,5 à 108,5 MHz.

— La sensibilité IHF est ici de 2,2 μ V; c'est une sensibilité utilisable.

— La sensibilité AM sur l'antenne ferrite intégrée à l'appareil est de 400 μ V.

— La réjection image en FM est de 70 dB.

— La réjection image en AM est de 40 dB.

— La réjection de la fréquence intermédiaire est de 80 dB à la fréquence VHF de 83 MHz.

— Le rapport de capture est de 2,2 dB, avec 1 mV injecté à l'antenne.

— La sélectivité est de 50 dB à \pm 400 kHz. Cette performance est aisément obtenue par l'emploi de filtres céramiques dans la partie FI à 10,7 MHz. Ces éléments assurent une pente d'atténuation, à flancs raides.

— La bande passante, lors d'une émission en modulation de fréquence s'étend de 30 Hz à 15 000 Hz. En AM, la courbe de réponse s'étend de 40 Hz à 4 000 Hz.

— La séparation des voies gauche et droite en FM est supérieure à 36 dB, à la fréquence de mesure de 400 Hz.

— L'atténuation de la sous-porteuse à l'écoute d'un signal FM stéréophonique atteint 40 dB.

— Le taux de distorsion harmonique en mono est inférieur à 0,3 % et en stéréo, inférieur à 0,6 %.

— Avec le WL 717 de LUXMAN, les utilisateurs peuvent disposer d'une antenne de 75 Ω asymétrique (câble coaxial type TV) ou d'une antenne de 300 Ω symétrique (câble twin-lead).

— La tension de sortie atteignant 1 V, il est facile de penser que le WL 717 peut moduler aisément n'importe quel amplificateur.

— L'impédance BF de sortie est normalisée à 600 Ω , ce qui correspond aux normes professionnelles de tous les appareils de qualité.

PRESENTATION

La présentation du tuner LUXMAN WL 717 est, dans la lignée classique des appareils en provenance du Japon ou des U.S.A., tels que nous avons l'habitude de le constater avec KENWOOD, PIONEER, SANSUI, MARANTZ... L'échelle du cadran, agrémenté d'une très belle couleur bleue, lors de la mise sous tension de l'appareil, est suffisamment étendue pour permettre une parfaite lisibilité et faciliter la recherche des stations.

Sur le panneau avant du WL 717, nous remarquons les commandes suivantes :

1 — Le sélecteur de fonctions : AM, FM mono et FM stéréophonique; sur cette dernière position, le décodeur est automatiquement mis en service, assurant de la sorte la séparation des voies gauche et droite.

2 — L'indicateur d'accord est un galvanomètre, assurant par déviation de l'aiguille de gauche à droite, la tension de la synchronisation, lors de la recherche des stations en AM et en FM.

3 — L'indicateur d'émissions stéréophoniques est placé au-dessus du début de l'échelle des fréquences d'accord et s'illumine lors de la réception d'un signal stéréophonique.

4 — Le circuit « FM NOISE FILTER » consistant en un mélange des fréquences aiguës, quand l'émission stéréophonique est affectée d'un souffle. Il est évident que ce mélange réduit l'effet stéréophonique aux fréquences

aigües, mais l'émission devient plus agréable à écouter. Ce filtre n'agit ni en FM mono, ni en AM.

5 — Le circuit MUTING est destiné à éliminer le souffle caractéristique de la FM, lors de la recherche d'une station. Ce circuit n'agit qu'entre les stations, le fait de l'enclencher ou non, n'altère absolument pas la qualité du signal; c'est là une question que certains utilisateurs se posent très souvent.

6 — La touche « POWER » servant à la mise sous tension.

7 — Au-dessus de cette touche, se trouve le gros bouton moleté marqué TUNING, servant à la recherche des stations en AM et en FM.

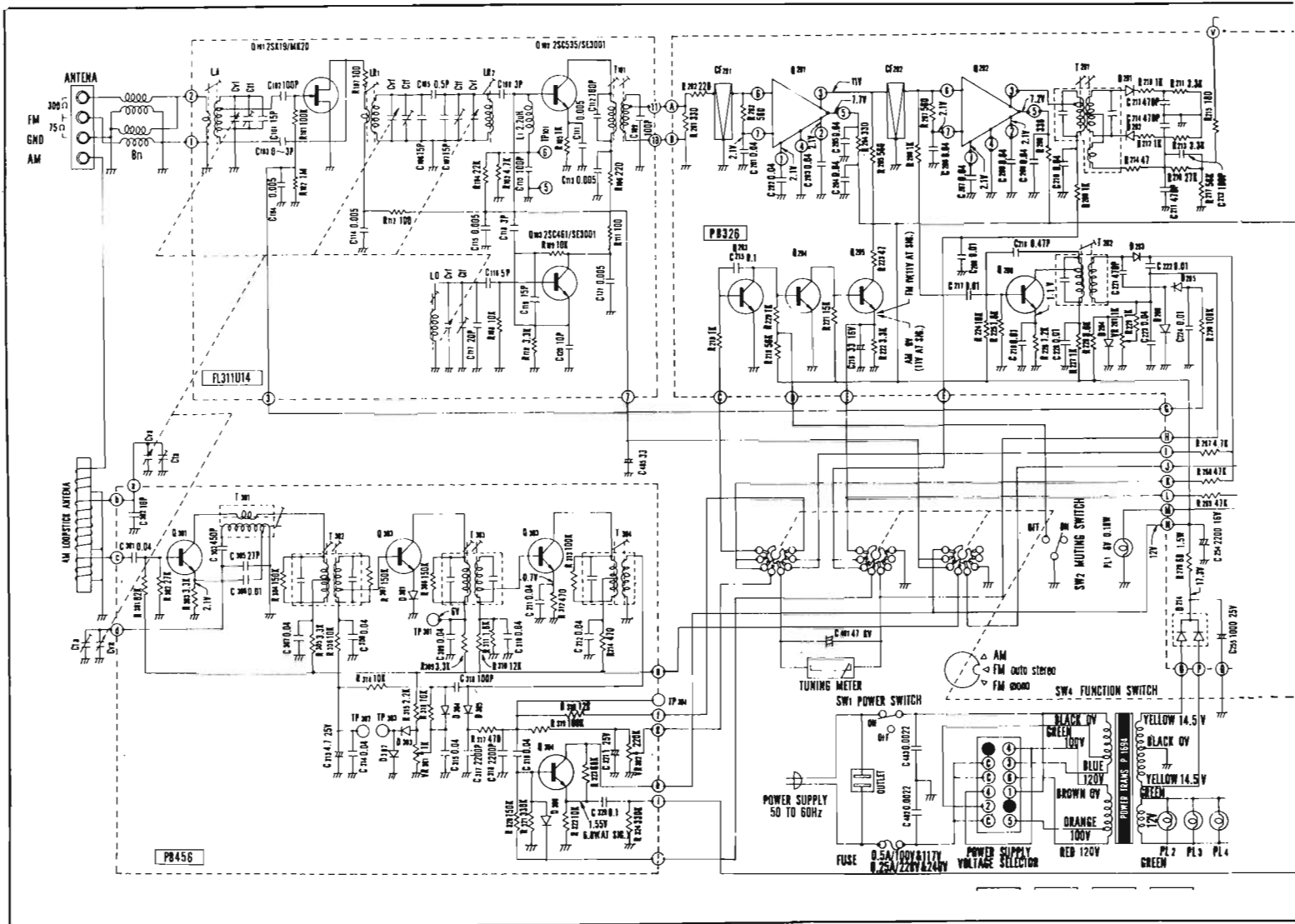
A l'arrière du WL 717 LUXMAN, se trouvent :

1 — Le câble secteur, à brancher sur une prise de courant. — Une prise secteur aux normes américaines et non commutée par le bouton poussoir POWER placé sur le panneau avant. Il est recommandé de ne pas brancher sur cette prise, des appareils dont la consommation excède 120 W.

3 — Les bornes CINCH de sortie : à partir de ces 2 prises, la tension de sortie du tuner est disponible et son niveau peut atteindre 1 V. Ses prises L et R (gauche et droite) sont doublées, de telle sorte qu'il est très possible d'attaquer 2 amplificateurs simultanément.

4 — Les prises d'antenne AM et FM (300 et 75 Ω).

5 — La borne « G » désignant la prise de terre.



En ce qui concerne l'antenne FM, LUXMAN fournit avec l'appareil, une antenne intérieure en ruban twin-lead. Celle-ci peut fort bien faire l'affaire lors d'une réception locale, même en stéréophonie. Mais il est illusoire de

compter sur cet accessoire si l'émission provient d'un émetteur éloigné, ou si le niveau de réception est affaibli par des obstacles, tels qu'une montagne, une tour du style de celles construites à la Défense. Dans ces conditions, il

est impératif de disposer d'une antenne extérieure à 3, 5, 7 éléments, qu'un installateur compétent peut vous installer dans les meilleures conditions, parce qu'il connaît les qualités locales de la réception.

L'ETUDE DU SCHEMA DE PRINCIPE

A - La tête VAF/FM

Les signaux captés par l'antenne FM sont dirigés sur la porte d'un transistor à effet de champ $Q_{101}/2SK\ 19$ par l'intermédiaire d'un transformateur de liaison L_{ANT} . Un condensateur $C_{102}/100\ pF$ isole la composante continue de CAG arrivant sur la porte de Q_{101} de façon à éviter sa mise à la masse par le secondaire de L_A . Un circuit de découplage $C_{104} - R_{102}$ amène la polarisation variable de CAG sur la porte de Q_{101} . La source de ce transistor est directement mise à la masse tandis que dans le circuit collecteur, l'on recueille les signaux VHF amplifiés. Afin de s'assurer d'une parfaite stabilité de l'étage Q_{101} , celui-ci est neutrodyné par C_{103} .

Les circuits accordés $Lr1$ et $Lr2$ assurent la liaison avec le transistor mélangeur $Q_{102}/2SC535$

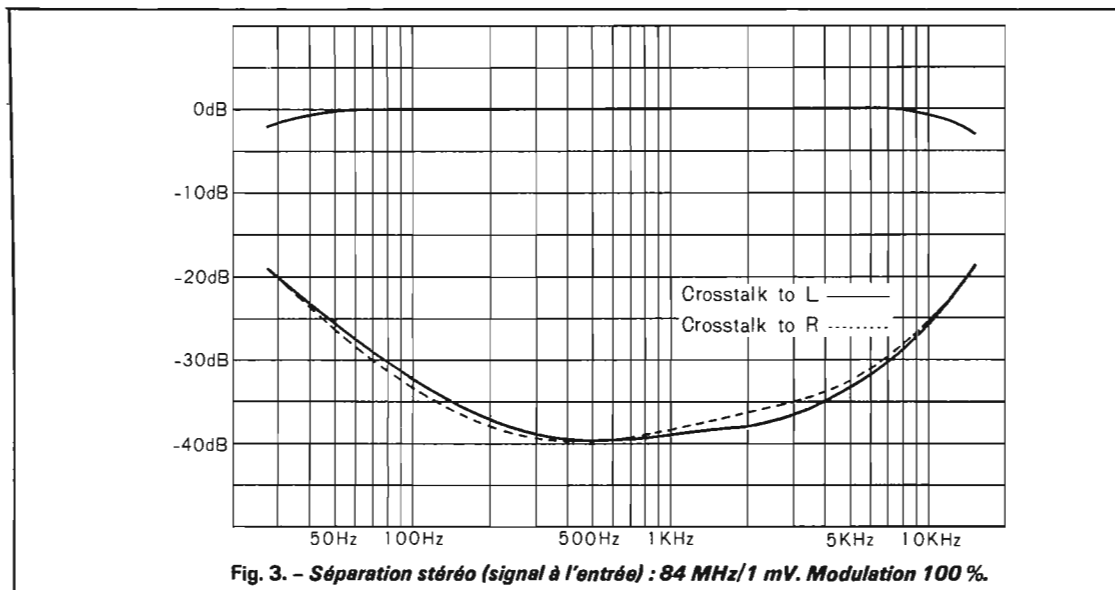


Fig. 3. - Séparation stéréo (signal à l'entrée) : 84 MHz/1 mV. Modulation 100 %.

n'est fait appel qu'à des filtres céramiques de liaison inter-étages. Leur courbe de réponse à flancs raides donnent une sélectivité de toute première qualité comme en témoigne la figure 1.

A la sortie du second filtre céramique CF₂₀₂, est prélevée une fraction de signal FI qui est amplifiée par Q₂₀₆ et détecte la M.A. par D₂₀₃. La tension continue de détection assure la déviation du galvanomètre d'accord « Tuning Meter ».

Au même niveau, est prélevée après détection par D₂₀₅, une tension continue négative destinée à polariser (plus ou moins selon l'amplitude du signal VHF) la porte du transistor FET d'entrée Q₁₀₁.

Les tensions BF multiplex sont disponibles par l'enroulement tertiaire de T₂₀₁, à la borne V du module FI et envoyées à l'entrée W du décodeur stéréophonique.

C - Le décodeur stéréophonique

Les signaux BF multiplex sont appliqués à l'entrée du décodeur par l'intermédiaire de C₂₂₅/0,47 μF et sont amplifiés par Q₂₀₇/2SC693. Dans l'émetteur de ce transistor, les signaux BF non déphasés sont dirigés vers le point milieu du transformateur T₂₀₅ du démodulateur en anneau. Dans la liaison sont intercalés des filtres accordés sur 19 et 38 kHz (L₂₀₁ - C₂₃₆ - L₂₀₂ - C₂₃₇) destinés à éliminer ces signaux à ces deux fréquences.

Dans le collecteur de Q₂₀₇, l'on recueille le signal à 19 kHz aux bornes de T₂₀₃. Celui-ci est

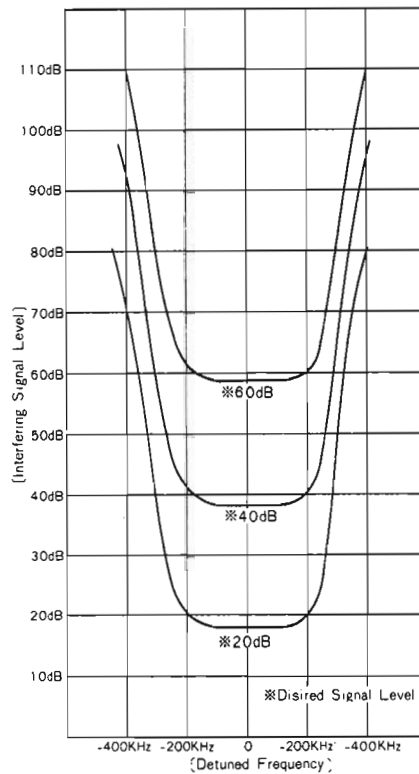


Fig. 2. - Courbe de sélectivité.

tandis que l'oscillation fournie par Q₁₀₃/2SC461 monté en oscillateur à couplage émetteur base. Le condensateur C₁₁₈/3 pF injecte les signaux à la fréquence « Fosc » sur la base du mélangeur Q₁₀₂. Un rejecteur série L₁/2,2 μH et C₁₁₀/100 pF élimine les signaux à 10,7 MHz.

Dans le collecteur de Q₁₀₂, aux bornes du 1^{er} transformateur FI/T₁₀₁, sont mises en évidence les tensions à la fréquence intermédiaire sur 10,7 MHz. L'impédance de sortie FI de la tête VHF, est ici de l'ordre de 300 Ω mesurée entre les bornes 10 et 11.

Signalons que l'accord de la tête VHF/FM est assuré par un condensateur variable à 4 cages, critère significatif d'une bonne sélectivité HF.

B - La partie FI/FM

Les signaux à 10,7 MHz recueillis à la sortie de la tête passent par l'intermédiaire d'un filtre céramique CF₂₀₁ avant d'attaquer le 1^{er} élément amplificateur de cette partie FI. Il s'agit ici

exclusivement de circuits intégrés TA 7061 P. Les éléments donnent un gain plus important que les transistors bipolaires et assurent en particulier au niveau du dernier

étage G1 une meilleure limitation éliminant de la sorte toute modulation d'amplitude résiduelle.

Mais à part le transformateur FI de démodulation T₂₀₁, il

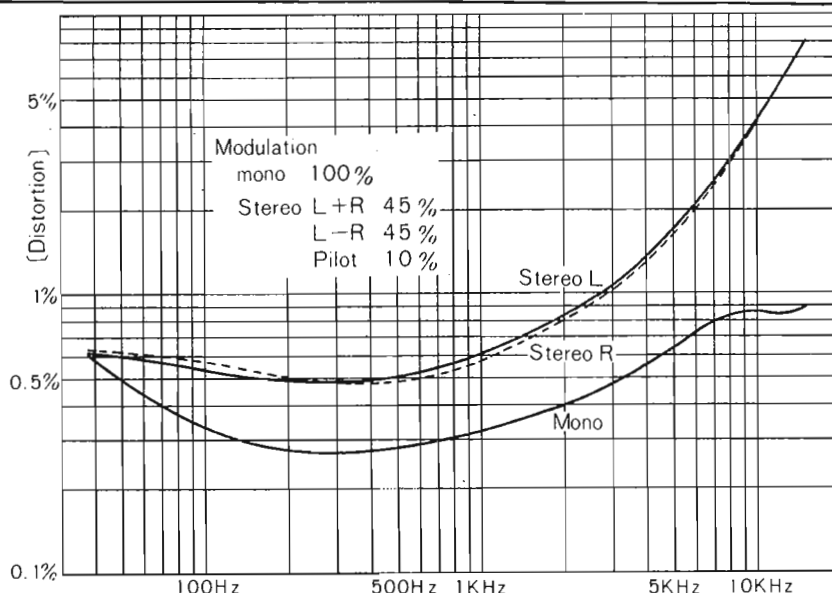


Fig. 4. - Distorsion harmonique totale (signal à l'entrée : 84 MHz/1 mV).

avec la EX4
compatible stéréo
EXCEL SOUND

offre la plus grande
bande passante jamais
mesurée !



une
gamme de

5

autres
modèles de cellules
stéréomagnétiques
à aimant mobile situés :

EXCEL SOUND

au premier rang

FILM & RADIO 6, rue Denis Poisson - PARIS 17^e Garrard-Frank-Bib-Jensen
Tél. 755-82-94 Excel-Sound - LAFAYETTE

ensuite amplifié par Q_{208} et doublé en fréquence par un circuit doubleur à diodes D_{207} et D_{208} .

Un circuit démodulateur constitué de 4 diodes D_{208} à D_{212} permet de mettre en évidence les 2 voies. A la sortie de ce démodulateur sur chaque voie se trouvent intercalés 2 filtres en T destinés à éliminer les tensions résiduelles de sous-porteuse. L'atténuation est ici supérieure à 40 dB.

A la suite de ces filtres réjecteurs le constructeur a prévu deux préamplificateurs anti-diaphoniques constitués sur chaque voie de 2 transistors montés en liaison directe (Q_{213} - Q_{214}/Q_{215} - Q_{216}). Au niveau de l'entrée de ces préamplificateurs est intercalé (par commutation SW3) le circuit de mélange des fréquences aiguës destiné à éliminer le souffle lors de la réception d'un signal stéréophonique faible.

L'indication d'une émission stéréophonique est assurée par PL1, commandée par les transistors Q_{210} - Q_{211} - Q_{212} . La figure 3 nous montre la séparation du décodeur entre 30 Hz et 15 kHz; il faut remarquer qu'à 1 000 Hz la séparation est de l'ordre de 38 dB.

En mono, la distorsion harmonique à 1 kHz est de l'ordre de 0,3 % et la stéréo de l'ordre de 0,6 %, c'est ce que nous donne la figure 4.

D - Le récepteur AM

Un cadre ferrite incorporé à l'appareil sert de collecteur d'ondes sur la gamme PO reçue. Celui-ci s'avère très suffisant sauf pour les émetteurs PO, éloignés où il est nécessaire de faire appel à une antenne filaire AM extérieure. Un enroulement de couplage au cadre sert d'ailleurs à cette connexion.

La base de Q_{301} , transistor oscillateur mélangeur reçoit les signaux captés par le cadre ferrite par l'intermédiaire de $C_{304}/40$ nF destiné à bloquer la

composante continue de polarisation de cette base. Le transformateur T_{301} sert au circuit d'oscillation tandis que T_{302} permet de recueillir le signal à la fréquence intermédiaire AM. Celui-ci est amplifié par Q_{302} et Q_{303} et détecté par D_{305} . La diode D_{304} sert à alimenter le CAG/AM dont V_{r301} fixe le seuil.

Le transistor Q_{304} , monté en émetteur follower assure la liaison BF entre la détection AM et les bornes de sortie BF du tuner.

Une particularité de ce tuner est d'avoir un circuit de MUTING en AM. Le seuil de muting est dosé par V_{r302} .

E - L'alimentation

L'alimentation est très simple et comprend un transformateur à enroulement primaire semi parallèle pour la commutation 220 - 110 V. Deux enroulements sont placés au secondaire, l'un assure l'éclairage du cadran (4 lampes de 12 V), l'autre fournit après redressement de la haute tension de 17,3 V, celle-ci après filtrage tombe à ± 12 V.

NOTES D'ECOUTE

Sur l'antenne dipôle en twin-lead fournie par le constructeur, le tuner WC 717 LUXMAN assure un décodage sans souffle lors de la réception d'un signal stéréophonique dans la région parisienne. Avec une antenne extérieure les relais de province sont reçus dans de bonnes conditions. Comme le confirment les courbes de la figure 3, la séparation d'une émission stéréo test de FRANCE MUSIQUE est assurée dans les meilleures conditions possibles.

Écoutez avec l'amplificateur LUXMAN SQ 707 et des enceintes BW/DM4 le tuner WC 717 donne une qualité de modulation particulièrement satisfaisante.

M. Henri LOUBAYERE

GIBOT

CONTROLE ET DISTRIBUE LE MATÉRIEL
« LUXMAN »

● AMPLIFICATEURS ●

Tous les amplificateurs « LUXMAN » sont équipés de correcteurs de tonalité « EQUALIZERS » à 2, 3 ou 4 fréquences charnières.

- * SQ707. AMPLI-STÉRÉO 2 x 25 watts
Prix 1 565.00
- * SQ700X. AMPLI-STÉRÉO 2 x 35 watts
Prix 2 099.00
- * 503X. AMPLI-STÉRÉO 2 x 42 watts
Prix 2 520.00
- * 505X. AMPLI-STÉRÉO 2 x 50 watts
Prix 3 185.00

- TUNER AM/FM WL500 2 882.00
- TUNER AMPLI R800 4 529.00

● TUNER AM/FM « WL717 »

(ci-dessus).
Accord par volant à inertie.
Affichage par vu-mètre.
Sensibilité FM : 2,2 μ V.
Séparation stéréo : 36 dB.
Circuit MUTING. Filtre anti-souffle.
Dim. : 375 x 227 x 125
Prix 1 565.00

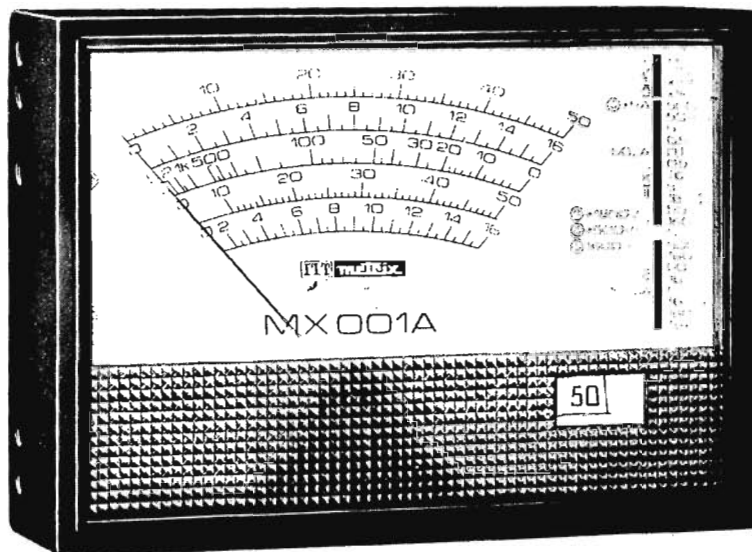


★ **GIBOT**

12, rue de Reuilly, PARIS-XII^e Tél. : 345-65-10
138, bd Diderot, PARIS-XII^e Tél. : 348-83-76
M^e : Faïderbe-Chaligny et Reuilly-Diderot

Nocturnes mercredi et vendredi jusqu'à 22 h.

ANALYSE D'UN CONTROLEUR UNIVERSEL



LE CONTROLEUR MX001B METRIX

PRÉSENTATION

PRIMITIVEMENT, le contrôleur MX001B Métrix qui sert de base à notre étude, devait nous parvenir en pièces détachées... Cet appareil peut être, en effet, construit par un monteur ayant un minimum d'expérience de câblage. L'économie réalisée n'est pas très grande, mais le gain se situe surtout dans l'expérience que l'on acquiert par le montage lui-même. L'étudiant ou l'amateur trouve son compte dans les deux cas. La réalisation sur circuit imprimé, paraît très simple, puisque les résistances sont préfigurées sur la plaquette. Le montage mécanique se réduit à l'implantation, sur ladite plaquette, d'un contacteur rotatif et d'un potentiomètre. Le circuit imprimé, muni de ses composants, n'a plus qu'à recevoir quelques dizaines de soudures pour être câblé.

Le montage d'un tel contrôleur se fait donc très rapidement, grâce

à une notice explicative détaillée qui est fournie avec le kit et grâce aussi au matériel sélectionné, qui est livré pour le montage. Notamment, les composants ont les dimensions requises pour trouver une place exacte sur le circuit imprimé préalablement percé et gravé aux normes en vigueur.

L'appareil se présente sous la forme d'un coffret en matière plastique rouge muni d'un large cadran gradué avec précision. L'aiguille du galvanomètre possède une finesse en rapport; la suspension du cadre mobile est judicieusement amortie. La gamme de travail (ou calibre) apparaît dans une petite fenêtre (Fig. 1) et tous les calibres possibles sont rappelés dans l'ordre, sur le cadran. Des entrées supplémentaires sont prévues sur le côté gauche pour les fortes tensions et les grandes intensités. Le mode de branchement est rappelé sur le côté gauche du cadran. Les mesures des fortes intensités ne doivent pas, toutefois, durer trop longtemps, si l'on ne

veut pas faire chauffer inutilement les résistances internes du contrôleur. Un fonctionnement sur ohmmètre requiert l'étalonnage préalable du zéro (après mise en court-circuit des bornes d'entrée), ce qui se fait avec un potentiomètre jouxtant le contacteur général.

Les possibilités et le nombre de calibres sont résumés dans le tableau A. On notera surtout la résistance, ou sensibilité interne de $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$ en continu et la bonne sensibilité ($50 \mu\text{A} - 100 \text{ mV}$) pour la mesure des courants continus faibles.

CONSTITUTION D'UN CONTROLEUR UNIVERSEL

Pour bien comprendre le manie- ment, les propriétés et les faiblesses d'un contrôleur, il faut bien connaître sa constitution interne. C'est surtout le but de notre article. L'élément de base est un gal-

vanomètre à cadre mobile qui mesure normalement un courant très faible. La déviation totale du galvanomètre définit la sensibilité maximale de l'appareil : plus faible est le chiffre des intensités et plus grande sera la sensibilité. Ainsi, pour obtenir une sensibilité de $S = 20 \text{ k}\Omega/\text{V}$, il faut prévoir un galvanomètre déviant, au total, pour :

$$I_d = \frac{1}{S} = 50 \mu\text{A}$$

en associant — en série — des résistances, on constitue les calibres de tension et en prévoyant — en parallèle — des shunts, on réalise les calibres des courants.

Pour passer du courant continu au courant alternatif, on insère des diodes qui assurent le redressement; un étalonnage approprié fournit les composantes efficaces du courant ou de la tension sinusoïdale.

Le circuit de l'ohmmètre nécessite des piles que l'on ajoute au circuit, grâce au commutateur qui

TABLEAU A

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Tensions continues : 9 calibres
0,1 - 0,5 - 1,6 - 5 - 16 - 50 - 160 V
500 et 1 600 V sur douilles séparées
Résistance interne : 20 000 Ω/V
Classe de précision : 3

Tensions alternatives : 6 calibres
5 - 16 - 50 - 160 - 500 V
(1 600 V sur douille séparée)
Résistance interne : 6 320 Ω/V
Classe de précision : 5

Mesure des résistances : 4 gammes
2 Ω-5 kΩ
20 Ω-50 kΩ
200 Ω-500 kΩ
2 kΩ-5 MΩ
Points milieux :
60 Ω 600 Ω
6 kΩ 60 kΩ

Intensités continues : 6 calibres
50-500 μA - 5 - 50 - 500 mA (5 A sur douille)
Chutes de tension correspondantes :
100 - 300 - 320 - 330 - 450 - 730 mV
Classe de précision : 3

Intensités alternatives : 4 calibres
160 μA - 16 mA - 160 mA - 1,6 A
Chutes de tension correspondantes :
4,75 - 0,95 - 1,05 - 1,15 V.
Classe de précision : 5

Alimentation de l'ohmmètre :
2 piles 1,5 V type R1 (CEI)

Dimensions
Largeur 137 mm, hauteur 34 mm, profondeur 96 mm

Masse : 400 g environ.

Ce chiffre — baroque à premier abord — se justifie parfaitement par suite de l'emploi d'une technique particulière pour le changement de calibre : voir figure 2. On utilise le principe des shunts à « double-effet » dont nous n'avons représenté, pour simplifier, que deux calibres.

Les diodes placées « tête-bêche » en parallèle sur le circuit galvanométrique, ont pour mission de protéger le cadre mobile contre les surcharges; en effet, elles constituent — avec r — un système écrêteur qui empêche la tension de dépasser ± 0,7 V (avec des diodes silicium, voir Fig. 3). Bien que dépassant la valeur normale, le courant dans le cas de surcharge n'entraîne, alors, pas la destruction du cadre mobile.

Pour palier les différences de résistance interne du galvanomètre, il est bon de placer en série, un rhéostat R_s , qui assure l'étalonnage du premier calibre « 50 μA », compte tenu des shunts $S_1 + S_2$, placés en parallèle. Ces deux résistances doivent avoir une résistance telle, qu'elle absorbe la différence de courant entre les 50 μA prévus pour le calibre et les 36 μA du galvanomètre. Si $r = 270 \Omega$ (valeur arbitraire, mais convenant bien pour assurer l'écrêtage des surcharges), il reste entre les points A et D, une différence de potentiel, égale à :

$$V - r I_D = 100 - 270 \times 0,05, \text{ ou } V_{AD} = 86,5 \text{ mV}$$

Nous avons donc

$$S_1 + S_2 = \frac{86,5}{50 - 36} \approx 6,180 \text{ k}\Omega$$

En fait, cette résistance sera légèrement augmentée (à 6,2 kΩ), pour compenser l'influence parallèle des diodes, même au niveau normal de fonctionnement.

Pour calculer S_1 — qui devient alors le shunt principal — on pratique le même raisonnement que ci-dessus : S_1 absorbe la différence entre 500 μA et 36 μA, d'où :

$$S_1 = \frac{V_{AC}}{500 - 36}$$

avec V_{AC} résultant de la tension $V_{AD} = 86,5 \text{ mV}$, augmentée de la chute de tension dans S_2 , pour un courant de 36 μA. En effet, S_2 vient alors en série avec R_s et la résistance du galvanomètre. Ceci conduit à une équation à deux inconnues, puisque S_2 n'est pas connu. Mais comme « $S_1 + S_2$ » a été calculé, on peut tourner la difficulté. La résolution conduit à une formule simple :

sélectionne toutes les fonctions du contrôleur.

Reproduit sur un seul schéma, une telle circuiterie devient vite inextricable, aussi, nous préférons décrire l'appareil fonction par fonction.

MESURE DES COURANTS CONTINUS

Un galvanomètre à cadre mobile est caractérisé par sa déviation totale « I_D » et sa résistance interne « ρ ». La première caractéristique définit, nous l'avons vu, la sensibilité, la seconde agit sur la chute interne : $V = \rho I_D$. Elle conditionne donc la dissipation de l'ampèremètre; rappelons qu'un contrôleur ne doit pas chauffer, sans quoi les résistances internes dérivent en valeur absolue et l'appareil devient faux. La chute interne doit donc être aussi faible que possible; toutefois, on est vite limité par des données technologiques évidentes : si l'on emploie du fil peu résistant — donc de plus gros diamètre —, le cadre mobile devient trop lourd et sa sensibilité diminue. Un compromis doit être effectué dans ce domaine et pour la réalisation du contrôleur MX001B, il a été choisi un galvanomètre de 36 μA de déviation totale et de 1 500 Ω de résistance interne.

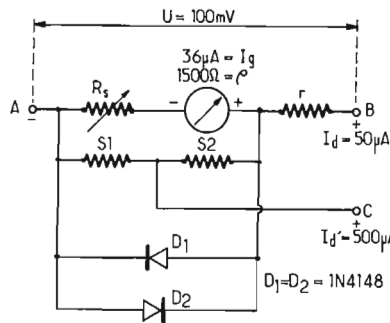


Fig. 2. — Schéma de base du galvanomètre protégé.

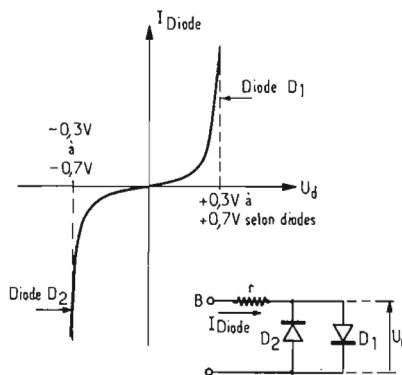


Fig. 3. — Protection du contrôleur par les diodes montées « tête bêche ».

MESURE DES COURANTS ALTERNATIFS

$S_1 = (S_T + R_s + \rho) \frac{I_d}{T_d}$
dans laquelle $S_T = S_1 + S_2 \neq$
 $6,2 \text{ k}\Omega$ précédemment calculé.

Comme $R_s = \rho = \frac{86,5}{36} = 2,4 \text{ k}\Omega$
on obtient :

$S_1 (6,2 + 2,4) \frac{36}{500} \neq 620 \Omega$, et
 $S_2 = 6200 - 620 = 5580 \neq$
 $5,6 \text{ k}\Omega$.

En pratiquant le même calcul pour chacun des calibres prévus pour le contrôleur, on aboutit au schéma définitif de la figure 4.

Les contacts de droite représentent les dispositions du contacteur : $50 \mu\text{A}$ à 500 mA en 5 positions. La borne « + 5 A » est disponible, à gauche du boîtier. Enfin, pour compléter les précautions contre les surcharges, un fusible de $1,6 \text{ A}$ est inséré dans le circuit du contacteur. Il faut remarquer qu'il n'existe pas de fusible en série avec le calibre 5 A , son branchement se fera donc avec la plus grande circonspection.

Le tableau B donne finalement les chutes internes et le mode d'emploi des échelles du contrôleur MX001B.

Pour transformer le contrôleur de courants continus en courants alternatifs, on ajoute des diodes redresseuses en série, dans le circuit de mesure (Fig. 5). Diverses possibilités sont offertes au technicien pour faire cette transformation. Toutefois, grâce à une transformation évidente de la commutation, on peut utiliser les mêmes résistances que dans le cas précédent (voir Fig. 6). L'entrée « + mA » est connectée sur une partie du shunt à double effet (jonction R_2), R_3 débranchée et n'intervenant que sur le calibre 16 mA . Les résistances R_3 à R_6 sont sélectionnées à partir de R_1 et R_2 , qui restent en série avec le circuit du galvanomètre.

Cet ordonnancement modifie évidemment les calibres alternatif, qui vont de $160 \mu\text{A}$ à $1,6 \text{ A}$ en 4 positions. Avec une pince ampèremètre, on peut multiplier par 1 000, chacun des calibres précédents.

L'étalonnage du cadran est spécialement effectué pour obtenir les

valeurs efficaces des courants, ce qui englobe, par la même occasion, le bouleversement des shunts et l'introduction des diodes 1N 4148 dans le circuit. La résistance R_{13} de $13 \text{ k}\Omega$ a notamment été ajoutée pour parachever la linéarité de l'échelle. Les chutes internes sont mentionnées dans le tableau B.

La sensibilité la plus intéressante. Comme on ne peut retirer les shunts à double effet, on prend pour I_d minimale, le premier calibre de $50 \mu\text{A}$. Pour ce fonctionnement, la tension aux bornes s'élève à $v = 100 \text{ mV}$ (voir tableau B) : c'est le premier calibre du voltmètre.

Pour augmenter le calibre, on ajoute une résistance R_s en série, telle que

$$R_A = \frac{V_{\text{cal}} - v}{I_d}$$

Si ϑ_{cal} choisi s'élève à $0,5 \text{ V}$, on obtient $R_A = 8 \text{ k}\Omega$ et on procède de même pour les calibres suivants. Une question se pose toutefois sur le mode de commutation.

MESURE DES TENSIONS CONTINUES

Pour bénéficier du maximum de résistance interne, il faut conserver du microampèremètre précé-

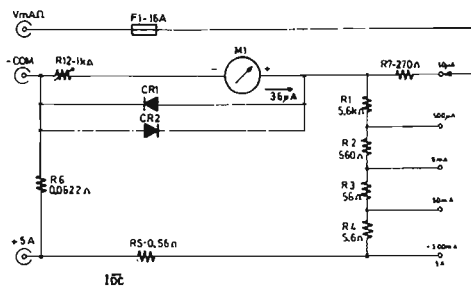


Fig. 4. - Schéma pratique du contrôleur en courant continu.

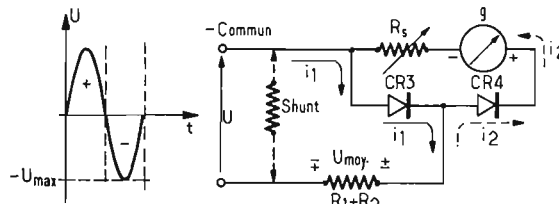


Fig. 5. - Le courant i_2 dans le galvanomètre g n'est dû qu'à l'alternance négative « - V max. » « $R_1 + R_2$ » limite ce courant à la valeur maximum prévue.

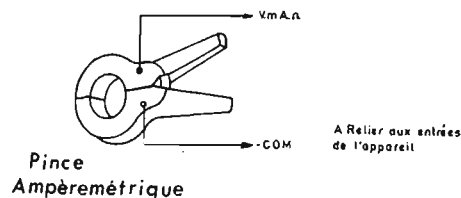
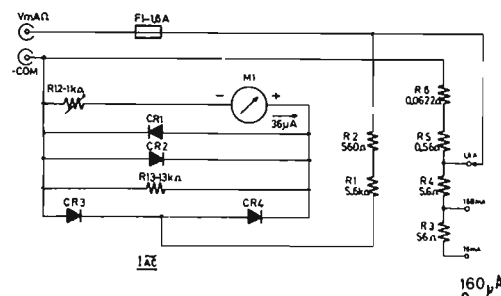


Fig. 6. - Schéma du contrôleur en courant alternatif.

TABLEAU B

TABLEAU DES CHUTES INTERNES

I courant continu

Calibre	la lecture sur l'échelle	en	Chute de tension pour l'intensité nominale
500 mA	× 10	mA	450 mV
50 mA	× 1	mA	330 mV
5 mA	: 10	50 noire	320 mV
0,5 mA	: 100	mA	300 mV
50 µA	× 1	µA	100 mV
Douille Calibre			
+ 5 A	500 mA : 10	50 noire A	730 mV

II Courant alternatif

calibre	la lecture sur l'échelle	en	Chute de tension pour l'intensité normale
16 mA	× 1	mA	0,95 V
160 mA	× 10	16 rouge	1,05
1,6 A	: 10	A	1,15 V
5 V	(160 µA) × 10	16 rouge	µA
			4,75 V

Les résistances peuvent se mettre en série, ou bien se substituer à chaque calibre. La solution Métrix exposée figure 8, déplace les bornes + V sur une suite de résistances, de telle sorte que la chaîne s'accroît d'une résistance à chaque calibre. La valeur de R_8 est un peu différente de celle calculée ci-dessus, car R_7 n'est pas comptée et « V » fait donc moins de 100 mV. Pour le calibre suivant (1,6 V) la résistance calculée est diminuée de R_8 , qui reste dans la suite et ainsi de suite, à chaque fois... Les calibres 500 V et 1 600 V ne sont pas commutés par le contacteur; afin d'éviter les étincelles dues aux ruptures de contact.

La résistance interne de chaque calibre s'obtient en multipliant la déviation totale de chaque calibre par la sensibilité 20 000 Ω/V . Une sonde THT peut encore être ajoutée au contrôleur, afin de développer les performances.

MESURE DES TENSIONS ALTERNATIVES

On prend, là encore, le milliampèremètre efficace le plus sensible, pour constituer le voltmètre en alternatif. On voit, figure 9, que toutes les résistances du shunt à double effet, sont en série avec les redresseurs CR 3 et CR 4. Le courant exigé s'élève à 158 μA et la résistance globale de l'instrument à 1 800 Ω (analyse du schéma).

Pour le premier calibre (5 V eff.), on ajoute les deux premières résistances de la chaîne de résistances du voltmètre continu; $R_{totale} = 32 k\Omega$. On constate que la sensibilité du voltmètre en alternatif, ne fait que 6 320 Ω/V . C'est en général suffisant, pour effectuer des mesures valables dans ce domaine peu exigeant.

MESURE DES RÉSISTANCES

Le principe de l'ohmmètre à piles est fort connu : on insère dans le circuit du galvanomètre, un jeu de piles de fem. suffisante pour amener la déviation totale sur le plus bas calibre, lorsqu'on court-circuite les bornes d'entrée (Fig. 10). Cette opération s'effectue avec le rhéostat de tarage joutant, à droite du boîtier, le contacteur de calibres. En substituant le court-circuit à une résistance inconnue R_x , le courant débité par les piles est évidemment moins grand puisque la résistance totale du circuit s'est accrue. On démontre aisément que :

$$R_x = E \frac{1}{I'_D} - \frac{1}{I_D}$$

Comme E et I_D sont connus, il est facile de calculer R_x . En fait, on gradue directement l'échelle des courants « en ohms ».

Pour obtenir plusieurs calibres, on prévoit autant de déviations totales « I_D » qu'il est nécessaire, ce qui s'obtient facilement, puisque le contrôleur universel comporte déjà plusieurs sensibilités de mesure de courant. On met à profit la chaîne de résistances du

shunt à double effet, pour modifier les calibres de l'ohmmètre (voir Fig. 11). On ajoute, en plus, un rhéostat $R_{10} = 22 k\Omega$, pour effectuer le tarage.

Avec ce dispositif, on peut mesurer des résistances de 5 Ω à 1 M Ω avec une précision compatible avec le type de contrôleur.

Ajoutons, pour conclure, que la classe de l'appareil est de 3 en continu et de 5 en alternatif. Cela signifie que l'erreur de mesure atteint 3 ou 5 % à pleine échelle,

2 fois plus à la moitié de la déviation, 4 fois plus au quart ... etc. ... On s'efforcera donc de travailler dans la seconde moitié de l'échelle, quelle que soit la nature de la mesure.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

Bibliographie :
Document METRIX-ITT

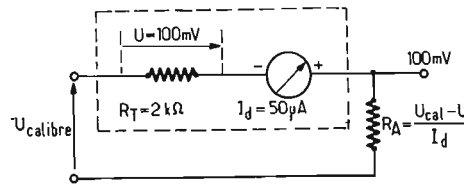


Fig. 7. - Schéma de base du voltmètre continu.

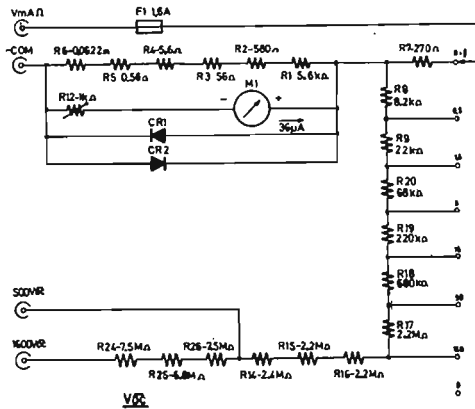


Fig. 8. - Schéma du contrôleur branché en voltmètre continu.

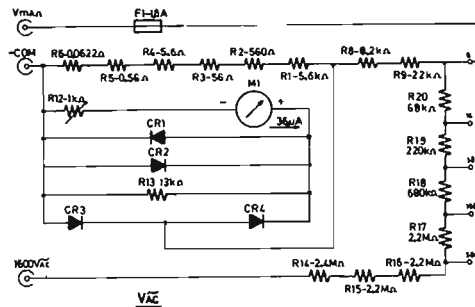


Fig. 9. - Modification du voltmètre pour mesure des tensions alternatives.

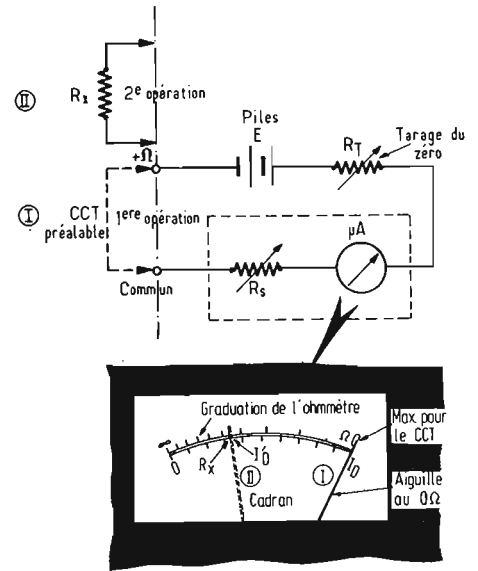


Fig. 10. - Schéma de base de l'ohmmètre à piles.

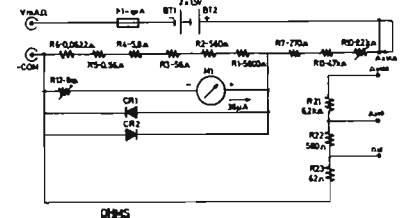


Fig. 11. - Schéma complet du circuit « ohmmètre ».

UN AMPLIFICATEUR DE FREQUENCE INTERMEDIAIRE AVEC REGLAGE ELECTRONIQUE DE VOLUME TBA 120 T/U

LES circuits intégrés TBA 120 T et U sont les nouveaux-nés d'une famille de circuits amplificateurs de fréquence intermédiaire et démodulateurs pour signaux en modulation de fréquence [1]. Le plus ancien est le TBA 120 [3, 4] dont une version sélectionnée (TBA 120 G) s'utilise dans les téléviseurs couleurs Secam pour démoduler les signaux de différence de couleur [2]. En 1971 est apparu le TBA 120 S qui est actuellement le plus

vendu sur le marché européen parce qu'il présente peu de difficultés d'implantation et demande un nombre réduit de composants extérieurs [5].

Les fonctions des TBA 120 T et U sont décrites à la figure 1 sous forme de schéma synoptique. Les signaux de FI entrant à la broche 14 sont conduits à travers un amplificateur limiteur à huit étages symétriques au démodulateur à coïncidence (X). Ce dernier reçoit une seconde fois ces

signaux, mais déphasés par le circuit résonnant aux broches 7 et 9, et effectue une multiplication. Le produit est amplifié et disponible à la broche 12 ou atténué par le réglage de volume (broche 5) et rendu à la broche 8. Un autre signal BF quelconque peut être donné à la broche 3, bénéficier du réglage de volume électronique de 100 dB et ressortir en 8. Comme la partie amplificateur-limiteur-FI n'est alors pas utilisée, il suffit de relier la broche 13 avec la masse

pour la mettre hors de fonctionnement et éviter ainsi des interférences.

Les résonateurs céramiques sont de plus en plus utilisés en sélection FI parce qu'ils offrent une bonne sélection pour un prix compétitif. Le démodulateur multiplicatif nécessite un circuit déphaseur qui depuis peu existe aussi sous forme de résonateur céramique. Le TBA 120 T se prête tout spécialement à l'utilisation de tels filtres et permet de réaliser une

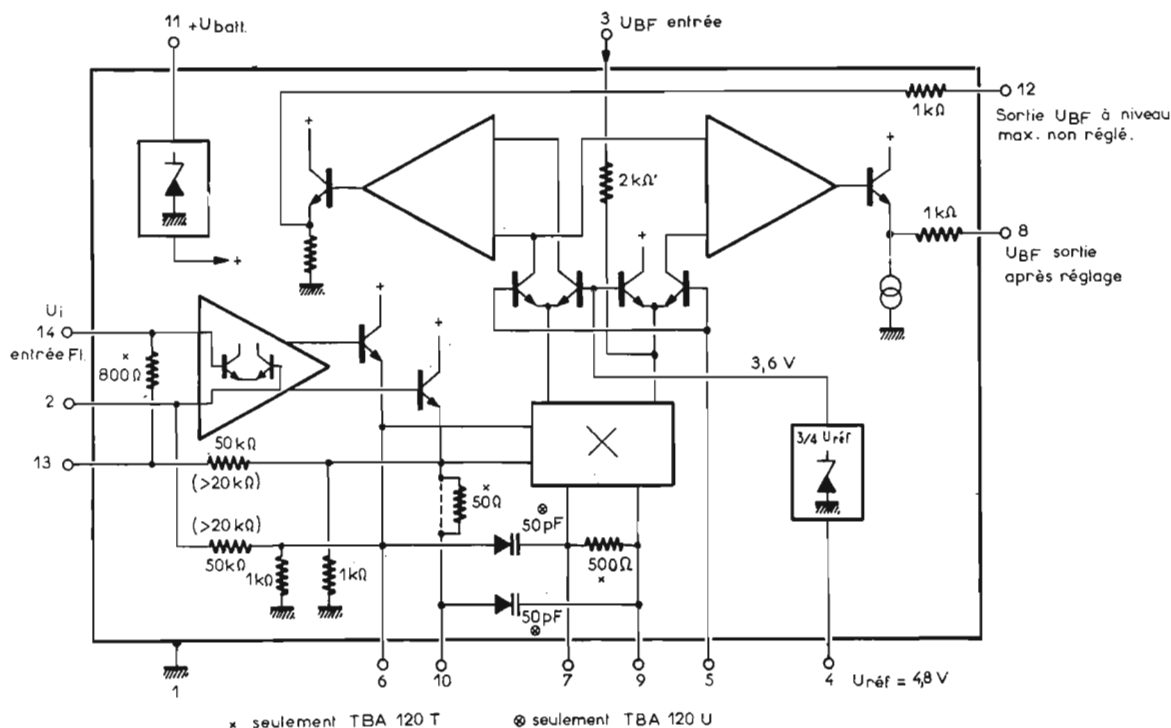


Fig. 1.

x seulement TBA 120 T

⊗ seulement TBA 120 U

platine FI-son et démodulation ne nécessitant aucun alignement, avec un nombre minimal de composants extérieurs. Pour le TBA 120 U on a le choix entre le filtre L-C ou céramique à l'entrée, mais le circuit déphaseur du démodulateur doit être du type L-C (figure 2). Les condensateurs de couplage de 50 pF (broche 6 - 7 et 10 - 9) sont intégrés dans la version U.

Sur les autres points les circuits TBA 120 T et U sont identiques. Ils sont pourvus d'une sortie BF supplémentaire à niveau constant (broche 12), utilisable pour un écouteur ou pour la sortie magnétoscope du téléviseur (le niveau de son à l'enregistrement doit être indépendant du niveau d'écoute). En outre une entrée BF supplémentaire avant le réglage de volume (broche 3) offre deux applications :

1) dans un téléviseur multi-norme le son issu d'une modulation d'amplitude peut être conduit à cette broche et bénéficier du même étage de réglage de volume que le son FM démodulé par le TBA 120 T ou U. Un seul potentiomètre placé sur la face avant du téléviseur et relié par un fil non blindé au circuit intégré assure ainsi le réglage du volume sonore, que le son soit modulé en amplitude ou en fréquence.

2) à cette broche d'entrée BF sera aussi conduit le son en provenance du magnétoscope (reproduction) pour bénéficier du réglage de volume intégré. Les TBA 120 T et U ont un domaine de fonctionnement de 10 à 18 V. L'alimentation stabilisée intégrée apporte les améliorations suivantes :

a) une insensibilité accrue aux ronflements résiduels de l'alimentation et autres parasites superposés à la tension d'alimentation, d'où une simplification du filtrage. Un ronflement éventuel est atténué de 35 dB entre les broches 11 et 8, et de 30 dB entre 11 et 12.

b) une réduction de la variation du courant total en fonction de la tension d'alimentation (16 % pour U_{Batt} passant de 8 V à 18 V) (Fig. 3).

c) une stabilisation des niveaux de sortie BF (Fig. 4) entre 10 et 18 V de tension de service à un niveau correspondant à ce que livrait le TBA 120 S sous 15 V (Fig. 5).

Un dispositif atténuant les résidus de FI à la sortie BF est incorporé au circuit. Il supprime défini-

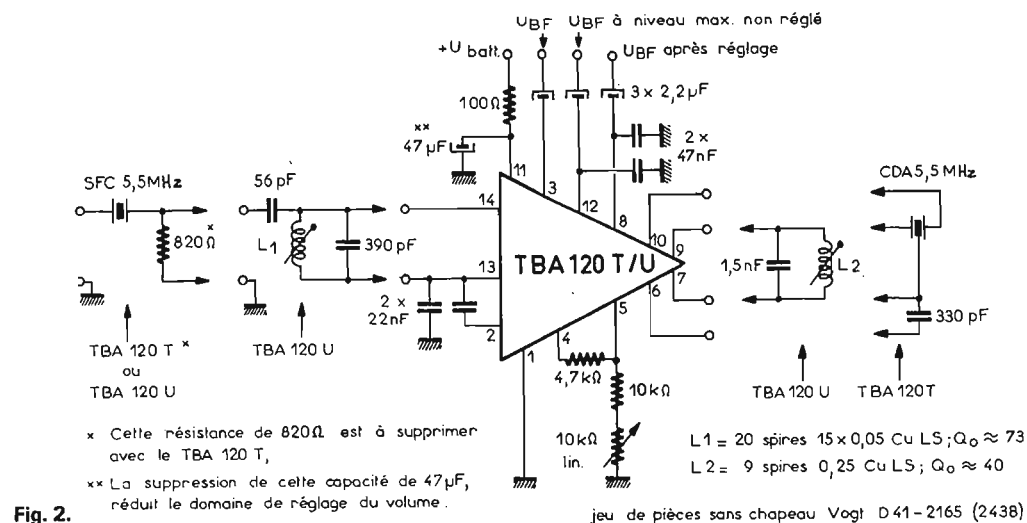


Fig. 2.

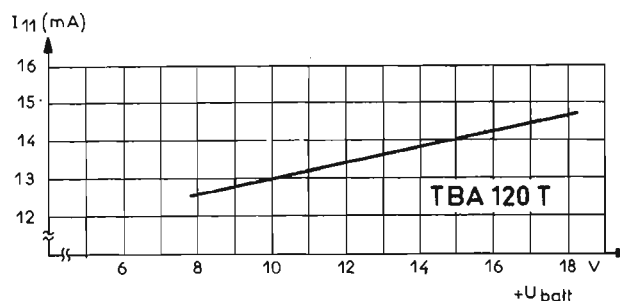


Fig. 3.

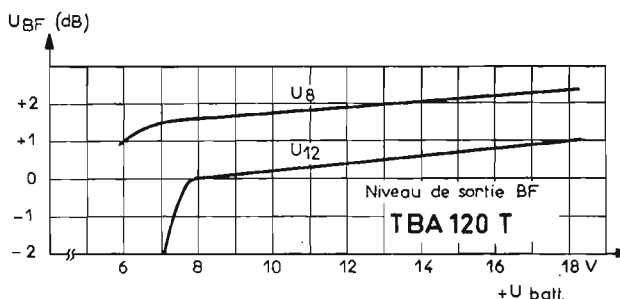


Fig. 4.

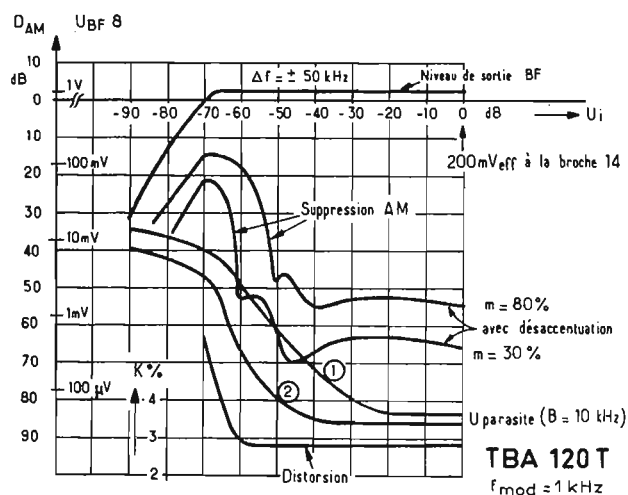


Fig. 5.

- ① Souffle pour une porteuse 5,5 MHz non modulée (sans désaccentuation)
- ② idem avec désaccentuation (bande passante du millivoltmètre : $B = 10$ kHz)

TABLEAU I

Domaine de fonctionnement	U_{Batt}	10 à 18	V
Consommation de courant ($U_{Batt} = 12 V$)	I_{Batt}	13,5	mA
Fréquence de fonctionnement	f	0 à 12	MHz
Tension de référence	U_4	4,8	V
Amplification BF entre 3 et 8	$U_{8/U3}$	17	dB
Restes FI sans désaccentuation	U_{J2}	30	mV
Restes FI sans désaccentuation	U_8	20	mV
Début de limitation*	U_{iBegr}	40	μV
Sortie BF ($\Delta f = \pm kHz$; en limitation)*	U_{NF}	1	V
Distorsion BF ($\Delta f = \pm 50 kHz$; en limitation)*	k	2,8	%
Réjection AM ($\Delta f = \pm 50 kHz$; $m = 30\%$; $U_i = 100 mV$)*	a_{AM}	65	dB
Réjection AM ($\Delta f = \pm 50 kHz$; $m = 30\%$; $U_i = 1 mV$)*	a_{AM}	65	dB
Réjection AM ($\Delta f = \pm 50 kHz$; $m = 30\%$; $U_i = 200 \mu V$)*	a_{AM}	50	dB

* $U_B = 12 V$; U_i mesurée à la broche 14

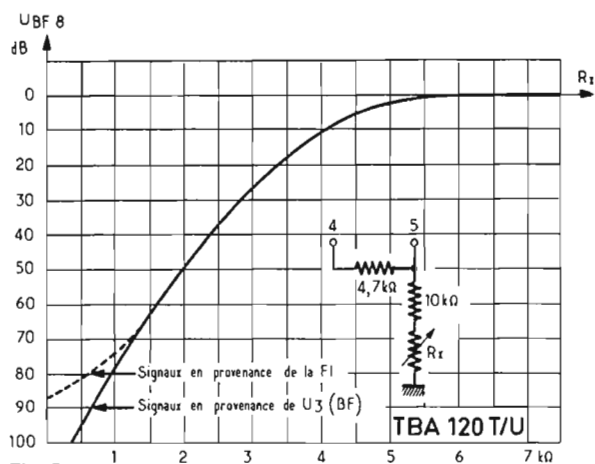


Fig. 6.

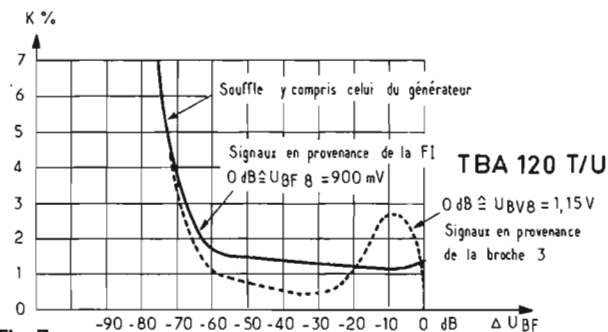


Fig. 7.

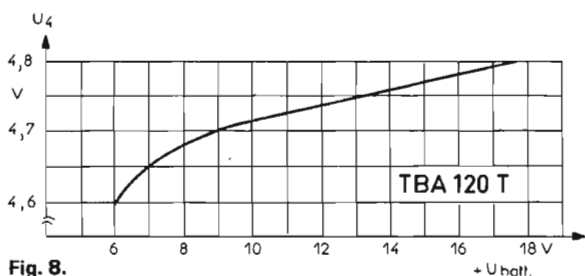


Fig. 8.

tivement les derangements sur l'image dûs à des harmoniques de la porteuse son.

La caractéristique de réglage du volume (portant sur 100 dB) est si constante d'un échantillon à l'autre qu'il n'est plus nécessaire de grouper ces circuits en différentes classes comme pour le TBA 120 S (Fig. 6). D'autre part, ce réglage, n'affecte en rien la suppression AM ou la distorsion BF parce qu'il s'effectue après la démodulation (Fig. 7).

A la broche 4, on dispose d'une source de tension stabilisée de 4,8 V pouvant délivrer jusqu'à 5 mA (Fig. 8).

Les TBA 120 T et U sont livrés en boîtier plastique à 14 broches. A quelques modifications de détails près ils sont compatibles avec les TBA 120 et les TBA 120 S.

Le tableau I donne les caractéristiques principales du circuit.

J.-M. ZULAUF

BIBLIOGRAPHIE

(1) SIEMENS Halbleiter-Schaltbeispiele 1972/73, FM-ZF-Verstärker mit TBA 120 S oder SO 41 P, pp. 173-177

(2) König W.: Nachrüstbarer Pal/Secam adapter für CCIR-Norm. Funkschau 1973, N° 19, pp. 722-726

(3) Schatter E.: TBA 120: un nouveau monolithe FI télévision-son. Composants électroniques 6 (1971), N° 3, pp. 80-83.

(4) Pfeifer F.: Circuit de réglage automatique de fréquence VHF pour amplificateur comprenant le monolithe TBA 120. Composants électroniques 6 (1971) N° 3, pp. 78-79

(5) Schatter E.: TBA 120 S - ein integrierter Fernseh-ZF-Verstärker Funkschau 1973, N° 9, pp. 306-308

SONOSS

3, rue des Genêts
59000 LILLE



vous propose

**LA CHAINE
D'OR**
haute fidélité

où chaque maillon est
une marque prestigieuse

**EXCEL SOUND • LAFAYETTE
JENSEN • GARRARD • FRANK**

panne d'alimentation sur châssis TÉVÉA

Les manifestations. — L'écran demeure sombre. Un contrôle sommaire, à l'aide d'un tournevis isolé, des impulsions présentes sur l'anode du tube de sortie lignes, la cathode du tube récupérateur, l'anode du tube redresseur T H T , montre que l'on peut en tirer des étincelles. On ne trouve rien, cependant, sur l'anode du tube ballast T.H.T.

Les contrôles - La cause. — En remplaçant le tube redresseur GY501, nous obtenons un peu de lumière, mais l'amplitude horizontale est très déficitaire, l'amplitude verticale est au contraire excessive, et l'image floue témoigne d'un défaut de concentration.

En mesurant la tension de grille V_{g1} du tube PL509, nous trouvons quelques volts au lieu de -210 V, chiffre porté sur la documentation.

Sur la cathode du même tube, au lieu de -125 V, nous trouvons $+30$ V. C'est donc sur le circuit de cathode que doivent porter nos investigations.

La tension de cathode provient du connecteur CO_3 , et la connexion correspondante est située sur le bloc d'alimentation. Comme on le voit sur le schéma simplifié de la figure 1, la tension de -125 V provient de la prise 3 du transformateur d'alimentation. Après la résistance « tampon » R_{80} et la CTN81, la tension alternative est redressée par la diode D_{82} et filtrée par C_{83} . La tension

continue est encore découplée par rapport au $+195$ V (H T E) par deux autres condensateurs, dont un électrochimique C_{84} .

Tous les composants précités doivent donc être vérifiés, sans oublier C_{82} placé à la sortie de la CTN81. Mais une simple mesure avant et après cette thermistance montre que la tension alternative est absente au point A.

La thermistance affecte la forme d'un disque, et en tirant sur ses connexions, l'une d'elles se sépare facilement. C'est donc bien ce composant qui s'est coupé. Son remplacement rétablit le fonctionnement parfait du téléviseur.

Commentaires sur ce circuit. — On peut se demander la raison d'être de cette tension négative

(H T D) appliquée à la cathode du tube de puissance lignes. En fait le constructeur, n'utilisant comme sources de tensions alternatives d'alimentation que les prises du transformateur (qui est en réalité un autotransformateur), ne pouvait obtenir la H T continue de $+320$ V nécessaire au fonctionnement du PL509. La tension continue maximale fournie ne peut en effet dépasser $+250$ V. Tandis qu'en appliquant $+195$ V (H T E) à l'écran du PL509 et à l'anode du PY500, et -125 V (H T D) à la cathode du PL509, il obtient bien $+320$ V pour l'alimentation de ce tube.

Ajoutons que cette panne est relativement fréquente sur ce modèle, et que la connaissance

de cette particularité de construction permet d'éviter de longues et vaines recherches dans la base de temps lignes.

PANNE D'ALIMENTATION SUR CHASSIS 6.01 DE TEVEA

Ce châssis est antérieur au 5212, et comporte encore une majorité de tubes.

Les contrôles. — Le téléviseur ne fonctionne pas. Les tubes sont chauffés. Une première mesure (Fig. 2) montre que la tension en A_1 est supérieure à $+300$ V au départ, puis tombe progressivement à $+60$ V. Le condensateur quadruple, en un seul boîtier réunissant C_{42} , C_{43} , C_{44} et C_{45} , porte des traces de

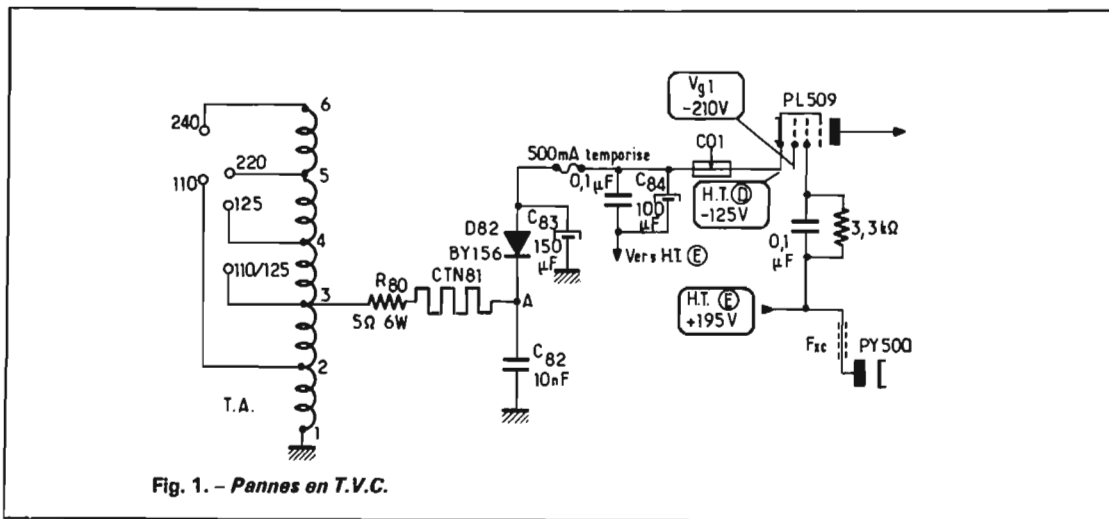


Fig. 1. — Pannes en T.V.C.

coulure d'électrolyte. Il émane d'ailleurs d'un fabricant qui, depuis plus de dix ans, connaît une fortune variable dans la fiabilité de ses composants...

Nous remplaçons donc d'abord ce condensateur quadruple. Après quoi, une fois les tubes chauds, la tension en A₁ est de +90 V, ce qui est encore loin de la normale.

Aucun des circuits alimentés par HT A, HT B, HT D, HT E, ne présente de résistance anormalement faible.

La cause. — Les diodes TV8 sont vérifiées, ainsi que les tensions alternatives en B et C. Nous revenons alors à des mesures de résistances. Nous trouvons environ 20 Ω entre B et C, ce qui est tout à fait plausible. Mais entre la masse (point milieu) et chacun des points B et C, il y a 500 Ω, ce qui est au contraire surprenant. En examinant le câblage sur le transformateur d'alimentation, nous remarquons un long et mince bâtonnet monté entre les deux flasques de la bobine, et qui relie le point D

à la masse (Fig. 3). A noter que ce composant Th, qui est évidemment une thermistance, ne figure pas sur la documentation. En le déposant, nous constatons que du côté D, le bâtonnet se casse net. De plus, sur les trois quarts de sa longueur, en partant de D, il présente la consistance et la malléabilité d'un gros fil de cuivre, alors que le matériau constitutif de ces éléments non linéaires est normalement très rigide.

Explication. — Donc, cette thermistance, devant présenter un coefficient négatif de température, afin de limiter le courant de charge des condensateurs au démarrage, avait vu, sous l'influence de l'échauffement, ses caractéristiques complètement modifiées. Comme la tension en A₁ s'effondrait lorsque le débit H.T. augmentait, elle avait certainement acquis un coefficient positif de température.

Nous l'avons remplacée par une thermistance en forme de disque, et le fonctionnement du téléviseur est redevenu normal.

Insistons encore sur le fait que la recherche un peu longue de la cause de la panne a été due surtout à l'absence de mention de la thermistance Th sur la documentation. D'autre part, sur ce châssis, il faut retirer la platine de gauche pour pouvoir examiner l'alimentation, et cette opération n'est pas des plus faciles.

IMAGE ANORMALE EN VHF

Les manifestations et observations. — Cette panne a été observée sur le châssis 5212 de Tevea. Comme nous l'avons fait pour l'article paru dans le numéro 1412 de Radio-Pratique, nous renvoyons nos lecteurs, en ce qui concerne le schéma général, à la documentation du constructeur.

En cours de réception, l'image devient bleue en VHF. La propriétaire de l'appareil prétend avoir entendu à ce moment un « léger craquement ».

En UHF couleur, l'image est normale. Si nous supprimons la couleur à l'aide du bouton *ad hoc*, cette image ne présente aucune dominante de couleur.

Les contrôles et mesures. — Nous constatons d'abord que, pour retrouver une image sans dominante en VHF (819 lignes), il faut réduire, par le potentiomètre correspondant, la tension de l'anode accélératrice bleue (ou G₂ bleue). Mais il est évident que ce n'est pas un remède à la panne, puisqu'en UHF (625 lignes) nous aurons obligatoirement une dominante bleue.

En mesurant la tension VwB sur le wehnelt bleu, nous trouvons que VwB passe de +60 V à +30 V lorsque nous commutons de VHF en UHF, alors que les tensions des deux autres wehnelts ne varient pas, demeurant constantes à +120 V environ. Il y a donc une anomalie dans le circuit du canon « bleu ».

Nous consultons par téléphone un technicien de l'agence régionale. Il dit n'avoir jamais eu affaire à ce défaut, mais néan-

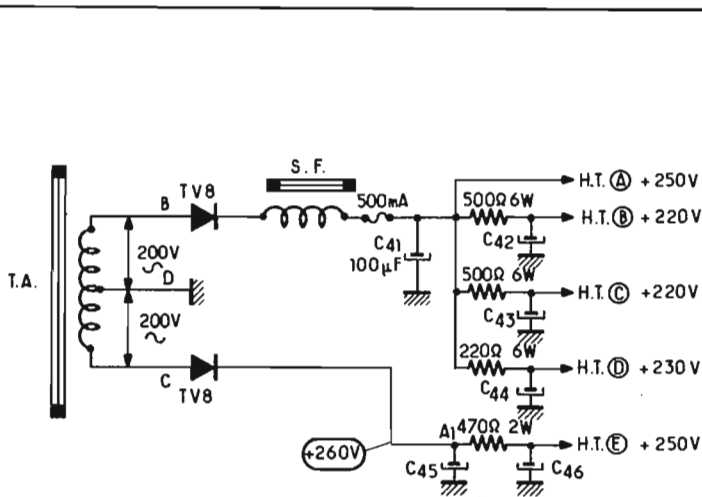


Fig. 2. - Pannes en T.V.C.

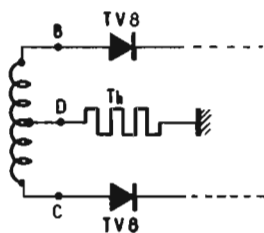


Fig. 3. - Pannes en T.Y.C.

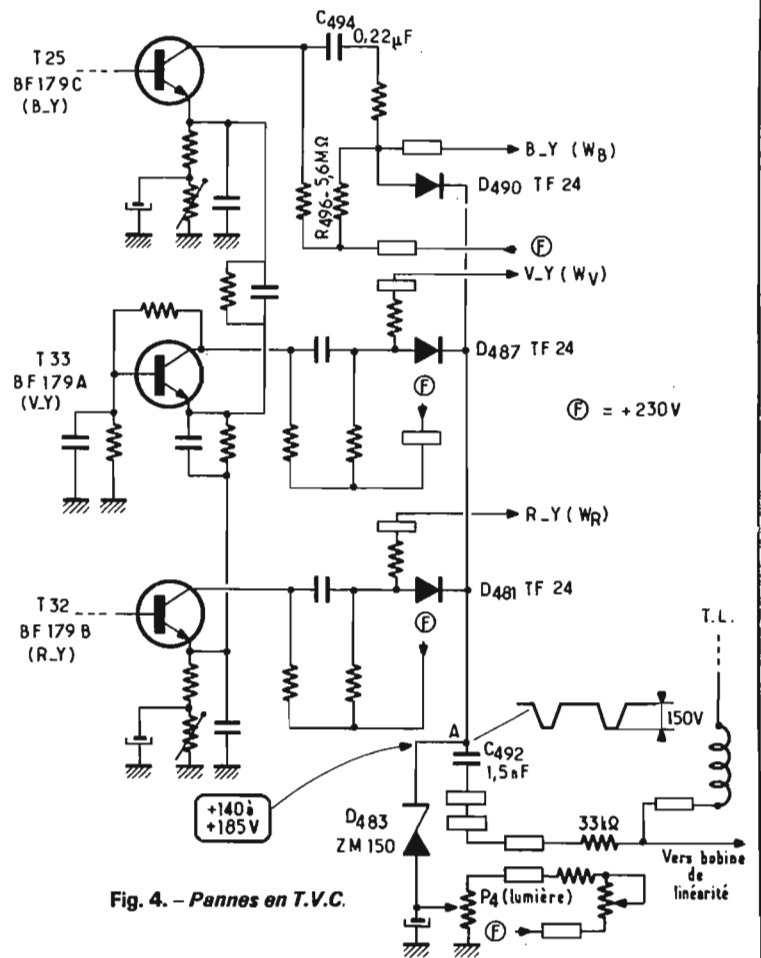


Fig. 4. - Pannes en T.V.C.

moins il nous conseille de vérifier les diodes de « clamp » lumière, soit D_{490} , D_{487} et D_{481} (Fig. 4).

Ces diodes étant commandées à partir du point A, nous mesurons la tension en ce point, et nous la trouvons normale, dans les limites indiquées sur la figure (elle varie en fonction de la position du curseur de P_4 , qui règle la lumière).

Par ailleurs, comme il arrive en A des impulsions en provenance de la base de temps lignes, il est justifié d'essayer de débrancher le condensateur C_{492} (il y a une cosse A.M.P. sur la platine de chrominance). Quand nous le faisons, l'image redevient normale en VHF. Mesurant C_{492} , nous ne lui découvrons aucune fuite. Mais il se pourrait aussi, puisqu'il s'agit de la voie « bleue », que le condensateur C_{494} , transmettant les informations de chrominance du collecteur de T_{25} au wehnelt correspondant, présente une fuite. Débranché et mesuré (pas de tension à la sortie avec un contrôleur de $20\text{ k}\Omega/\text{V}$), C_{494} se révèle en bon état.

Nous avons voulu faire ces différents contrôles avant de mesurer les diodes de « clamp », du fait que nous n'avons pas vraiment acquis de certitude à leur sujet. Mais nous dessoudons maintenant D_{490} et nous la mesurons à l'ohmmètre : elle conduit normalement dans un sens et non dans l'autre. De même, le contrôle de R_{496} prouve que ce composant est en bon état.

Comme nous opérons à domicile, nous essayons en D_{490} une diode OA_{90} , utilisée habituellement comme détecteur vidéo. Alors, le défaut se modifie : l'image est intensément bleue et en VHF et en UHF, et il n'y a plus aucune tension sur les wehnelts « vert » et « rouge » !

La cause. — Il ne nous reste plus qu'à remplacer les diodes de « clamp » par des TF24 d'origine. N'ayant trouvé dans aucun manuel un semi-conducteur similaire, force nous est de demander ces composants au constructeur.

Et, le remplacement effectué (des trois diodes par précaution), le fonctionnement normal du téléviseur est rétabli. Mais notre honneur de technicien TVC n'est pas sauf, car il nous reste à comprendre les causes du phénomène, et l'on sait que tout technicien qui « ne cherche pas à comprendre » n'avance pas dans ses connaissances. On a même

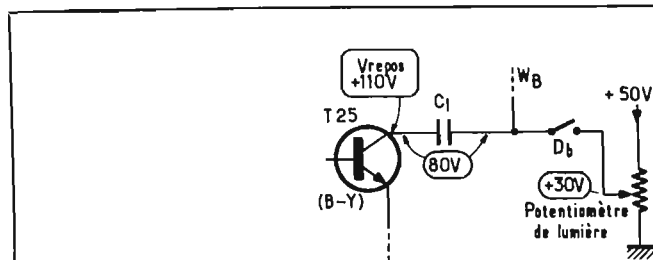


Fig. 5. — Pannes en T.V.C.

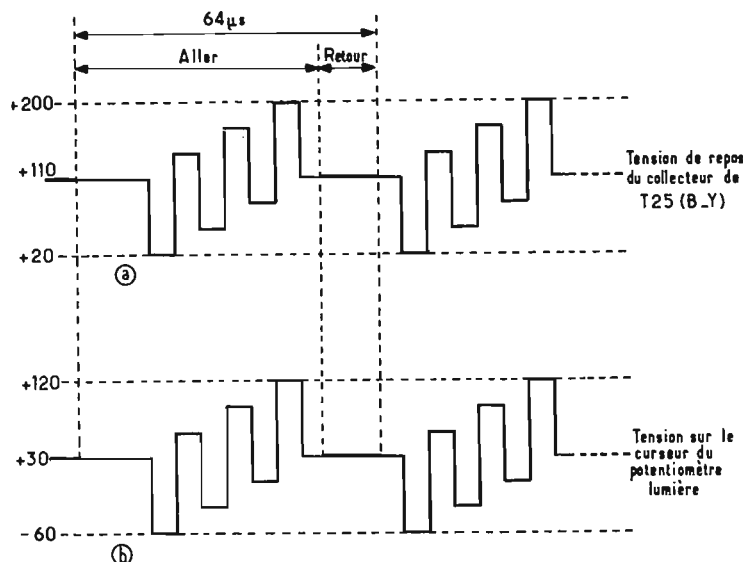


Fig. 6. a et b.

dit : « Qui n'avance pas recule »... Penchons-nous donc sur les principes du fonctionnement des circuits intéressés.

Rôle et fonctionnement des circuits de clamp lumière. — Les vocables anglais de « clamp » et de « clamping » auraient certainement pu trouver des équivalents français. En fait, le verbe « to clamp » signifie aussi bien « brider » que « serrer » ou « fixer ». Acceptons qu'ils ne parlent guère à l'entendement de l'électronicien, avouons-le.

En télévision couleur, « clamer » signifie : aligner une tension continue sur un potentiel déterminé, mais seulement pendant une fraction du cycle d'un phénomène récurrent.

Ici, les signaux de chrominance sont transmis aux wehnelts du cathoscope à travers une capacité, car ceux-ci doivent recevoir à la fois une composante alternative (ou mieux : variable), et une composante continue.

D'autre part, il est nécessaire

d'agir sur les tensions continues des wehnelts pour pouvoir régler la lumière.

Enfin, il faut encore pouvoir fixer indépendamment le point de repos (polarisation) des transistors de sortie chrominance.

C'est pourquoi, au lieu de relier directement, et en permanence, les wehnelts à une tension continue réglable issue du curseur du potentiomètre de lumière, on ne le fait qu'au moment où les signaux de chrominance sont nuls, c'est-à-dire pendant le temps (très court) du retour de ligne.

Sur la figure 5, nous considérons les tensions du collecteur de T_{25} et celles du wehnelt « bleu » W_3 . La tension de repos du premier est réglée à +110 V, et les signaux provenant d'une mire de barres font varier cette tension entre +20 V et +200 V, par exemple (Fig. 6 a). Pendant ce temps, supposons que la tension de repos de W_3 soit de +30 V. L'interrupteur D_b de la figure 5 est fermé seulement pendant le

retour de ligne. Il y a donc 80 V aux bornes du condensateur C_1 de liaison au wehnelt.

L'interrupteur D_b demeure ouvert pendant l'aller de ligne. C_1 garde sa charge, et transmet le signal de chrominance au wehnelt, mais les alternances positives et négatives, tout en conservant les mêmes amplitudes, se répartissent autour d'un axe décalé de -80 V (110-30, Fig. 6 b).

En réalité, les interrupteurs tels que D_b sont constitués par les diodes TF24, et la commande de leur conduction est procurée par des impulsions négatives prélevées sur un enroulement du transformateur de sortie ligne TL (Fig. 4). La tension de Zener de la diode ZM150 est choisie de manière que la diode conduise dans le sens direct (comme une diode normale) pendant le retour de ligne (à ce moment, les TF24 conduisent aussi et les wehnelts sont donc « alignés » sur la tension du curseur

du potentiomètre de lumière). Au contraire, la ZM150 est polarisée dans le sens inverse pendant le reste du cycle de balayage (à ce moment, les diodes de clamp TF24 ont leurs cathodes portées à un potentiel très supérieur à celui de leurs anodes, et par conséquent se trouvent bloquées).

La résistance de $5,6 \text{ M}\Omega$, reliée au + HT F, sert à décharger légèrement, pendant l'aller de ligne, le condensateur C_1 (Fig. 5), afin de permettre la conduction de la diode de clamp pendant le retour suivant.

Sur le châssis 5212A, une partie du circuit a été modifiée (Fig. 7). On a d'abord ajouté un potentiomètre supplémentaire de « zéro lumière ». Ensuite, la diode ZM150 a été remplacée par une quatrième FT24, D_1 , qui présente également l'effet Zener pendant les allers de lignes, portant les cathodes des diodes de clamp à un potentiel de + 145 V, ce qui bloque ces diodes. La différence réside dans le fait que, dans le premier montage, l'amplitude des impulsions était supérieure à la tension de Zener de la diode ZM150, alors que, dans le deuxième montage, cette ampli-

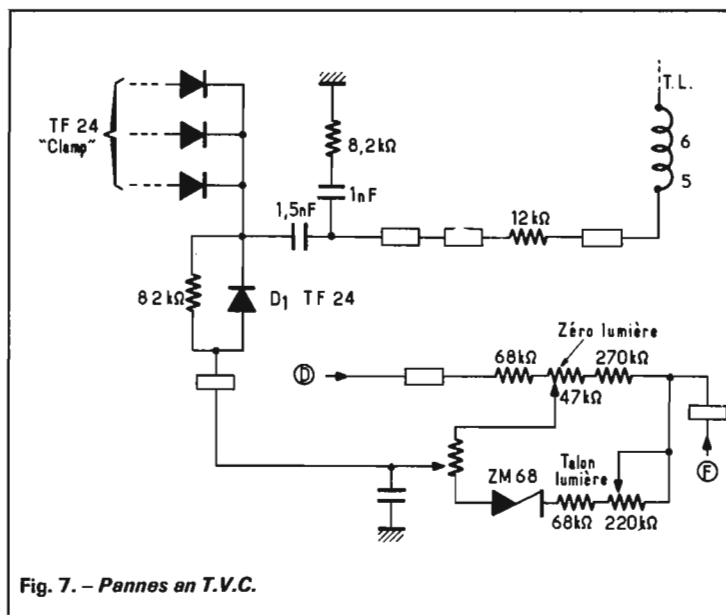


Fig. 7. - Panne au T.V.C.

tude est inférieure à la tension de Zener de la diode D_1 .

COMMENTAIRES SUR CETTE PANNE

D'après ce que nous savons maintenant, il est facile de conce-

voir que la défaillance d'une ou de plusieurs diodes de clamp a pour conséquence de déséquilibrer les tensions d'un ou de plusieurs wehnelts du cathoscope. Les effets visibles sont alors, soit l'impossibilité de matricer le cathoscope (échelle des gris), soit l'action inégale du potentiomètre

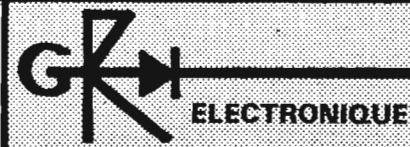
de lumière sur les trois canons (en NB), soit encore une faible action du réglage de lumière en couleur, cette action étant normalement étendue en NB.

D'autre part, nous savons aussi que les diodes de clamp lumière sont soumises à des tensions inverses élevées. Ce fait explique pourquoi une telle diode peut paraître « bonne » lorsqu'on la mesure sous la faible tension de la pile d'un ohmmètre, alors qu'elle est défectueuse (claquage non destructif) en régime d'impulsions de forte amplitude. Il en est de même lorsqu'on tente d'utiliser un diode-transistor-mètre, cet appareil délivrant une faible tension de mesure. On s'explique aussi qu'une diode détectrice ne possède pas une tension inverse assez élevée pour remplir le rôle de diode de clamp.

P. BROSSARD.

A VOIR SUR PLACE

chez



AVANT TRANSFORMATION DES LOCAUX

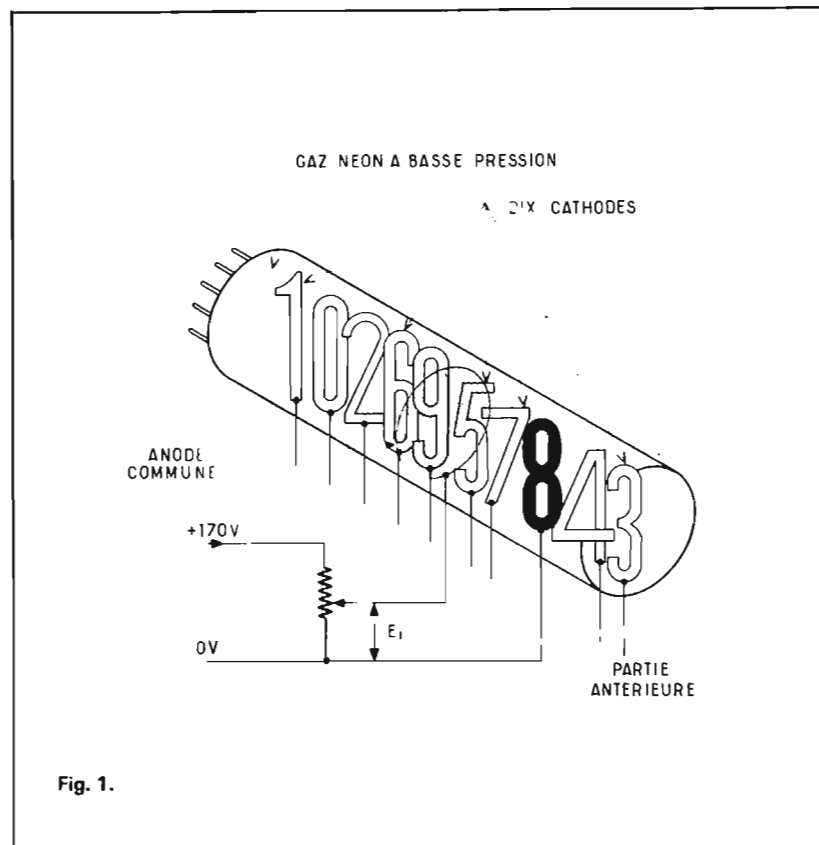
STOCK : Matériel Hi-Fi - Consoles - Radiotéléphones - VHF - FM - Bras de lecture - Micros - Casques - Tos-mètres - Wattmètres - Alimentations stabilisées - Kits - Pièces détachées, etc..., etc.

A DES PRIX INCROYABLES

Samedi 20 - Dimanche 21 - Lundi 22 avril
de 9 heures à 20 heures sans interruption
au magasin 17, rue Pierre-Sémard - 75009 PARIS

METRO : ANVERS-CADET-POISSONNIERE

Le fonctionnement des TUBES NIXIE



LES systèmes d'évaluation de grandeurs électriques exprimées directement en valeurs numériques ont acquis une nette supériorité sur les systèmes de type analogique. Aussi est-il indispensable de préciser la théorie du fonctionnement de ces dispositifs désormais disponibles en plusieurs versions. L'exposé ci-dessous, adapté de Radio-Electronics, précise, de façon

détaillée le fonctionnement des tubes Nixie.

Les tubes Nixie sont très largement utilisés sur les instruments à indication numérique. Il faut cependant préciser qu'il existe de nombreux autres types de tubes à indication digitale, mais les tubes Nixie ou équivalents sont les plus nombreux. En outre, indépendamment de

leurs caractéristiques et de leurs qualités, il s'agit de systèmes de représentation numérique d'un coût peu élevé.

La fonction principale de tout tube indicateur numérique direct consiste à reproduire des nombres, des lettres ou autres symboles. Les nombres, toutefois, sont beaucoup plus significatifs que les lettres, dans la plupart des

applications, et c'est la raison pour laquelle beaucoup d'appareils électroniques qui en font usage sont précisément utilisés pour obtenir des indications numériques directes avec l'adjonction de quelques symboles. Les tubes Nixie ont été spécialement créés pour reproduire des chiffres.

L'aspect fondamental d'un tel dispositif est celui d'un tube à

gaz, à cathode froide, pourvu d'une anode et dix cathodes, comme le représente, sous une forme schématique, la figure 1. Avant d'aller plus avant, il est bon de préciser qu'il existe des variantes du type fondamental, comme par exemple, quelques modèles qui comprennent la représentation des symboles « + » et « - ».

Chaque cathode est munie d'une surface active qui lui permet d'émettre rapidement des électrons. Il suffit ainsi de relier une source de tension à l'anode commune, et le pôle de polarité opposée à l'une quelconque des cathodes, en laissant le circuit des autres cathodes ouvert, et d'augmenter progressivement la valeur de la tension appliquée. Pour une valeur relativement basse, la cathode commence à émettre des électrons qui provoquent l'apparition d'une légère luminescence au voisinage d'une petite partie de sa surface. En continuant à augmenter la valeur de la tension appliquée, on constate que cette luminescence s'étend sur toute la surface de la cathode, et comme conséquence, la visualisation d'un chiffre compris entre 0 et 9, suivant la cathode à laquelle la tension est appliquée. La luminosité est telle qu'elle permet la visibilité à une distance de plusieurs mètres.

Lorsque ce résultat est obtenu, si la tension continue à s'élever, le phénomène de luminescence se propage le long de la connexion à partir de la surface active de la cathode jusqu'au pied du culot. Dans ces conditions, il est évident que la tension appliquée aux électrodes est excessive. Il est donc nécessaire de la diminuer jusqu'à ce que, seule, la cathode soit luminescente. A cet instant, la valeur de la tension doit être considérée comme la valeur à appliquer pour le type de tube considéré.

Les conditions normales de fonctionnement des tubes Nixie sont représentées sur le graphique A de la figure 2. Celui-ci tient compte de toutes les variables, parmi lesquelles la distance entre les éléments, l'efficacité de la cathode, la pression du gaz, etc. qui provoquent de légères différences de qualité entre les différents exemplaires d'un même type, et entre les cathodes d'un même tube.

L'intensité minimale nécessaire pour provoquer l'allumage complet d'une cathode, dans un tube Nixie, type B5991 (l'un

des plus répandus), s'élève à 1,5 mA. Par contre, l'intensité maximale pour obtenir le même effet, sans que la luminosité se propage au-delà de la région intéressée s'élève à 3 mA.

Quand une cathode absorbe un courant de 1,5 mA, la tension appliquée entre les deux électrodes désignée par E_1 sur la figure 1, dépend soit du type de tube, soit de la cathode à laquelle cette valeur se réfère, et peut varier entre une valeur minimale de 135 V et une valeur maximale de 159 V.

Quand, au contraire, une cathode est traversée par un courant de 3 mA, la valeur de E_1 dépend encore du type de tube et de la structure de la cathode à laquelle la tension est appliquée, et peut varier entre 144 et 168 V.

En faisant abstraction des notions précédentes, il existe deux autres caractéristiques qui méritent d'être prises en considération. Si le dispositif fonctionne avec une tension légèrement supérieure à la tension nécessaire il n'y aura pas de risque de destruction, mais on notera une excessive propagation de la luminescence. Par contre, si le dispositif fonctionne avec une tension légèrement inférieure à la normale, il sera facile de vérifier que l'illumination de la cathode est seulement partielle, et ainsi, la forme du symbole est incomplète. Les deux phénomènes sont à éviter, bien qu'ils ne soient pas dangereux pour le tube.

Il ressort des considérations précédentes que l'on doit toujours fixer le fonctionnement avec un courant moyen de 2,25 mA et une tension de 155 V environ.

Le graphique B de la figure 2 représente la relation entre la tension E_1 , exprimée en V, appliquée entre les deux électrodes, et le courant cathodique I_K exprimé en mA. Les droites inclinées, qui illustrent les variations de la fonction, s'appliquent aux limites supérieure et inférieure de E_T , avec quelques valeurs intermédiaires identifiées par les droites X et Y.

Sur ce second graphique, on peut constater que les courbes de fonctionnement sont en réalité des droites, et que la chute de tension qui se manifeste aux bornes de chaque élément du tube augmente avec la valeur de l'intensité du courant cathodique. Tout tube, identifié par exemple par la droite X, ou par la droite Y, présentera donc une courbe parallèle aux limites

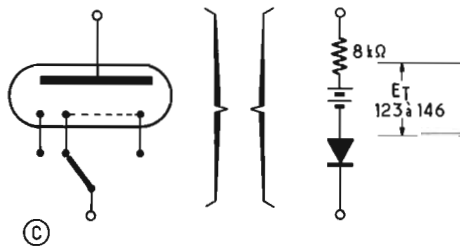
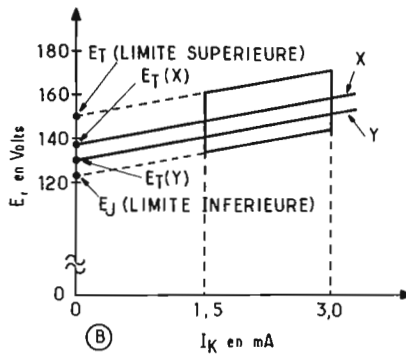
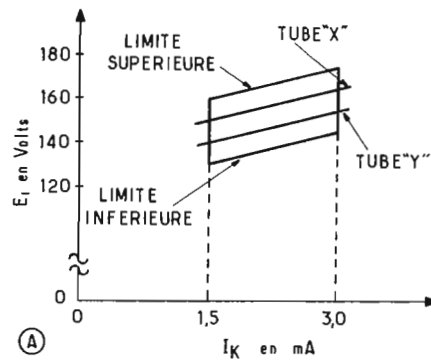


Fig. 2. - a, b, c.

supérieure et inférieure, comme on le voit en A. En B, au contraire, si on étend la courbe de fonctionnement vers la gauche, jusqu'à ce que le courant cathodique soit réduit à zéro, on atteint un point d'intersection avec l'axe de la tension correspondant à environ 123 V pour la limite inférieure, et environ 146 V, pour la limite supérieure.

La production des tubes varie précisément entre ces limites. En conséquence, la tension appliquée peut varier entre 123 et 146 V, afin que le courant qui circule à travers les deux électrodes polarisées atteigne une valeur suffisante.

Le fait que la courbe de fonctionnement relative à un type de tube déterminé soit constituée par une ligne droite permet d'établir que le dispositif se comporte comme une résistance. Cette analogie est représentée schématiquement sur le circuit équivalent de la section C de la figure 2 ; sur celle-ci, on distingue, à gauche, la représentation schématique du tube Nixie, avec seulement trois cathodes sur dix, et l'adjonction d'un symbolique commutateur, à travers lequel la tension est appliquée à une seule de celle-ci ; à droite, le circuit équivalent, constitué par une résistance de 8 kΩ, en série avec une source de tension continue, et une diode, qui autorise le passage du courant dans un seul sens.

Les caractéristiques intrinsèques du circuit équivalent ne sont pas seulement valables que pour une utilisation normale du tube, c'est-à-dire avec un courant cathodique compris entre 1,5 et 3 mA. Quand le tube fonctionne avec un courant cathodique inférieur à 1,5 mA, la résistance équivalente commence à augmenter et la caractéristique du circuit n'est plus linéaire.

De plus, les courbes de la valeur effective de la fonction V - I présentent aussi une résistance négative au moment où commence le phénomène de conduction électrique à travers le gaz ionisé.

Lorsque les valeurs correctes de fonctionnement de courant et de tension, ont été déterminées, il est possible de passer à l'établissement du circuit de principe, comme celui de la figure 3 A consistant en une source de tension, une résistance dont le rôle est de limiter le courant cathodique, et un tube dans lequel l'anode commune à tous les éléments

est reliée au pôle positif, tandis qu'une des cathodes aboutit au pôle négatif à travers le commutateur.

La section B de la figure 3 est un graphique qui représente la caractéristique de fonctionnement du circuit schématisé précédemment sur lequel le point A correspond aux conditions de fonctionnement d'une cathode polarisée à basse tension, à travers laquelle passe un courant de forte intensité, tandis que le point B illustre les conditions de fonctionnement d'une cathode avec une tension élevée et un courant faible.

Si on trace la droite de charge qui passe entre les points cités, A et B, et si on la prolonge jusqu'à l'intersection avec l'axe des tensions, on obtient la valeur minimale E_b et la valeur de charge associée représentée par R_L : la valeur minimale de E_b s'élève à 170 V, tandis que la valeur de R_L en fonction de l'inclinaison de la droite de charge, s'élève à 8 200 Ω.

Avec ces valeurs, et comme le point de fonctionnement de chaque cathode se manifeste au point de croisement entre la courbe de fonctionnement et la droite de charge, la plupart des cathodes pourront fonctionner dans les conditions voisines du courant idéal qui s'élève, comme on le sait, à 2,5 mA, et occasionnellement seulement, une cathode pourra fonctionner au voisinage des points A et B.

Il est cependant nécessaire de considérer que, si la valeur de E_b atteignait 160 V comme sur la figure B, une cathode qui peut fonctionner normalement en correspondance du point B, fonctionnerait aussi au point B₁, sort avec un courant de 0,75 mA seulement, avec comme conséquence, une illumination partielle et ainsi insuffisante.

D'autre part, si E_b venait à s'élever au point d'atteindre la valeur de 180 V, une cathode qui pourrait normalement fonctionner en correspondance du point A, viendrait à se trouver dans les conditions correspondantes au point A₁, soit avec un courant d'environ 3,6 mA, et ainsi avec une illumination excessive qui donnerait lieu à une propagation anormale de la luminescence et la conséquente déformation de la forme du symbole. Pour éviter cette sensibilité élevée en face des éventuelles variations de la valeur de la tension E_b , de nombreux tubes Nixie sont prévus pour

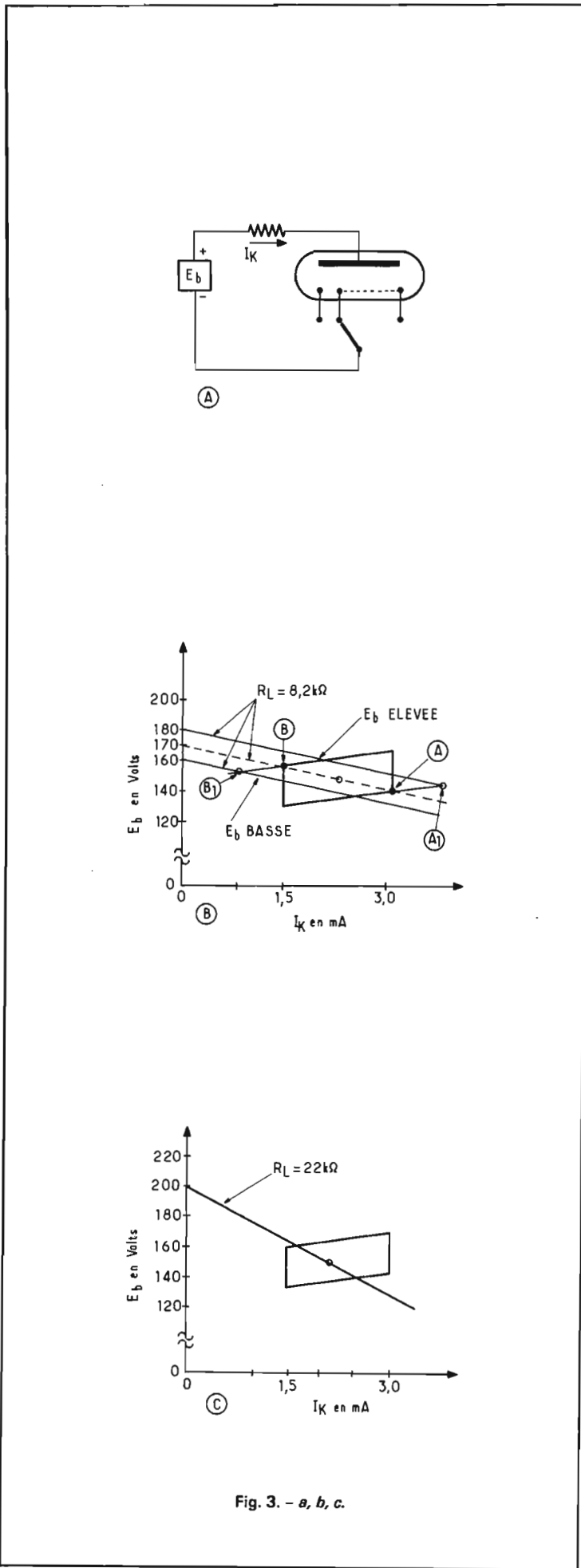


Fig. 3. - a, b, c.

fonctionner avec une valeur de E_b voisine de 200 V au lieu de 170 V. Dans ce cas, si on trace la droite de charge comme on l'observe sur la section C de la figure 3, à partir de la valeur effective de E_b , en passant à travers le centre des courbes de fonctionnement (2,25 mA) l'inclinaison de la droite donne une valeur de R_1 égale à 22 k Ω . Avec ces valeurs, le circuit est capable de tolérer des variations de E_b égales à environ $\pm 5\%$ (10 V) sans que la droite de charge sorte de la région qui délimite les conditions de fonctionnement normal.

La valeur de R_1 doit cependant être assez voisine du résultat obtenu par le calcul. Si, en effet, cette valeur venait à être très différente, l'inclinaison de la droite de charge varierait également, et ce phénomène pourrait donner lieu à des altérations plus ou moins prononcées de luminescence, comme le cas d'illumination partielle ou de propagation hors de la région intéressée. Le flux du courant pour tout couple de conditions peut être calculé au moyen de l'expression :

$$I_k = \frac{E_b - E_t}{R_1 + R_k}$$

LUMINESCENCE PARTIELLE

Nous venons de voir qu'un tube « Nixie » n'est autre qu'un indicateur au néon, légèrement plus complexe qu'un tube à gaz raréfié ordinaire. Cette notion n'est toutefois exacte qu'en partie du fait que jusqu'ici, notre raisonnement s'est appuyé sur l'excitation d'une seule cathode à la fois, les autres circuits cathodiques restant ouverts.

Supposons maintenant que l'on utilise des transistors en remplacement du commutateur rotatif représenté sur les schémas simplifiés, chacun d'eux passant à l'état de blocage ou de conduction, comme le montre la figure 4, sur laquelle on utilise des transistors NPN pour chaque cathode.

Dès qu'un de ces transistors est porté à l'état de conduction, il se comporte comme une résistance de faible valeur, et relie à la masse la cathode à laquelle il est connecté à travers le circuit de collecteur. Par contre, les autres transistors sont bloqués et présentent une impédance élevée au passage d'un courant de l'anode à la cathode.

Supposons maintenant que le transistor correspondant à la cathode du chiffre 1 soit conducteur et qu'ainsi le chiffre soit affiché à cause de sa luminosité. Dans ces conditions, quelle valeur aura la tension sur les collecteurs des autres transistors, comme par exemple, celui qui est en liaison avec la cathode du nombre 0 ?

Si tous les transistors étaient parfaits, ils assumeraient le rôle de résistance infinie, et il n'y au-

même, tandis que la tension sur les cathodes bloquées est déterminée par la tension de rupture de collecteur du semi-conducteur en série. Ceci nous conduit à utiliser un transistor caractérisé par un faible courant de fuite et par une tension de rupture de collecteur de valeur élevée.

Les études ont permis d'établir quels sont les niveaux de courant de fuite et de la tension de rupture qui peuvent être tolérés, avant que se produise une luminescence

prendre le nom de tension de pré-polarisation ou de blocage.

Le graphique précise que le chiffre zéro est en fonction, ce qui signifie que la cathode est mise à la masse, et que l'intensité du courant est de 2,25 mA.

Observons alors la courbe relative à la cathode du chiffre 2. Quand sa tension de blocage s'élève à 140 V, et si E_b est égale à 170 V, la tension disponible sur la cathode est de $170 - 140 = 30$ V. Pour cette raison, l'intensité du courant qui traverse cette cathode est voisine de zéro.

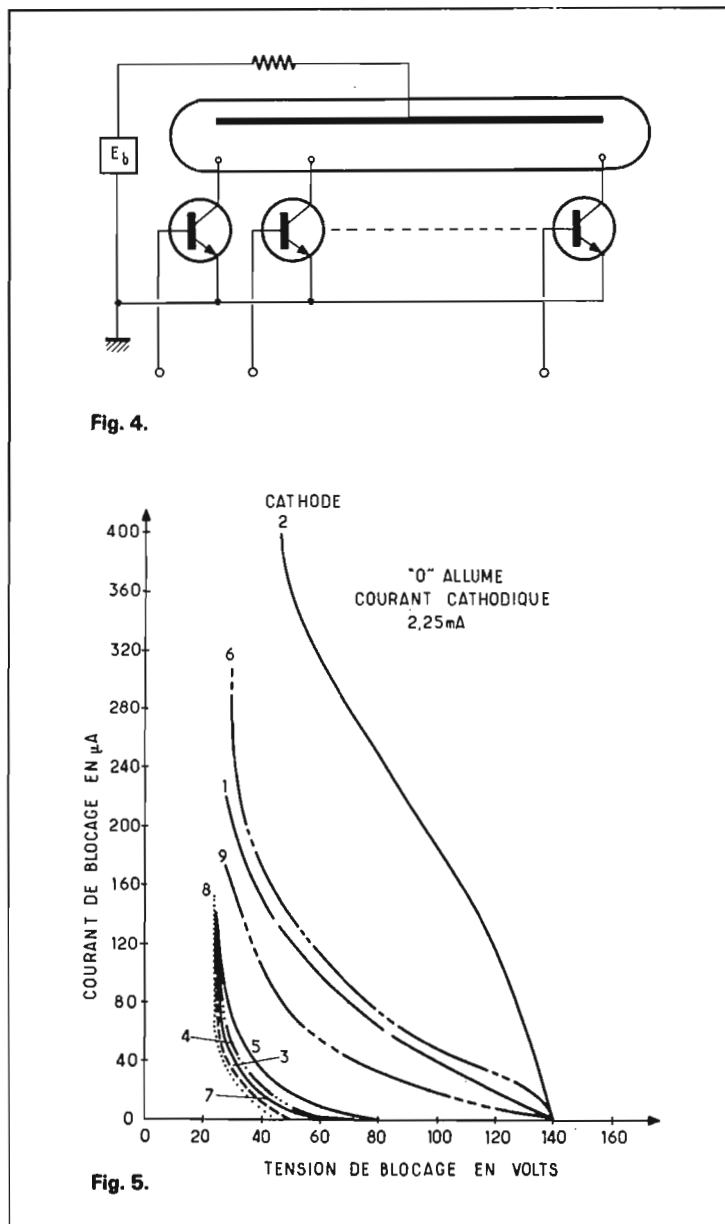
Si on diminue la tension de blocage à 100 V, cette intensité pourra dépasser 100 μ A. Toute diminution ultérieure entraînerait une élévation du courant de fuite pouvant provoquer éventuellement l'éclairement du nombre 2.

Observons de même la cathode correspondant au chiffre 6, toujours avec le zéro allumé, on obtient un courant de fuite moindre mais la forme de la courbe est approximativement la même. Une question vient alors à l'esprit. Pour quelle raison est-il nécessaire de fixer la valeur d'intensité différente pour le nombre 6 que pour le nombre 2 ? Pour comprendre la cause de ce phénomène, il est nécessaire d'observer avec une grande attention la représentation schématisée de la figure 1. Sur celle-ci, la cathode du chiffre 2 est physiquement voisine de la cathode relative au 0. De plus, les deux cathodes présentent la même forme au sommet.

Il en découle, qu'en raison du voisinage et de l'analyse de la forme, le courant de fuite relatif au chiffre 2 est élevé quand le zéro est en fonction, la cathode du 2 étant de ce fait hypersensible. Par contre, le courant de fuite relatif au chiffre 3 n'est pas influencé par le fonctionnement du zéro, malgré l'analogie de forme que l'on vérifie, tant dans la partie haute que dans la partie basse des deux nombres, mais la distance est telle qu'elle empêche toute action réciproque.

On peut donc en conclure que l'influence maximale se vérifie entre deux cathodes adjacentes, et qu'elle est accentuée par une éventuelle analogie de forme, avec une logique atténuation du phénomène en rapport avec l'augmentation de la distance et des variations de la forme réciproque des symboles.

Il reste à déterminer quelle importance peut avoir ce courant de fuite. Pour en avoir une idée



rait aucun courant cathodique, à moins que l'un de ces transistors ne passe à l'état de conduction. Nous savons cependant que les transistors ne sont pas des composants parfaits, et qu'il existe toujours un certain courant de fuite, dont la valeur dépend des caractéristiques du transistor

appréciable des chiffres qui doivent être complètement éteints.

A cet égard, le graphique de la figure 5 donne les valeurs typiques du courant de fuite qui se manifeste à travers les cathodes bloquées, en fonction de la tension appliquée à celle-ci qui

exacte, il est nécessaire de procéder à une nouvelle série de contrôles, à la suite desquels il est possible de préciser quelle est l'intensité du courant de fuite qui provoque une luminosité indésirable par interaction entre les cathodes qui devraient, au contraire être inactives. Le graphique de la figure 6 illustre ces résultats. Dans ce cas encore, la cathode relative au chiffre 0 est luminescente, tandis que les autres sont inactives. On y constate que le chiffre 2 présente quelque signe de luminescence quand le courant de fuite atteint une valeur approximative de $110 \mu\text{A}$, tandis que la tension de blocage est égale à 120 V.

Quand, au contraire, cette tension est réduite à 70 V, le

Si on détermine les limites de luminosité critique en faisant fonctionner les dix cathodes chacune à leur tour, on établit qu'il n'y a pas de luminescence parasite si le courant de fuite est inférieur à $20 \mu\text{A}$, où si la tension de blocage est maintenue à 70 V ou plus.

En outre, s'il est possible de maintenir le courant de fuite au-dessous de $2 \mu\text{A}$ à n'importe quelle température, on n'obtiendra jamais de luminescence appréciable, même pour les combinaisons assez sensibles, comme le 0 allumé et le 3, avec tension de blocage de 35 V. C'est la raison pour laquelle — pour la plupart des tubes — une tension de blocage de 60 V au lieu de 70 V est satisfaisante.

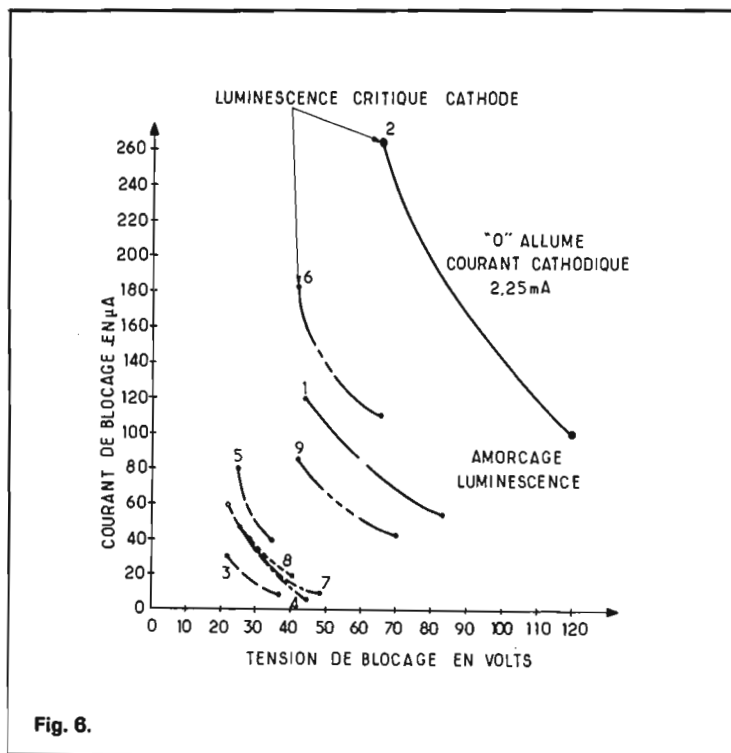


Fig. 6.

courant de fuite atteint la valeur de $250 \mu\text{A}$; la luminescence du chiffre 2 est possible, et cette valeur est critique.

Considérons alors la cathode relative au numéro 3; pour obtenir une luminosité appréciable, la tension de blocage doit être réduite à 35 V, et dans ces conditions, le chiffre est presque complètement éclairé. Toutefois, dès que se manifeste le courant de fuite de la cathode relative au 3, celui-ci entre effectivement en fonction, et nécessite seulement un courant de $35 \mu\text{A}$ pour devenir intermittent.

PARTICULARITES RELATIVES A L'IONISATION

Les tubes indicateurs au néon doivent être utilisés en respectant les limitations imposées pour les dispositifs à cathode froide. La plupart d'entre elles peuvent être facilement dépassées bien qu'elles puissent provoquer un certain nombre de problèmes et de difficultés, si on ne comprend pas bien la nature des phénomènes inhérents.

L'une des variables de grande importance rencontrée dans les tubes indicateurs au néon est le

temps d'allumage, qui équivaut au temps durant lequel se manifeste l'ionisation du gaz raréfié. Le fonctionnement des dispositifs à cathode froide effectivement, dépend des effets de l'ionisation initiale et des radiations extérieures.

Il est possible, par exemple, d'appliquer la tension nominale entre anode et cathode et d'attendre sans que rien ne se produise, jusqu'à ce qu'une certaine quantité de rayons cosmiques ou de particules énergétiques provenant d'un atome soumis à une énergie radioactive frappe la cathode, donnant ainsi origine au passage des électrons entre celle-ci et l'anode à travers le gaz.

La lumière, qu'elle soit naturelle ou artificielle, à condition d'être assez intense, constitue également une énergie suffisante à la surface de la cathode, pour assurer les conditions d'ionisation dans la plupart des cas.

L'ionisation peut être rendue plus sûre en appliquant aux électrodes du tube une tension plus élevée, sans cependant dépasser la valeur nominale, ou bien en appliquant une tension à variation rapide. De plus, le temps d'ionisation est plus long après une longue période d'inactivité du tube.

Dans les applications courantes, en lumière ambiante normale, le temps d'ionisation est presque toujours inférieur à $100 \mu\text{s}$. Bien entendu, le tube Nixie ne peut être utilisé dans le noir absolu.

SYSTEMES D'ATTENUATION DE LA LUMINESCENCE

Les tubes indicateurs à cathode froide sont assez lumineux pour être utilisés dans une ambiance à forte illumination. Parfois, toutefois ces tubes sont trop lumineux, comme par exemple dans une salle de radars, dans les salles de contrôles d'aérodrome, et il est alors nécessaire d'atténuer leur luminescence.

En réduisant la tension appliquée, on peut produire une légère diminution de la luminescence, mais on provoque des problèmes annexes, comme par exemple l'absence complète d'allumage de quelques cathodes.

Le procédé le plus simple consiste à adopter des filtres optiques dits « Polaroid » devant le tube.

Si l'on désire disposer d'un contrôle de la luminescence à variation continue, on peut utiliser deux systèmes différents. Dans le premier cas, la cathode s'allume et s'éteint alternativement à une fréquence déterminée. Si celle-ci est égale ou supérieure à 50 Hz, par suite de l'inertie rétinienne, le tube apparaît continuellement allumé, tandis que la luminescence constante apparaît en fonction du rapport qui subsiste entre la durée des périodes d'allumage et des périodes d'extinction. Le cycle maximum est de 1000, dans quel cas le chiffre sera constamment allumé. La valeur minimum dépend au contraire essentiellement du temps d'ionisation qui s'élève à $100 \mu\text{s}$, afin que le fonctionnement soit satisfaisant, avec un rapport entre la durée des périodes d'allumage et celle des périodes d'extinction égal à 1/200, avec un cycle égal à 0,5 %.

La seconde méthode pour contrôler électriquement la luminescence est basée aussi sur le concept du cycle d'allumage, mais dans ce cas, la durée des périodes d'allumage est fixe, et doit encore être égal à $100 \mu\text{s}$, tandis que varie la durée des périodes d'extinction.

Si les impulsions d'allumage parviennent au tube une fois toutes les $100 \mu\text{s}$, le tube restera constamment allumé, le cycle est égal à 1, et la luminescence est maximale. Si au contraire, les impulsions sont de 50 à la seconde (fréquence normale pour éviter le phénomène de scintillement) le cycle s'élève à 0,005 et la luminosité est proportionnellement réduite.

Les deux méthodes fournissent des résultats analogues, bien que la méthode à fréquence fixe provoque une plus faible dissipation d'énergie, à cause du plus petit nombre de commutations.

Habituellement, les impulsions d'allumage sont appliquées à travers l'anode. Les tubes sont souvent pilotés avec une tension de 200 V, et la tension anodique doit simplement être réduite à une valeur inférieure à 110 V pour que le tube soit éteint.

Le contrôle anodique facilite aussi le problème relatif aux exigences qui concernent la tension de rupture du transistor pilote présent dans les circuits de cathode.

F. HURÉ,
d'après Radio-Electronics.

aujourd'hui une réalité en France...

LE RADIOTÉLÉPHONE AUTOMATIQUE

DE VOITURE

(suite voir n° 1446)

ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR MOBILE

L'émetteur-récepteur de correspondance publique THOMSON-CSF type TMF 531 U est dérivé du radiotéléphone VHF à modulation de phase pour réseaux privés, type TMF 971 B. Ce dernier appareil, de fiabilité supérieure, utilise une technologie tout silicium alliée à un large emploi du circuit intégré. L'émetteur, d'une puissance H.F. de 10 W, possède une **protection automatique** contre toute désadaptation éventuelle de l'étage H.F. de sortie. La stabilité dans le temps des performances essentielles est garantie par l'emploi de quartz émission et réception de **haute-stabilité** en conjonction avec des circuits oscillateurs particulièrement bien compensés.

En outre, la stricte tenue des caractéristiques en réception est obtenue grâce à l'emploi d'une part, d'un **filtre à quartz** à deux cellules centré sur 10,7 MHz procurant une excellente sélectivité F.I. (± 7 kHz à 6 dB) et d'autre part, d'un **discriminateur à quartz** supprimant radicalement les aléas systèmes réglables. La faible consommation de l'appareil le rend idéal pour l'alimentation **directe** à partir de la batterie 12 V ou 24 V du véhicule à bord duquel est effectuée l'installation. L'alimentation à partir d'une batterie 6 V s'effectue par la simple adjonction d'un convertisseur statique. Notons que l'exploitation **économique** du TMF 971 B est particulièrement remarquable, par

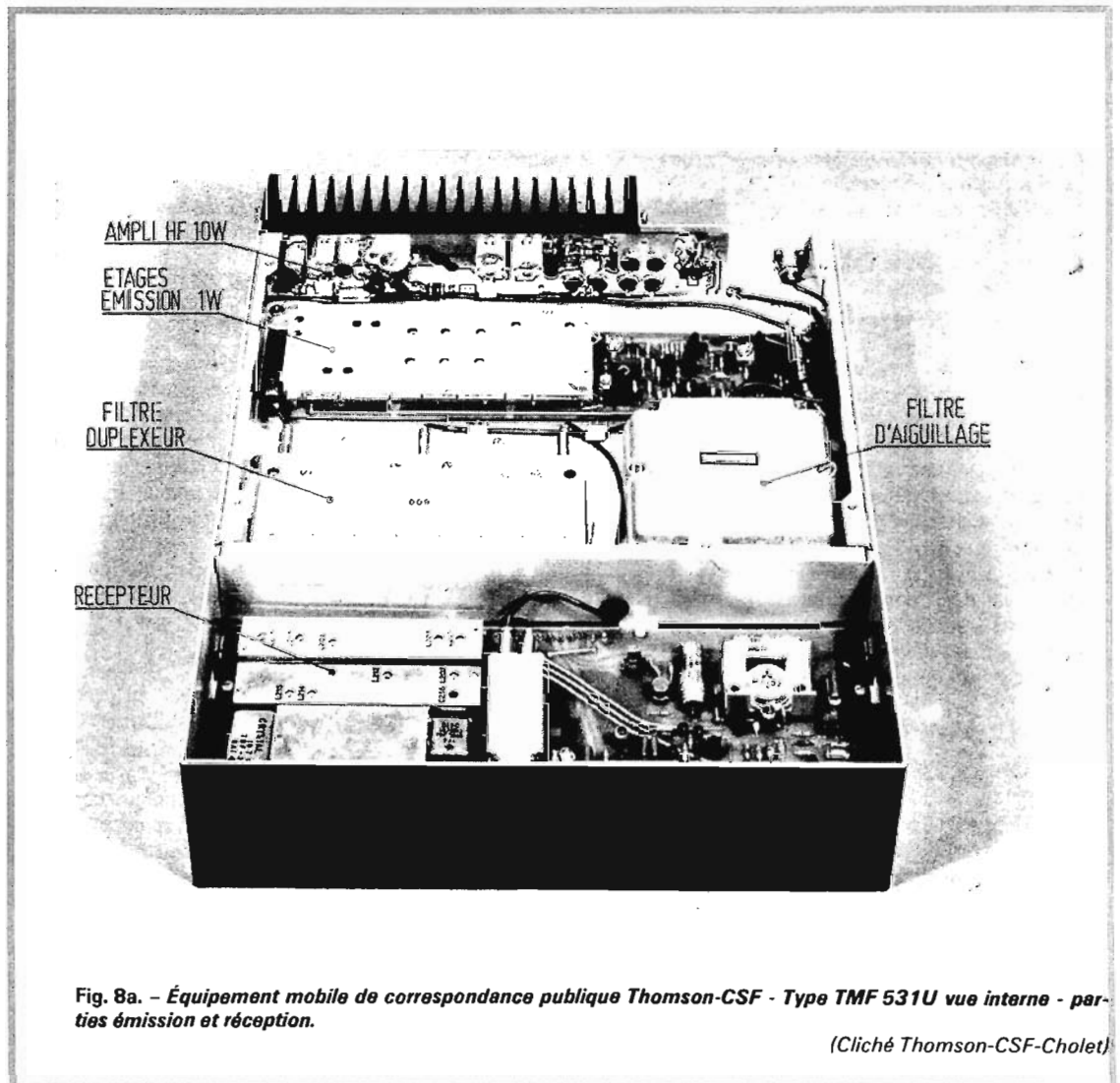


Fig. 8a. - Équipement mobile de correspondance publique Thomson-CSF - Type TMF 531U vue interne - parties émission et réception.

(Cliché Thomson-CSF-Cholet)

suite de la multiplication des accessoires électriques de toutes sortes rencontrés à l'heure actuelle à bord des véhicules, venant ainsi diminuer la capacité apparente de la batterie, malgré la généralisation progressive des alternateurs procurant une recharge rapide. Ajoutons enfin, que la **fiabilité** de l'appareil est encore renforcée par l'utilisation d'un système de **commutation électronique** des fréquences de trafic (12 canaux possibles) supprimant tout risque de panne due à une défaillance mécanique. Ce dernier point est très important pour l'application au radiotéléphone automatique de voiture.

L'équipement mobile **TMF 531 U**, spécialement conçu en fonction des impératifs d'exploitation propres au système de correspondance publique automatique, comporte en plus des éléments de base du modèle **TMF 971 B**, des ensembles fonctionnels additionnels dont les principaux sont le transcodeur et le duplexeur. Les divers modules sont constitués par des circuits imprimés assemblés par enfichage, ce qui réduit au minimum les câblages d'interconnexions.

La figure 8 A représente l'émetteur-récepteur complet, à l'exception des oscillateurs. On distingue la partie réception, le duplexeur, le filtre d'aiguillage, l'émetteur 1 W et l'amplificateur de puissance 10 W; ce dernier est monté verticalement et refroidi à l'aide d'un radiateur suffisamment dimensionné pour permettre l'émission prolongée.

La figure 8 B montre le transcodeur qui assure le codage et le décodage de toutes les informations échangées avec la station de base. Sur la même platine, sont disposés les oscillateurs à quartz d'émission et de réception dont la commutation est automatique. Grâce à l'utilisation intensive des circuits intégrés, pour la partie logique du transcodeur, il a été possible de regrouper dans un même coffret aux dimensions réduites, l'ensemble émetteur-récepteur et transcodeur.

Le schéma synoptique de l'ensemble mobile THOMSON-CSF type **TMF 531 U** est représenté sur la figure 9. Le transcodeur constitue l'organe de centralisation qui, d'une part, reçoit les informations d'appel sélectif et d'ordre de passage de voie, et d'autre part, envoie l'identification et la numérotation. Les organes d'exploitation (clavier et combiné) ainsi que le circuit d'alimentation 12 V sont réunis au

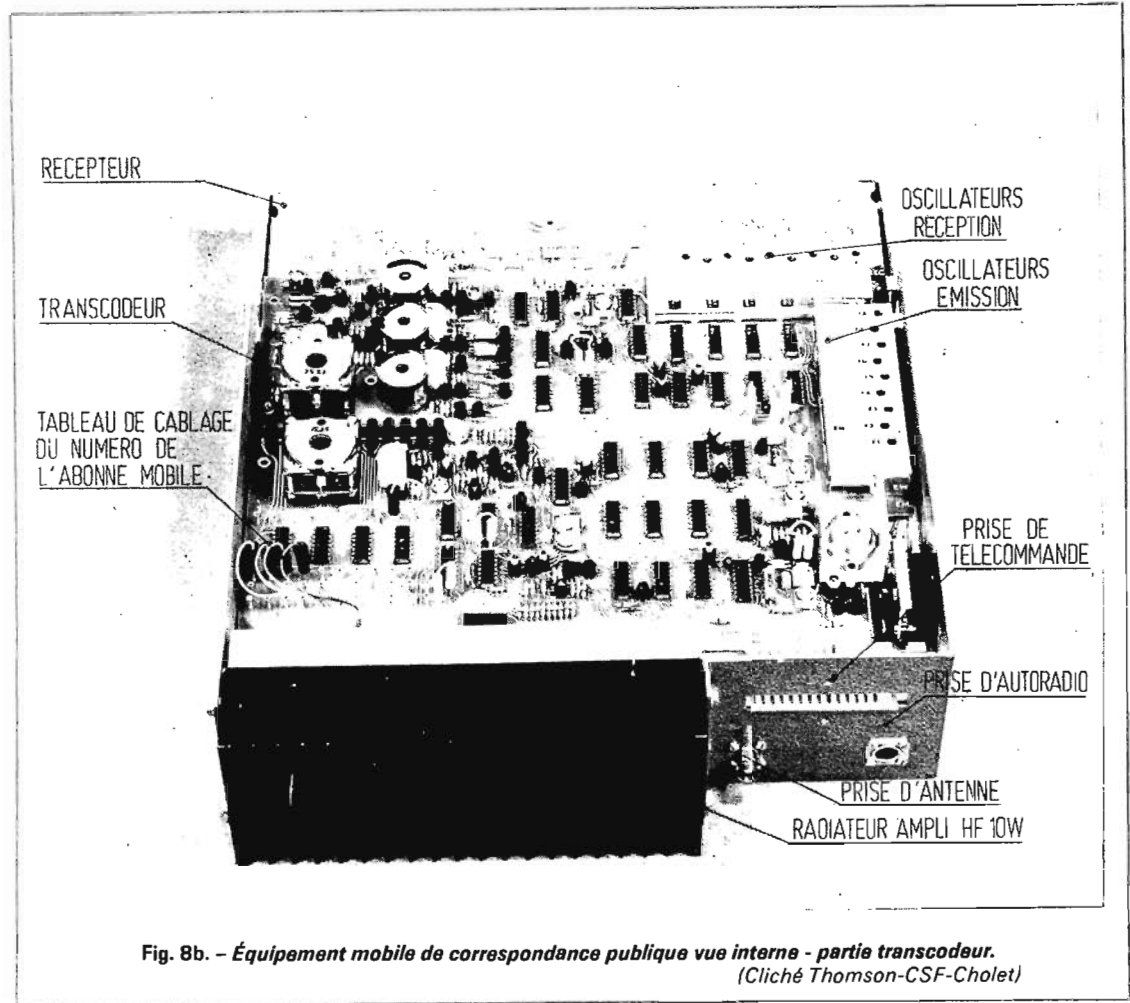


Fig. 8b. - Équipement mobile de correspondance publique vue interne - partie transcodeur.

(Cliché Thomson-CSF-Cholet)

transcodeur par l'intermédiaire du câble de télécommande. Les parties émission et réception sont directement interconnectées au transcodeur. La sortie d'antenne de l'émetteur et l'entrée d'antenne du récepteur transitent par le filtre duplexeur aboutissant au filtre d'aiguillage pourvu de deux sorties (radiotéléphone et auto-radio).

DESCRIPTION DES PARTIES ÉMISSION ET RÉCEPTION Fig. 10.

Circuit émission

Ce circuit comporte les éléments de l'émetteur à l'exception des étages de puissance et du pilote à quartz qui est solidaire du transcodeur.

La chaîne H.F. comprend :
- un modulateur de phase (diode à capacité variable), un séparateur, deux doubleurs, un séparateur, un doubleur, un préamplificateur et un amplificateur délivrant 1 watt H.F. Le coefficient global de multiplication de fréquence est de 8.

La chaîne audio comprend :
- les étages d'amplification, de

limitation et de filtrage du signal de modulation pour satisfaire les normes imposées par la modulation de phase 14 F3.

Amplificateur H.F. de puissance

Il est constitué par deux étages polarisés en classe B, suivis d'un filtre d'harmoniques. Un dispositif de régulation, commandé par le courant alimentant l'étage final, contrôle la tension d'alimentation des deux derniers étages de la chaîne H.F. 1 watt. La puissance H.F. délivrée par l'amplificateur de puissance est d'environ 10 watts.

Circuit réception

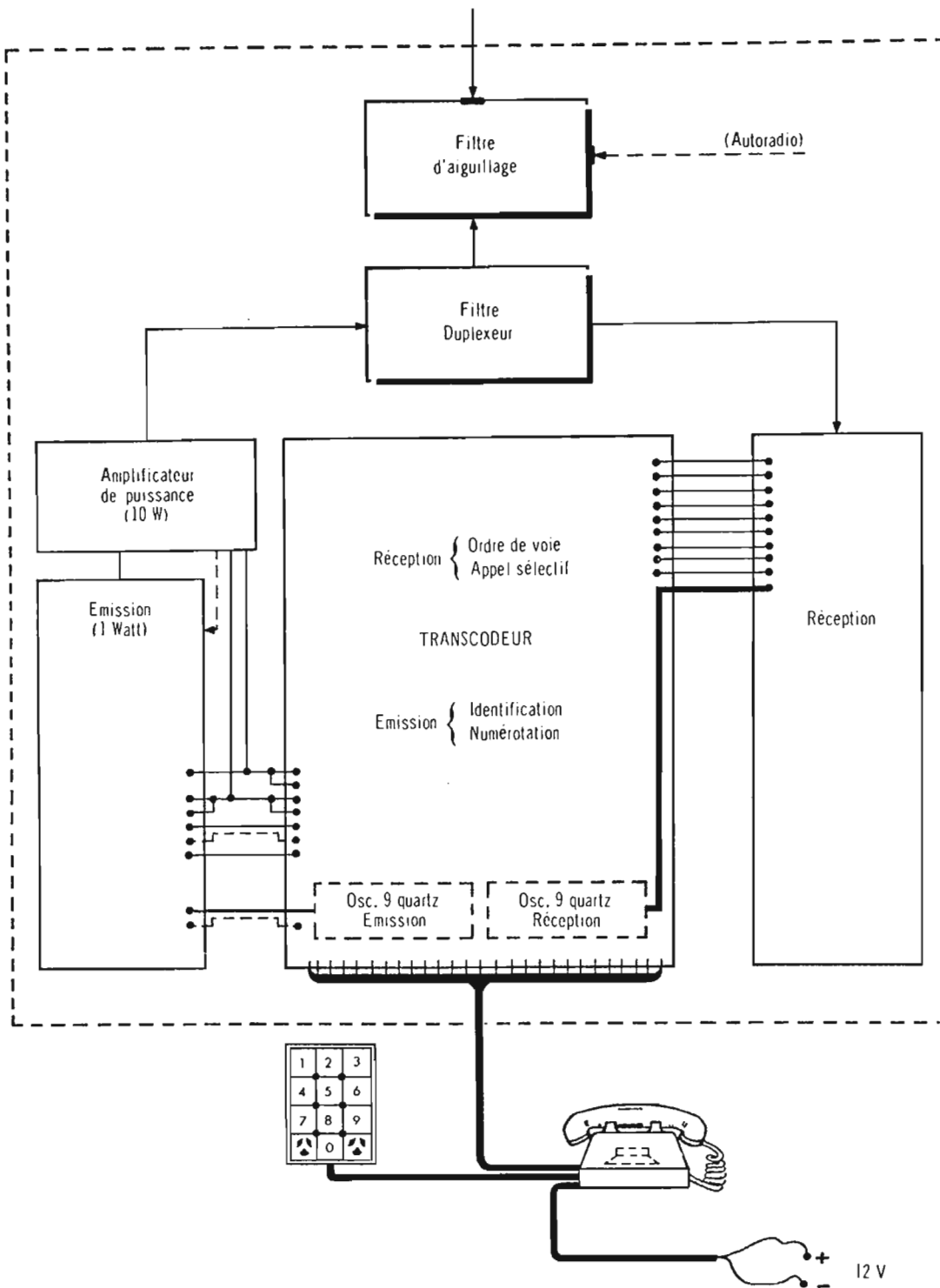
La tête H.F. du récepteur comporte un amplificateur du type cascade. L'hétérodyne H.F., dont l'oscillateur et les quartz se trouvent sur le transcodeur, comporte un étage tripleur et un amplificateur. A la sortie du mélangeur, le signal à la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz est amplifié dans une chaîne F.I. constituée par 2 circuits intégrés et comportant 2 filtres à quartz. On remarquera que l'utilisation du principe du simple changement de fréquence a été autorisée en fonction des caractéristiques spécialement étu-

diées des chaînes H.F. et F.I. Le signal est enfin démodulé par un discriminateur à quartz.

La chaîne B.F. comporte un étage de blocage commandé par un dispositif de silencieux fonctionnant à partir du bruit prélevé en dehors de la bande B.F. (5 000 Hz environ), un filtre actif et un amplificateur auquel sont appliquées en plus du signal B.F. de réception les tonalités de « numérotation » et de « sonnerie » pour en permettre l'écoute sur haut-parleur. L'information de détection de porteuse (absence de bruit) est également acheminée vers le transcodeur.

Filtre duplexeur

La mise en œuvre d'une seule antenne, commune à l'émission et à la réception qui s'effectuent simultanément, est obtenue par l'emploi d'un filtre duplexeur. Ce dispositif comporte deux entrées symétriques destinées au raccordement de l'émetteur, d'une part, et d'autre part du récepteur. La sortie est reliée au circuit d'antenne unique. Le filtre utilisé comporte 4 circuits réjecteurs dans chacune des branches émission et réception et des éléments



SYNOPTIQUE DE L'ENSEMBLE MOBILE THOMSON-CSF - Type TMF 531 U

Fig. 9.

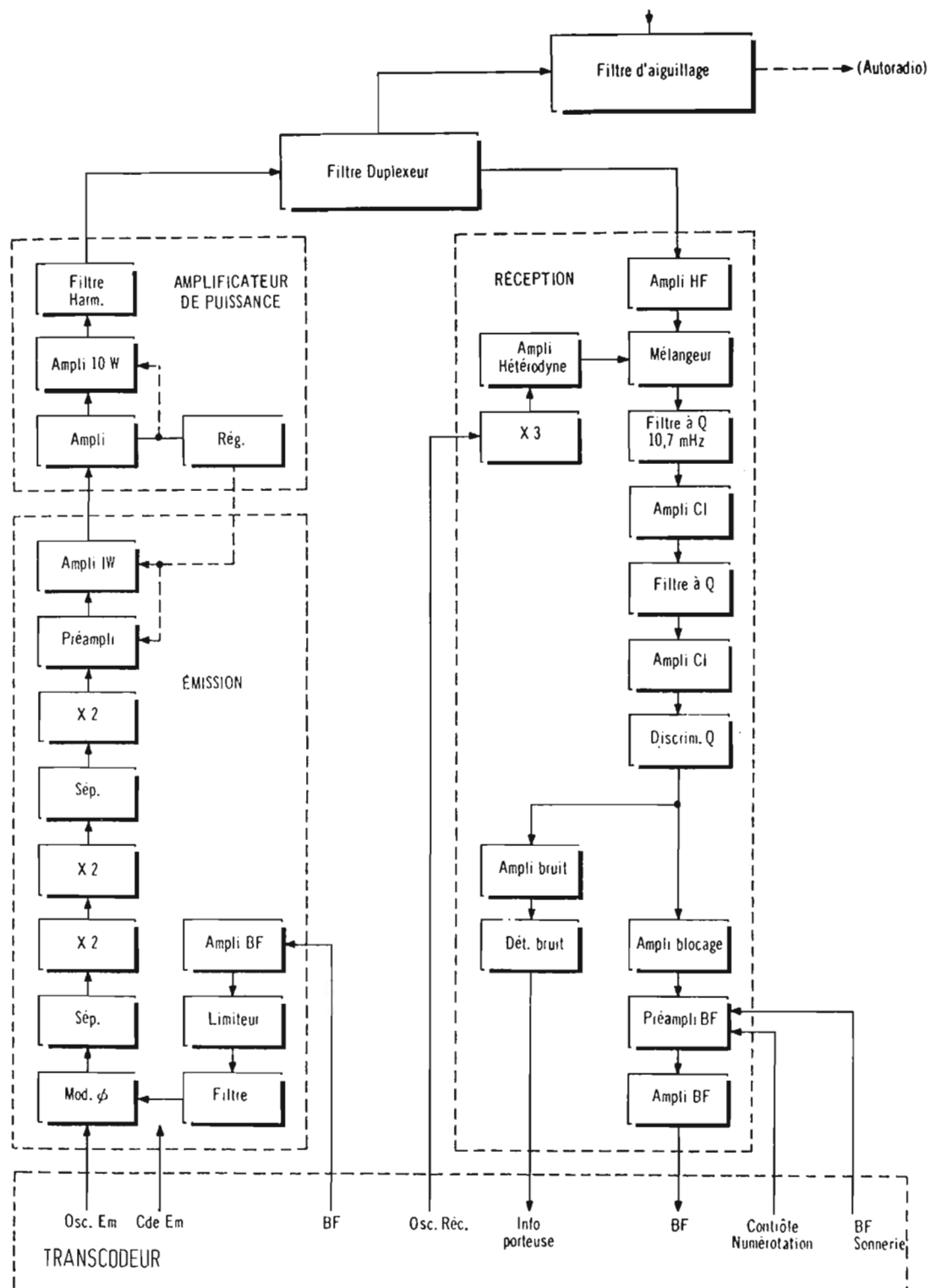


Fig. 10. - Schéma fonctionnel des parties émission et réception.

« série » assurant les adaptations d'impédance.

DESCRIPTION DU TRANSCODEUR

La sortie B.F. réception aboutit à 4 sélecteurs de tonalité :

– les sélecteurs (f_{12}) et (f_{13}) reliés au décodeur d'ordre de voie. Les 8 combinaisons binaires possibles sont traduites en informations de commutation de fréquence de trafic appliquées au bloc de fréquences émission et réception. Lorsque la première

tonalité de l'ordre de voie a été reçue, la réception des deux autres doit s'effectuer dans les 300 milli-secondes qui suivent, sinon une sécurité efface les informations enregistrées;

– le sélecteur (f_{14}) provoquant l'émission automatique de l'iden-

tification par la commande d'un oscillateur dont la fréquence d'accord (f_1) à (f_{11}) est déterminée par une commutation électronique contrôlée par le compteur-décodeur piloté par un multivibrateur à 10 Hz. Le numéro d'identification précablé au moment de la mise en

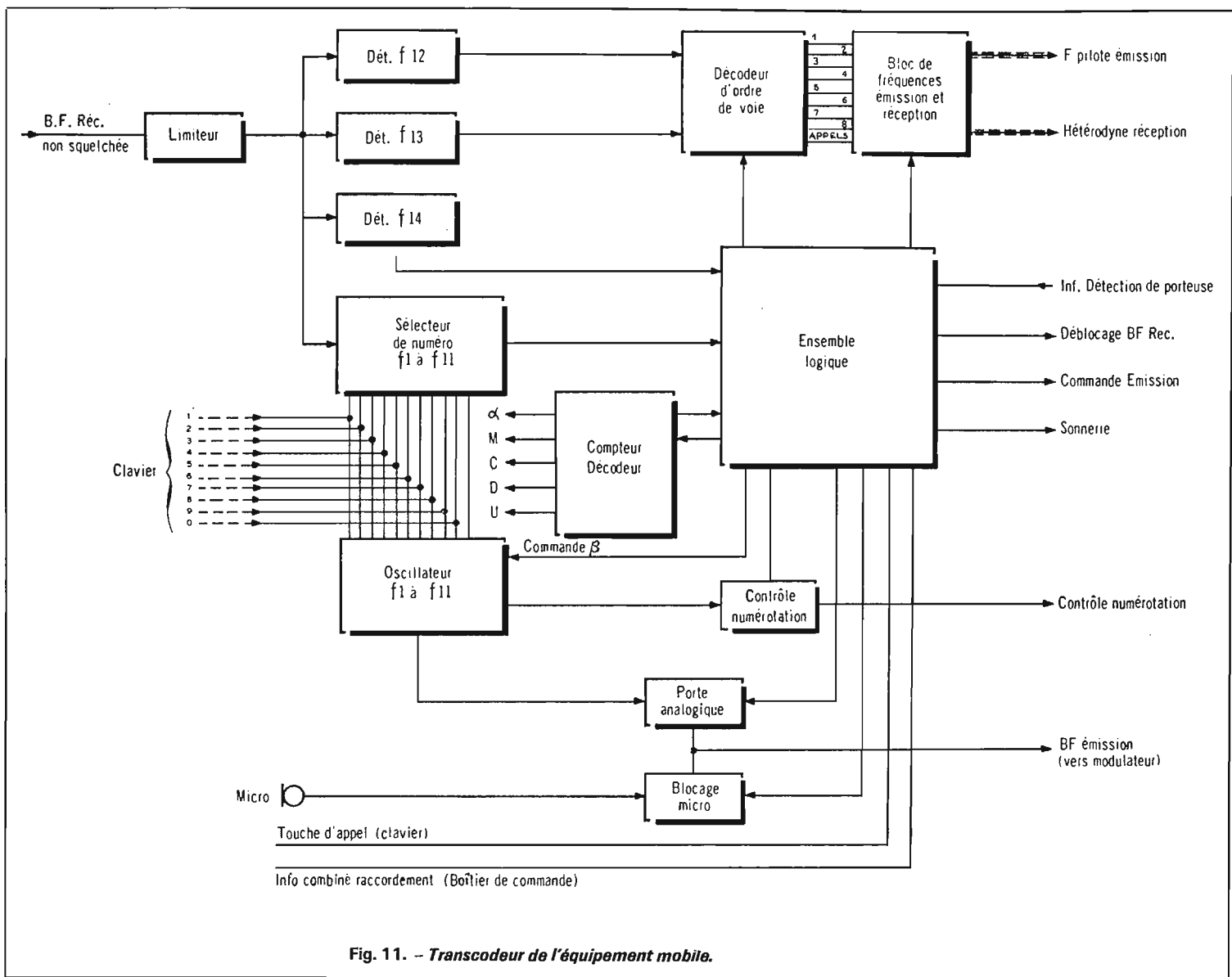


Fig. 11. - Transcodeur de l'équipement mobile.

service de l'appareil, se trouve ainsi émis;

- le **selecteur de numéro d'appel sélectif** (f_1) à (f_{11}) fonctionnant à partir d'un circuit unique dont l'accord est assuré successivement sur chacune des fréquences à recevoir, par un dispositif électronique commandé par le compteur-décodeur, suivant la combinaison précablée, caractéristique de l'appareil. Au repos, ce circuit est accordé sur la fréquence correspondant au premier chiffre; lorsque celui-ci se présente, elle est amplifiée puis détectée, ce qui a pour effet de commander l'accord du selecteur sur la fréquence du deuxième chiffre et ainsi de suite jusqu'au cinquième chiffre, dont la réception de la fréquence caractéristique provoque le déclenchement d'un monostable autorisant pendant 1 seconde la réception de l'ordre de voie suivant normalement l'appel sélectif. Dans le cas où la fréquence des 5 tonalités n'est pas

intégralement reçue, une sécurité remet le compteur à zéro dans un délai de 150 millisecondes après, la réception de la dernière fréquence correcte, effaçant ainsi les premiers moments enregistrés.

Numérotation

Le même oscillateur est utilisé pour la transmission des chiffres du numéro demandé par l'abonné mobile, chaque touche du clavier provoquant l'émission d'une des fréquences (f_1) à (f_{10}).

Signaux de réponse et de fin de communication

Ces signaux à la fréquence (f_{11}) sont envoyés pendant 700 millisecondes au décrochage ou au raccrochage du combiné pour le même oscillateur.

Commande d'émission

Le passage en émission de l'équipement mobile est autorisé :
- sur la voie sémaphore, lorsque l'abonné appuie sur la touche

de prise, à condition qu'il n'y ait pas de porteuse reçue sur cette même voie sémaphore;

- sur la voie de trafic, lorsqu'un ordre de voie a été reçu et qu'il y a une **détection de porteuse** sur la voie de trafic désignée.

Nota : L'information de détection de porteuse est temporisée afin d'éviter les effets d'évanouissement fugitif du signal. Cette temporisation est fixée à 20 secondes lorsque le combiné est décroché; elle est ramenée à 1 seconde lorsque le combiné est raccroché.

D.R.B.

RECTIFICATIF

Dans la première partie de cet article publiée dans notre numéro 1446, quelques erreurs se sont glissées dans le texte; il faut lire :

P. 297 - 3^e col., ligne 17 :

l'importance des servitudes d'exploitation...

P. 301 - 2^e col., ligne 18 : le raccrochage du combiné par l'abonné mobile a pour effet de moduler la voie de trafic pour une fréquence F_{11} pendant 700 millisecondes...

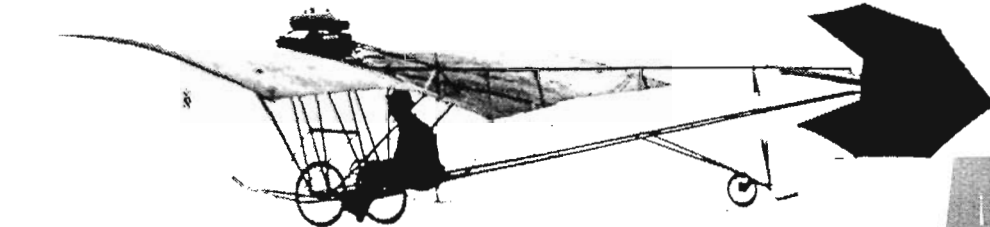
P. 303 - 1^{re} col., paragraphe : émetteurs de base, ligne 13 : si la zone locale considérée comprend (n) x réseaux élémentaires il y aura donc (n) x 8 émetteurs. Pour chaque réseau élémentaire, il est prévu un émetteur de secours...

P. 302 - 1^{re} col., ligne 9 : cette dernière F_{14} , enfin la fréquence F_{11} ...

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser pour ces erreurs.

BIBLIOGRAPHIE :
Documentation et Archives THOMSON-CSF.

ELECTRONIQUE



ET AVIATION

LES RADIOCOMMUNICATIONS :

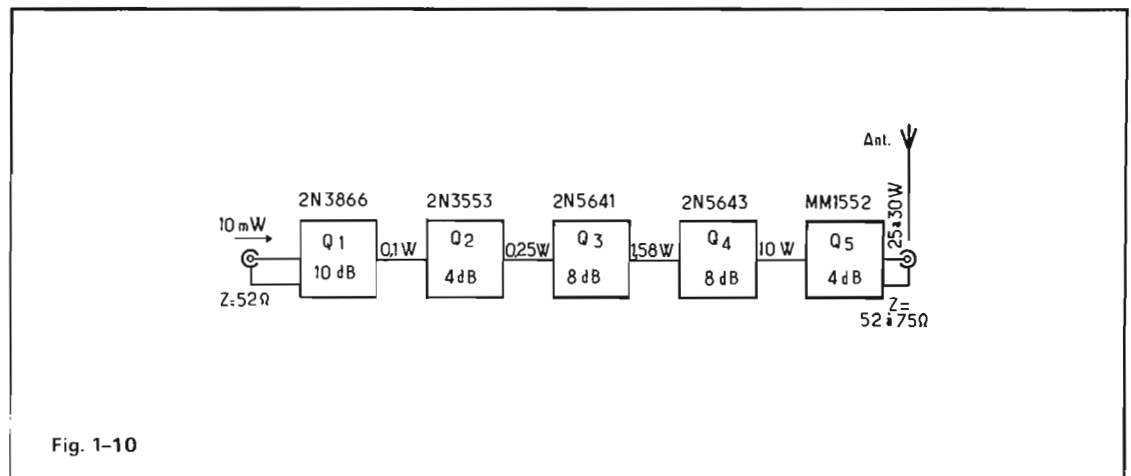
Un amplificateur VHF 25 W à large bande

(suite voir n° 1441)

Cet amplificateur VHF pour émetteur de bord a été spécialement conçu pour l'aéronautique dans les Laboratoires de Motorola (extraits de la Note d'Applications AN 503). La particularité remarquable de cet amplificateur de puissance est que sa bande passante peut atteindre 18 MHz sans qu'aucun réglage (ni retouche) ne soit nécessaire d'être apporté aux divers circuits accordés.

Les étages VHF de puissance sont prévus pour être alimentés sous 13,6 V avec modulation en amplitude par le collecteur.

Si l'on utilise un modulateur série (sans transformateur) dont



un schéma possible est donné à la fin de cette étude, la tension de départ de l'alimentation doit évidemment être doublée (soit 27,2 V). Seuls les étages non modulés sont alimentés directement à 13,6 V.

Par contre, si l'on veut maintenir la tension d'alimentation générale à 13,6 V, il faut nécessairement employer un modulateur conventionnel muni d'un transformateur de sortie.

Cet amplificateur VHF comporte cinq étages, tous montés en émetteur commun (Fig. 1-10). L'étage final Q₅ est équipé d'un transistor de puissance Motorola type MM1552 à émetteur équilibré (connexion intérieure de l'émetteur à la vis de fixation du boîtier, donc au châssis).

L'étage driver Q₄ est équipé d'un transistor de puissance Motorola type 2N5643.

Les étages prédrivers Q₁, Q₂ et Q₃ comportent respectivement des transistors des types 2N3866, 2N3553 et 2N5641.

Pour l'obtention d'une modulation (en amplitude) profonde et bien linéaire, celle-ci est appliquée simultanément sur les trois derniers étages amplificateurs (Q₃, Q₄ et Q₅). Deux diodes en opposition sont utilisées pour limiter le niveau de modulation appliqué à l'étage Q₃ (réduction des crêtes négatives des signaux BF modulateurs).

Comme nous l'avons dit, il ne s'agit ici que d'un amplificateur VHF. Son entrée doit donc être précédée de l'habituel pilote à

quartz, pilote synthétiseur de fréquence déterminant le canal choisi pour le trafic.

Sur la figure 1-10, on remarque qu'une puissance de 10 mW suffit pour l'excitation normale de l'entrée (impédance 52 Ω). Par ailleurs, cette même figure indique les gains apportés par chaque étage, ainsi que les puissances VHF requises aux entrées de ces étages. En conséquence, si la puissance à la sortie du pilote synthétiseur de fréquence dont on dispose est suffisamment importante, on pourra éventuellement supprimer l'étage Q₁, ou les étages Q₁ + Q₂ (selon le cas).

Les performances relevées sur cet amplificateur sont indiquées dans le tableau ci-après. On remarque que trois valeurs sont

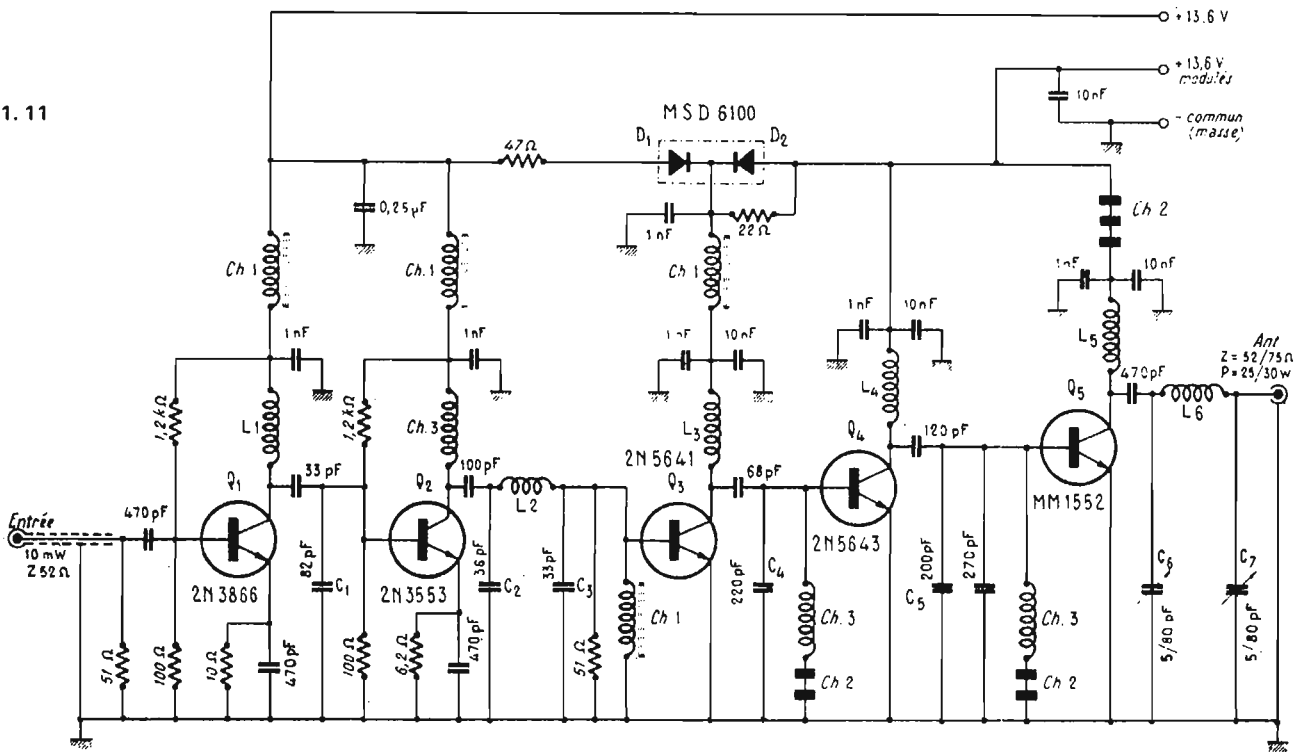
données : la première correspond à la fréquence centrale normale de réglage F ; la seconde correspond à une fréquence F - 9 MHz ; la troisième correspond à une fréquence F + 9 MHz.

D'après les indications fournies par le tableau, on remarquera que la puissance VHF de sortie en porteur pure est de 31 W pour la fréquence centrale de réglage F, et que cette puissance n'est seulement réduite à 25 ou 28 W à F ± 9 MHz.

Les circuits des étages drivers et prédrivers sont conçus afin d'être suffisamment amortis d'une part, et d'accepter sans dommage d'éventuelles surcharges d'excitation d'autre part, selon la fréquence de fonctionnement dans la bande... et cela, tout en réalisant

	F	F - 9 MHz	F + 9 MHz	
Puissance HF de sortie non modulée.....	31	25,1	28	W
Puissance HF de sortie modulée.....	42,5	33	38,5	W
Tension d'alimentation.....	13,6	13,6	13,6	V
Intensité totale consommée.....	5,6	5,5	4,6	A
Intensité de collecteur de Q ₅	3,4	3,3	2,9	A
Puissance appliquée à l'entrée.....	10	10	10	mW
Taux de modulation.....	86	80	88	%
Distorsions de l'enveloppe.....	7,9	8,5	8	%
Atténuation des fréquences indésirables rayonnées :				
2 F.....	- 20	- 22	- 21	dB
3 F.....	- 45	- 49	- 48	dB
Autres fréquences.....	- 52	- 52	- 58	dB

Fig. 1. 11



l'adaptation des impédances entre étages.

Le schéma général de l'amplificateur VHF proposé est représenté sur la figure I-11.

L'adaptation d'impédance entre la charge (antenne 52 à 75 Ω) et le collecteur du transistor Q₅ de l'étage final est obtenue par un circuit en π (L₆ + C₆ + C₇), lequel permet évidemment également l'accord.

La puissance d'excitation nécessaire à l'entrée du transistor Q₄ est de l'ordre de 1,6 W, lequel fournit la puissance d'excitation de 10 W requise par le transistor Q₅.

Le circuit d'entrée du transistor Q₃ comporte une capacité totale très élevée entre base et masse, réalisant l'accord avec l'inductance du conducteur aboutissant à cette base ; l'emploi de condensateurs à très faible inductance propre est fortement recommandé.

L'étage driver (transistor Q₄), ainsi que l'étage final (transistor Q₅), sont l'un et l'autre modulés par leur circuit de collecteur ; ils reçoivent la modulation totale issue de l'amplificateur BF.

Par contre, l'étage prédriver, avec transistor Q₃, n'est que partiellement modulé. En fait, il est modulé normalement par les crêtes positives des signaux BF ; mais les crêtes négatives sont limitées par l'action de deux diodes D₁ + D₂ montées en opposition. En effet, nous pouvons dire essentiellement que la diode marquée D₂ ne conduit pas durant les crêtes négatives BF, alors que dans le même instant, la diode D₁ conduit, alimentant le transistor Q₃ avec une tension continue constante durant cet intervalle. Les diodes D₁ + D₂ sont fabriquées dans le même boîtier ; il s'agit du type MSD6100 de Motorola.

Naturellement, les étages avec transistors Q₁ et Q₂ ne sont pas modulés.

Les caractéristiques des bobines sont les suivantes :

L₁ = 2 tours ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 6,5 mm.

L₂ = 2 tours 1/2 ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 3 mm.

L₃ = 1 tour ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 3 mm.

L₄ = 2 tours ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 10 mm.

L₅ = 3 tours ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 10 mm.

L₆ = 1 tour ; sur air, diamètre

intérieur 4 mm ; longueur 7 mm.

Pour tous ces bobines, utiliser du fil de cuivre nu poli ou du cuivre argenté de 1 mm de diamètre.

D'autre part, nous avons :

Ch 1 = bobine d'arrêt sur ferroxcube (type VK200 - 20-4B de R.T.C.).

Ch 2 = perles de ferrite ou bague d'arrêt en ferroxcube.

Ch 3 = bobine d'arrêt comportant une quarantaine de spires jointives en fil de cuivre émaillé de 1/10 de mm enroulées sur le corps d'une résistance au carbone de 10 kΩ.

Toutes les résistances sont du type 0,5 W, tolérance ± 5 %.

Le condensateur de 0,25 μF (0,22 ou 0,27 en valeurs normalisées) est du type polyester métallisé ou polycarbonate métallisé.

Toutes les autres capacités sont du type céramique : tolérance ± 20 % pour les condensateurs de découplage ; tolérance ± 5 % pour les condensateurs d'accord et de liaison.

Les condensateurs C₆ et C₇ sont du type ajustable à air.

L'ensemble du montage est construit sur une plaque de métal en bronze phosphoreux (à défaut, en cuivre ou en laiton) de 16 x 10 cm (épaisseur de 1 mm). Les transistors Q₁ et Q₂ sont montés avec des supports. Les transistors Q₃, Q₄ et Q₅ sont boulonnés directement sur la plaque métallique (châssis) ; en outre, des radiateurs constitués par des petits blocs de laiton ou d'aluminium coulé, encapuchonnant les boîtiers des transistors Q₄ et Q₅, favorisent la dissipation de leur élévation de température.

Lors de la mise au point, les réglages des circuits seront faits **une fois pour toutes**, étage par étage, selon la méthode habituelle (par exemple en observant l'intensité de collecteur de l'étage suivant), sur la fréquence médiane de la bande 118-136 MHz, soit sur 127 MHz.

Etage Q₁ : Agir sur l'espace-ment entre spires de L₁ ; le cas échéant, modifier légèrement la valeur de C₁.

Etage Q₂ : Agir sur l'espace-ment entre spires de L₂ ; éventuellement, modifier légèrement les valeurs de C₂ et C₃.

Etage Q₃ : Agir sur l'espace-ment entre spires de L₃ ; si nécessaire, modifier légèrement la valeur de C₄.

Etage Q₄ : Agir sur l'espace-ment entre spires de L₄ ; le cas échéant, modifier légèrement la valeur de C₅.

Etage Q₅ : Régler C₆ et C₇ (charge fictive ou antenne connectée).

Nous le répétons, les puissances d'excitation indiquées pour chaque étage et les faibles impédances de liaison interétages sont des points à respecter pour obtenir une parfaite stabilité de fonctionnement du montage et une puissance de sortie sensiblement constante sur toute la largeur de bande.

La modulation par le collecteur nécessite un apport relativement grand de puissance BF (ici, une quinzaine de watts) en conjonction avec l'intensité importante de ce circuit.

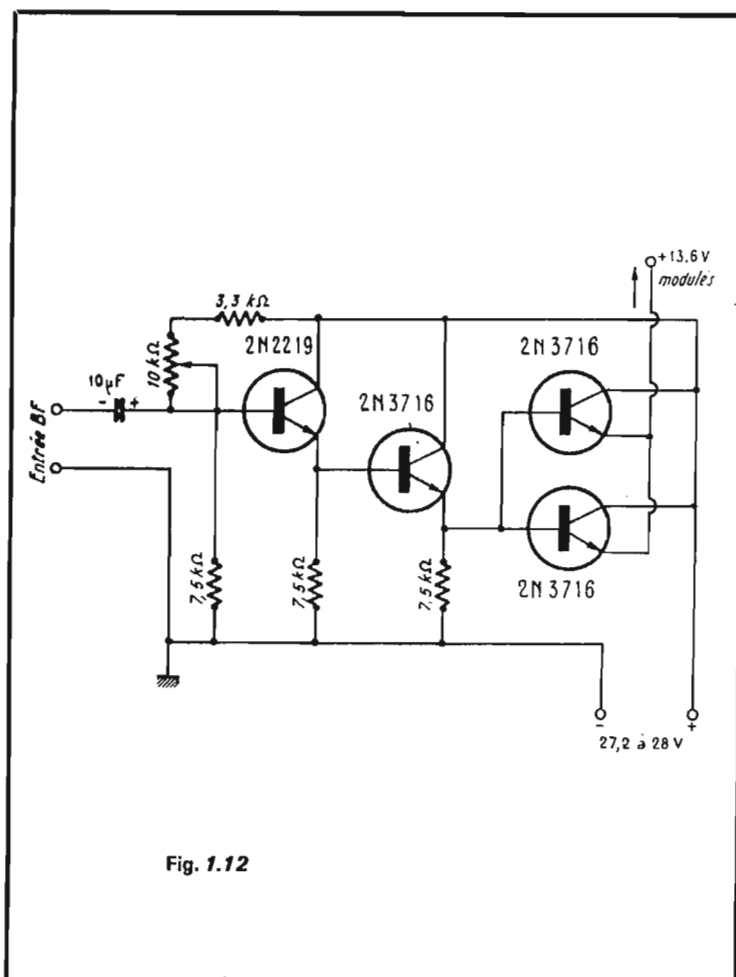
En conséquence, lorsqu'un transformateur de modulation est utilisé pour le couplage entre la sortie de l'amplificateur BF et l'émetteur, il doit être conçu de telle façon que son secondaire puisse supporter l'intensité en courant continu importante du circuit de collecteur des étages (modulés) de puissance de l'émetteur. Pour éviter la saturation, il doit comporter un léger entrefer.

En outre, le secondaire de ce

transformateur doit présenter diverses prises intermédiaires pour permettre l'adaptation optimale des impédances. Ce secondaire doit par ailleurs avoir une résistance ohmique aussi faible que possible, afin que la chute de tension soit négligeable ; dans le cas contraire, il y aurait une néfaste réduction de la tension continue d'alimentation des étages HF modulés.

L'intérêt de ce système est qu'il permet d'alimenter l'ensemble des étages de l'émetteur à la tension de 13,6 V.

Une autre solution, plus simple, plus légère, réside dans l'emploi d'un amplificateur BF, dit « modulateur-série », dont un exemple est représenté sur la figure I-12. Dans ce montage, on sait que le transformateur est remplacé par des transistors de puissance connectés en parallèle entre eux, mais montés en série dans l'alimentation des étages de puissance VHF à moduler de l'émetteur. Cependant, dans ce cas, la tension d'alimentation au départ doit être **doublee**, c'est-à-dire portée à 27,2/28 V, afin d'obtenir la ten-



sion modulée à 13,6 V requise par les étages de puissance VHF de l'émetteur.

Les étages Q₁ et Q₂ sont toujours normalement alimentés à la tension de 13,6 V.

Outre cet inconvénient, un modulateur de ce genre présente souvent des distorsions et des risques d'emballement thermique. Néanmoins, il offre une solution pour l'obtention d'un procédé simple de modulation, les éventuelles distorsions de la courbe enveloppe HF pouvant généralement être réduites par l'installation complémentaire d'un circuit de contre-réaction.

§ 8. — EQUIPEMENT RADIO DES TOURS DE CONTROLE

Il ne s'agit que de donner ici un aperçu des divers appareils susceptibles d'être rencontrés dans une tour de contrôle. En fait, il est bien évident que l'importance et la diversité des appareils sont essentiellement conditionnés par l'importance de l'aéroport et de son trafic.

Au cours du paragraphe précédent, nous avons déjà mentionné quelques types d'émet-

teurs-récepteurs VHF pour tours de contrôle. Ces émetteurs-récepteurs VHF sont en nombre égal au nombre de fréquences attribuées à l'aérodrome ; on peut même dire qu'il y en a deux fois plus, car en principe, chaque émetteur-récepteur est « doublé » (en cas de panne).

Essentiellement, pour chaque aéroport, nous avons :

- fréquence d'approche ;
- fréquence-tour ;
- fréquence-sol ;
- fréquence-gonio ;
- fréquence supplétive.

Comme bien souvent plusieurs fréquences peuvent être attribuées à chaque fonction (notamment pour les aéroports à grand trafic), on imagine aisément le nombre d'émetteurs-récepteurs VHF que cela entraîne !

Outre les émetteurs-récepteurs VHF constituant la partie essentielle des tours de contrôle, nous pouvons encore citer les différents appareils suivants :

— Enregistreurs sur bande magnétique (à enclenchement automatique) des diverses conversations du trafic.

— Récepteurs de contrôle des radio-balises voisines (ondes moyennes) et des V.O.R. ou T.V.O.R. locaux (avec déclenche-

ment automatique d'un signal d'alarme en cas de panne).

— Appareillage de contrôle des moyens radio d'atterrissage (I.L.S. par exemple).

— Récepteurs permettant l'écoute du trafic radio dans les « airways » voisins (couloirs aériens).

— Ecran indicateur de radar de surveillance dans la zone d'approche.

— Ecran indicateur de radiogoniomètre.

... sans parler des innombrables haut-parleurs, microphones et antennes nécessaires.

Il va sans dire que nous ne citons là que l'essentiel des appareillages purement « radio », en passant volontairement sous silence tous les autres appareils annexes tels que anémomètre (force et direction du vent), indicateur de pressions atmosphériques (QNH et QFE), thermomètre, téléphones, téléscripateur « météo », horloge, commandes des feux (balisage et signalisation) etc., qui participent nécessairement à l'équipement général de ce poste d'aiguillage, de cette « centrale », qu'est une tour de contrôle d'aérodrome.

En général, l'ensemble des installations électriques et radioélec-

triques est alimenté par le secteur... lequel n'est, hélas, pas exempt de panne ou de coupure. Or, il n'est pas pensable d'admettre un arrêt surprise des moyens-radio par une panne d'alimentation, par exemple lorsque l'on a un avion à l'atterrissage dans une mauvaise visibilité...

Sur les petits aérodromes ou pour de petites installations radio-électriques, l'arrêt du courant électrique du secteur entraîne généralement l'enclenchement automatique instantané d'une alimentation supplétive à partir d'accumulateurs.

Sur les aérodromes de moyen ou grand trafic, cette solution simple n'est plus applicable du fait de l'importance de la consommation électrique globale entraînée par les multiples appareils de toutes sortes à alimenter (sans oublier le balisage — ou éclairage — de la piste de nuit). Dans de tels cas, on utilise alors un groupe électrogène (moteur au fuel entraînant un alternateur) fournissant un courant électrique identique en tension et en fréquence à celui du secteur. Naturellement, ce groupe électrogène se met en fonctionnement **automatiquement** quelques secondes après une coupure de secteur ; il

HI-FI ECHOS
Centre Commercial Delta
02 SAINT-QUENTIN



vous propose

LA CHAINE D'OR

haute fidélité

où chaque maillon est

une marque prestigieuse

EXCEL SOUND • LAFAYETTE
JENSEN • GARRARD • FRANK

PC 2695

Nouveau modèle 74



Mini-30 Engel

30 watts 220 volts

bi-tension

110/220 volts

longueur : 250 mm
(sans panne) : 180 mm
largeur : 24 mm
hauteur : 26 mm

RAPY

à transformateur incorporé, basse tension de sortie 0,4 V, Contrôle de fonctionnement à voyant lumineux.

Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volts). Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL.

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : **DUVAUCHEL**
3 bis, RUE CASTÉRÈS 92 110 CLICHY TÉL. 737.14.90

s'arrête également automatiquement dès que le courant du secteur est rétabli.

§ 9. — REALISATION D'UN RECEPTEUR VHF POUR L'ECOUTE DU TRAFIC AERONAUTIQUE

Il est certain que de nombreux amateurs s'intéressent à l'écoute du trafic aéronautique dans la gamme 118-136 MHz et désirent construire eux-mêmes un récepteur conçu pour cette bande de fréquences. Il est également certain que dans ce cas, il n'est nullement obligatoire d'avoir un récepteur piloté par quartz pour chaque fréquence ; au contraire,

deux constructions possibles : la première très simple (montage à super-réaction) ; la seconde plus élaborée, mais aussi plus sensible et sélective (montage à double changement de fréquence).

RECEPTEUR VHF SUPER-REACTION

Le schéma de ce récepteur susceptible de couvrir la bande de fréquences de 118 à 136 MHz, est représenté sur la **figure I-13**.

L'étage détecteur à super-réaction autodyne comporte le transistor Q_2 et il est précédé par un étage amplificateur VHF accordé (avec transistor Q_1) qui apporte un gain non négligeable ; en outre,

$C_6 = C_7 =$ ajustable air 0,4-4 pF.

$C_{10} = 6,8$ pF céram.

$C_{12} = 50$ μ F, 12 V.

CV_1 et $CV_2 = 2 \times 12$ pF (jumelés) ; modèle pour récepteur FM de Aréna avec démultiplificateur et cadran.

TRSS17 = transformateur BF de Audax 10 k Ω /2 k Ω .

$R_1 = R_6 = R_7 = 1$ k Ω .

$R_2 = 2,7$ k Ω .

$R_3 = R_5 = 4,7$ k Ω .

$R_4 = 15$ k Ω .

R aj. = 4,7 k Ω ajustable.

Pot. 1 = 10 k Ω linéaire.

D = OA70 ou AA119.

$Q_1 = Q_2 =$ AF139 ou AF239.

Ch = 35 spires jointives de fil émaillé de 2/10 de mm sur le corps d'une résistance de 100 k Ω ,

0,5 à 1 W servant de support celle qui correspond au **début** de l'apparition du souffle. Le réglage des deux résistances ajustables se fait une fois pour toutes et permet de déterminer le point de fonctionnement correct des transistors Q_1 et Q_2 .

Le réglage du noyau de L_3 permet de fixer les limites de la gamme qui sera couverte par la manœuvre du condensateur variable. Un générateur HF/VHF modulé est très utile pour faire ces réglages facilement et rapidement. Ensuite, l'antenne étant branchée à l'entrée du récepteur, il ne reste qu'à régler les noyaux de L_2 et de L_1 pour l'obtention de l'audition maximale (alignement des circuits).

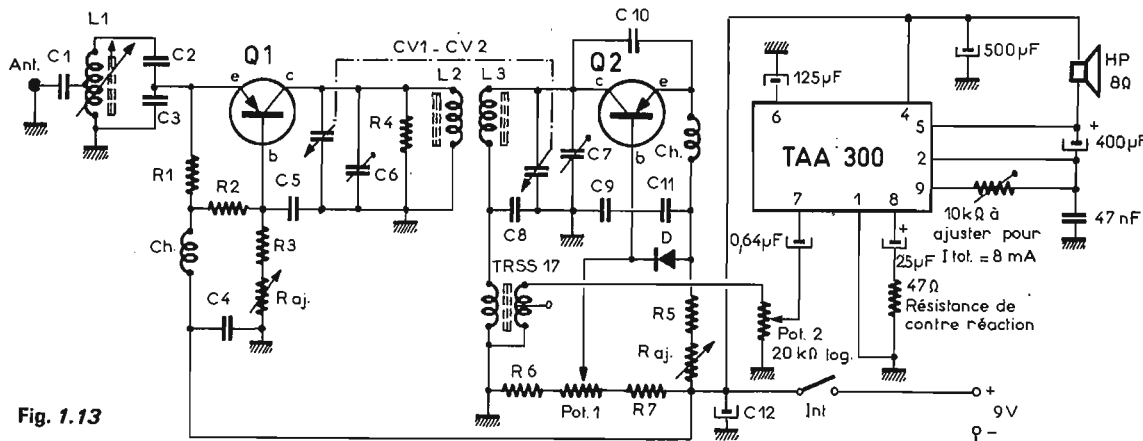


Fig. 1.13

un appareil muni d'un cadran et d'une aiguille (comme un récepteur de radio ordinaire) permet plus aisément « d'aller à la pêche aux ondes » en balayant relativement rapidement toute la bande de trafic.

Ce qui est également certain est qu'un simple **récepteur** destiné **uniquement** à l'écoute du trafic aéronautique par l'**amateur** de radio n'a nullement besoin d'être homologué.

Certes, il existe de nombreuses fabrications commerciales de petits récepteurs à transistors (souvent d'origine japonaise), soit conçus uniquement pour la gamme VHF aéronautique, soit comportant cette gamme en supplément d'autres gammes plus habituelles. Mais, bien souvent, le mordru de la radio souhaite réaliser lui-même son propre récepteur. C'est la raison pour laquelle nous avons rédigé ce paragraphe au cours duquel nous allons examiner successivement

cet étage amplificateur VHF évite le rayonnement de l'étage détecteur par l'antenne.

La liaison à la section amplificatrice BF est effectuée par un transformateur miniature Audax type TRSS17. Cette section BF est extrêmement facile à réaliser puisqu'elle est constituée par un circuit intégré type TAA300 (R.T.C.) qui peut fournir une puissance BF de 1 W avec un haut-parleur de 8 Ω d'impédance. Comme cela est indiqué sur la figure, la résistance ajustable de 10 k Ω est à régler pour l'obtention d'une intensité d'alimentation (du circuit intégré) de 8 mA (sans signal) pour une tension de 9 V.

Les caractéristiques des éléments de la section VHF sont les suivantes :

$C_1 = C_5 = 1$ nF céram.

$C_2 = 10$ pF céram.

$C_3 = 15$ pF céram.

$C_4 = C_8 = C_9 = C_{11} = 10$ nF céram.

Bobinages : Chaque bobinage sur mandrin Lipa de 8 mm de diamètre à noyau de ferrite réglable ; fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm de diamètre ; enroulements avec espacement entre spires de 1 mm.

$L_1 = 5,5$ tours ; prise à 2 spires côté masse.

$L_2 = L_3 = 4,5$ tours.

L_3 est couplée à L_2 avec une distance de 15 mm d'axe en axe.

Ce montage peut se faire très aisément sur une plaquette perforée genre Veroboard installée ensuite dans un boîtier quelconque, la présentation étant laissée au goût du réalisateur.

Le montage étant terminé et vérifié, on s'assure que la manœuvre du potentiomètre Pot. 1 entraîne bien le fonctionnement de l'étage détecteur en super-réaction, ce qui s'accompagne d'un bruit de souffle caractéristique dans le haut-parleur (Pot. 2 étant ouvert au maximum). La position correcte pour Pot. 1 est

RECEPTEUR VHF A DOUBLE CHANGEMENT DE FREQUENCE

Le schéma fonctionnel de cet appareil couvrant largement la gamme 118-130 MHz, est représenté sur la **figure I-14** ; examinons-le ensemble.

Nous avons un étage amplificateur d'entrée VHF, suivi du premier changeur de fréquence. Ces deux étages peuvent s'accorder, comme nous nous le sommes fixés précédemment, de 118 à 130 MHz ; mais, en pratique, nous disposons d'un débordement appréciable au-dessus et au-dessous de ces fréquences. L'oscillateur du premier changeur de fréquence est variable de 90 à 102 MHz, ce qui détermine une première moyenne fréquence constante sur 28 MHz. Après amplification de ce signal, nous effectuons un deuxième changement de fréquence ; nous avons ici un oscillateur fixe sur la fré-

quence de 27,545 MHz, ce qui détermine, par différence avec le signal à 28 MHz, la seconde moyenne fréquence sur 455 kHz. La suite du schéma est absolument classique ; nous avons l'amplificateur MF 455 kHz, la détection, l'amplificateur BF, le haut-parleur et l'alimentation.

Nous allons maintenant revoir tout cela en détails en nous reportant aux figures I-15 A et B, représentant le schéma complet de ce récepteur.

L'étage d'entrée amplificateur VHF est équipé d'un transistor AF139, montage en émetteur commun avec neutrodynage (capacité de 4,7 pF). L'entrée est prévue pour une impédance de l'ordre de 75Ω (câble coaxial). L'étage changeur de fréquence AF102 (1) reçoit, sur son émetteur, le signal issu de l'oscillateur local variable AF102 (2) lequel, s'il est réalisé avec soin, est d'une stabilité remarquable.

Certes, l'ensemble du récepteur doit être construit très correctement, avec beaucoup d'attention et d'application ; mais ce sont plus particulièrement ces trois premiers étages qui nécessitent les plus grands soins. Il convient surtout de déterminer une disposition judicieuse des composants afin de réaliser des connexions courtes et directes... voire pas de connexion du tout (soudures directes entre éléments). L'accord sur les stations à recevoir se fait par la manœuvre en commande unique de trois condensateurs variables CV_1 , CV_2 et CV_3 de 18 pF chacun. Il s'agit de trois cases type CTL18 « Aréna » jumelées par leur axe, et c'est précisément cet assemblage de condensateurs variables (par ailleurs commandé par un démultiplicateur avec cadran) qui détermine ensuite l'emplacement judicieux des composants connexes. Disons enfin qu'une petite plaque métallique de blindage (traits mixtes sur le schéma) assure une séparation entre les bobinages L_1 et L_2 , afin de supprimer tout couplage.

L'alimentation de cette section VHF est effectuée sous une tension de 9 V stabilisée par une diode Zener DZ1.

A la sortie du premier changeur de fréquence, nous avons deux circuits accordés MF_1 et MF_2 , réglés sur 28 MHz (L_4 et L_7) et couplés en basse impédance par L_5 et L_6 avec une toute petite portion de câble coaxial. Le transistor AF102 (3), montage en base commune, ef-

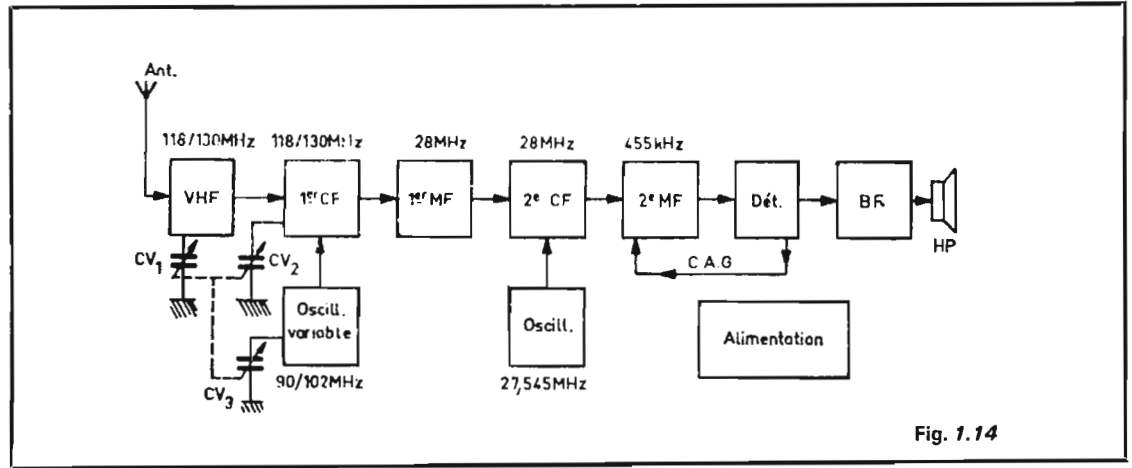


Fig. 1.14

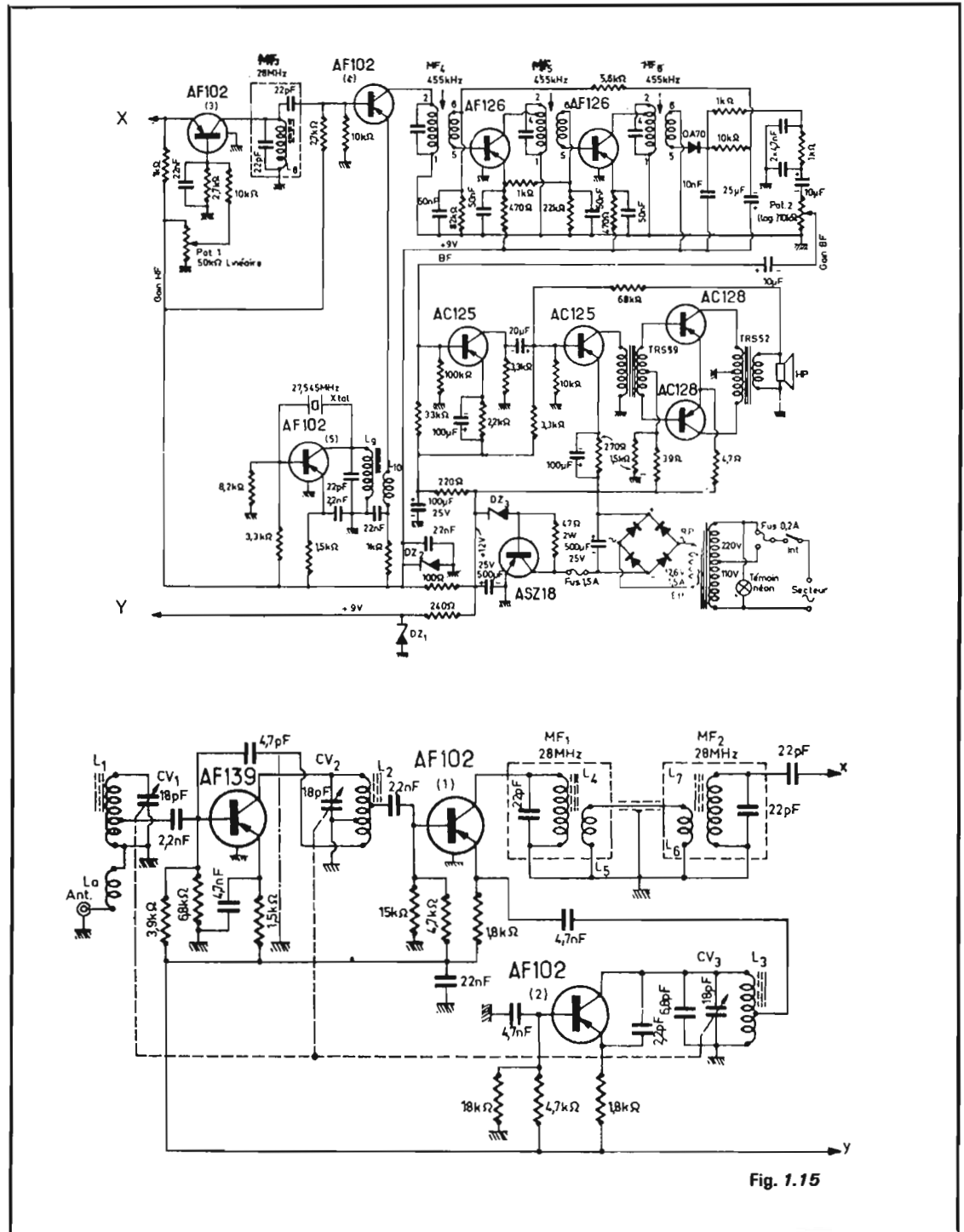


Fig. 1.15

fectue une amplification des signaux sur cette fréquence. Le gain de cet étage est réglable par le potentiomètre Pot. 1 (gain HF), ce qui permet d'ajuster la sensibilité du récepteur et, le cas échéant, d'éviter certaines saturations. A la suite, un nouveau circuit accordé MF_3/L_8 est réglé sur 28 MHz également. Notons que les circuits MF_1 , MF_2 et MF_3 sont enfermés dans des boîtiers cylindriques (petits blindages de transformateurs moyenne fréquence miniatures).

Le second changeur de fréquence comporte le transistor AF102 (4) ; il reçoit sur son émetteur le signal issu de l'oscillateur fixe avec transistor AF102 (5) et quartz miniature CR23/U d'une fréquence de 27,545 MHz. Nous disposons donc en sortie d'un signal sur 455 kHz, signal dit « 2^e MF ».

Ce signal est amplifié à l'aide de deux étages avec transistors AF126. Les transformateurs moyenne fréquence MF_4 , MF_5 , MF_6 constituent un jeu classique accordé sur 455 kHz et utilisé couramment sur tous les récepteurs ordinaires de radio à transistors. Le premier transistor AF126 est commandé par la tension de CAG provenant du détecteur (OA70) par l'intermédiaire d'une résistance de 5,6 k Ω . La polarisation de base du second transistor AF126 s'effectue par un pont de deux résistances 22 k Ω et 1 k Ω , cette dernière étant connectée sur l'émetteur du transistor AF126 précédent. Lorsque la CAG agit sur le premier transistor AF126, le courant de collecteur de celui-ci diminue et la chute de tension dans la résistance d'émetteur (470 Ω) est également moindre ; cette tension devient donc plus positive. La base du second transistor AF126 étant alimentée à partir de cet émetteur, se trouve en conséquence plus positive également, c'est-à-dire moins négative par rapport à son émetteur, et l'amplification diminue. En fin d'analyse, l'action de la CAG se trouve ainsi appliquée sur les deux étages moyenne fréquence.

L'alimentation des étages « 1^{er} MF » et « 2^e MF » est effectuée sous une tension de 9 V stabilisée par la diode Zener DZ_2 .

La section BF ne présente rien de très particulier. Le volume sonore est réglable par le potentiomètre Pot. 2 (gain BF). Nous avons ensuite deux étages avec transistors AC125, un transformateur driver TRS59 (Audax),

l'étage final push-pull avec transistors AC128, un transformateur de sortie TRS52 (Audax) et le haut-parleur 8 Ω (diamètre au goût du réalisateur). L'alimentation de cette section est effectuée sous une tension de 12 V stabilisée par le montage régulateur général (transistor ASZ18 et diode Zener DZ_3) placé à la sortie du redresseur.

Toutefois, il va sans dire que comme dans le montage précédent, cette section BF peut parfaitement être totalement remplacée par un circuit intégré genre TAA300 ou TCA 160.

Les boîtiers des transistors AF139, AF102 et AF126 sont reliés à la masse par la connexion prévue à cet effet.

D'autre part, nous avons :

$DZ_1 = DZ_2 = BZY 88C9V1$ (RTC).

$DZ_3 = BZY 88C12$ (RTC).

RP = Redresseur en pont BLY2/140M (RTC).

$L_1 = 4$ tours ; fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; espacement de 1 mm entre les spires ; prise pour liaison sur la base à 1 tour de la masse ; mandrin Lipa de 6 mm de diamètre à noyau réglable.

$L_a = 1$ tour, même fil, sur le même mandrin, à côté de L_1 (côté masse).

$L_2 = 6$ tours, même fil, même type de mandrin ; prise pour la masse à 4 tours du collecteur ; prise pour la liaison sur la base à 3 tours du collecteur.

$L_3 = 4$ 1/2 tours, même fil, même type de mandrin ; prise à 1/2 tour de la masse.

$L_4 = 11$ tours jointifs, fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm, sur mandrin Lipa de 8 mm de diamètre à noyau réglable.

$L_5 = 3$ tours de couplage, même fil, côté masse de L_4 .

$L_6 =$ identique à L_5 , côté masse de L_7 .

$L_7 =$ identique à L_4 .

$L_8 =$ identique à L_4 .

$L_9 =$ identique à L_4 .

$L_{10} =$ identique à L_5 , côté masse de L_9 .

$MF_4, MF_5, MF_6 =$ jeu de trois transformateurs ordinaires 455 kHz.

Condensateurs (sauf électrochimiques) = type céramique.

Résistances (sauf mention spéciale) = 0,5 W.

Toutes autres caractéristiques d'éléments sont indiquées directement sur le schéma.

Pour la mise au point :

1^o Vérifier les tensions d'alimentation.

2^o Vérifier le fonctionnement

de la section BF à partir de l'entrée du potentiomètre Pot. 2.

3^o Injecter un signal à 455 kHz sur la base du transistor AF102 (4) et régler MF_6, MF_5 et MF_4 pour l'obtention du signal maximal en sortie.

4^o Injecter un signal à 28 MHz sur l'émetteur du transistor AF102 (3). Régler le noyau de L_9 afin d'obtenir l'entrée en oscillation du quartz 27,545 MHz et l'audition du signal injecté. Puis, régler L_8 (MF_3) pour l'audition maximale de ce signal (ou l'obtention du signal maximal en sortie mesuré avec un voltmètre électronique pour courant alternatif).

5^o Injecter un signal à 28 MHz sur la base du transistor AF102 (1). Régler L_7 (MF_2) et L_6 (MF_1) pour obtenir le signal de sortie maximal.

6^o A l'aide d'un générateur VHF, on injecte dans la douille « antenne » un signal tour à tour sur 118 et sur 130 MHz, et l'on règle le noyau de L_3 de façon à retrouver normalement le signal injecté par la manœuvre du groupe de condensateurs variables :

118 = condensateurs presque fermés.

130 = condensateurs presque ouverts.

7^o Le calage de la variation de fréquence de l'oscillateur AF102 (2) ayant été effectué comme il vient d'être dit, il ne reste qu'à procéder au réglage des circuits d'accord. Pour cela, on branche l'antenne sur le récepteur et on règle le générateur VHF vers le milieu de la bande, disons vers 124 MHz. Rechercher l'audition de ce signal par la manœuvre du cadran du récepteur commandant le groupement des condensateurs variables ; on doit le recevoir uniquement par rayonnement. Ajuster alors les noyaux de L_2 et de L_1 pour l'obtention du signal de sortie maximal.

Nous ne donnerons aucune directive précise quant à la réalisation pratique de l'appareil, celle-ci étant laissée au goût de l'amateur, et le récepteur pouvant être par ailleurs construit à l'aide de nombreux éléments récupérés susceptibles d'entraîner d'importantes variantes (cadran, démultipliateur, haut-parleur incorporé ou séparé, etc.). Rappelons simplement les soins particuliers à apporter aux sections VHF et HF notamment (réalisation condensée aux connexions courtes et directes), soins d'ailleurs bien connus des amateurs de fréquences élevées.

Le trafic aéronautique s'effectue avec des antennes à polarisation verticale. En outre, il est évident que l'antenne doit être omnidirectionnelle. La solution est immédiate : il suffit de réaliser une antenne-fouet verticale du type « ground-plane » aux dimensions en rapport avec la bande de fréquences à recevoir.

Une antenne « ground-plane » convenant pour l'écoute du trafic aéronautique, avec l'un ou l'autre des récepteurs que nous venons de décrire, est représentée sur la figure I-16.

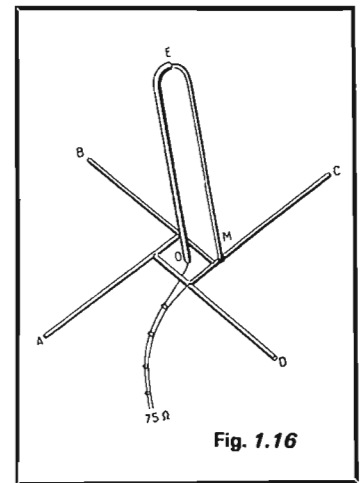


Fig. 1.16

La partie rayonnante est constituée par l'élément OEM replié, élément rayonnant constitué lui-même par deux éléments OE et EM de diamètres différents. Nous donnons les dimensions pour la bande 118-130 MHz :

AO = BO = CO = DO = 0,56 m (tubes de cuivre de 12 mm de diamètre).

OE = EM = 0,575 m.

OE = tube de cuivre de 16 mm de diamètre.

EM = tube de cuivre de 6 mm de diamètre.

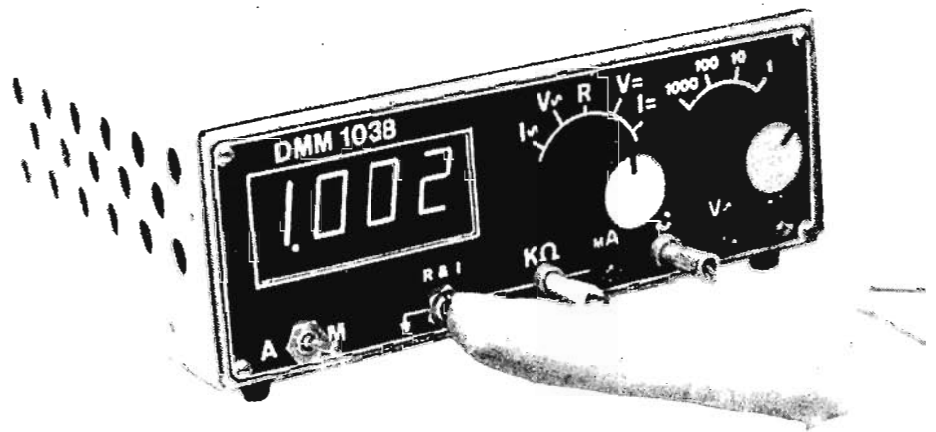
Distance d'axe en axe des éléments OE et EM = 20 mm ; l'extrémité M est soudée aux éléments horizontaux. Avec cette disposition, il est possible d'utiliser un câble coaxial d'impédance 75 Ω .

Le carré de base, de sommet M n'a pas à être isolé ; il est à la masse par le mât (tube métallique) servant de support, auquel il est fixé mécaniquement. Par contre, bien entendu, le point O doit être isolé par un bloc isolateur en polyéthylène ou en stéatite.

R.A. RAFFIN

(à suivre)

un multimètre numérique



LE DMM 1038

I. VOLTMÈTRE CONTINU

Semi-conducteurs

- 1 FEY101B (RTC)
- 1 FEJ271B (RTC)
- 1 DD700 (Sperry)
- 1 TBA221 (RTC...) ou μ A741C
- 1 ESM25 (Sesco) ou BFQ14 (RTC)
- 1 BFW11 (RTC)
- 1 BFW12 (RTC)
- 1 BRY39 (RTC)
- 1 BRY56 (RTC)
- 4 BSS68 (RTC) ou MPS L51 (Motorola)
- 2 BSS38 (RTC) ou MPS A43 (Motorola)
- 3 2N2926 oranges ou verts
- 4 1N4148
- 1 1N823 (Motorola ou Sesco) diode
- Zener de référence, 6,2 V, 0,005 %/°C

Résistances

- 1 470 Ω 1/4 W 5 %
- 1 560 Ω 1/4 W 5 %
- 1 2 700 Ω 1/4 W 5 %
- 2 4 700 Ω 1/4 W 5 %
- 1 22 k Ω 1/4 W 5 %
- 4 27 k Ω 1/4 W 5 %
- 5 33 k Ω 1/4 W 5 %
- 1 47 k Ω 1/4 W 5 %
- 5 100 k Ω 1/4 W 5 %
- 1 150 k Ω 1/4 W 5 %
- 3 220 k Ω 1/4 W 5 %
- 4 270 k Ω 1/4 W 5 %
- 2 470 k Ω 1/4 W 5 %
- 3 1 M Ω 1/4 W 5 %
- 1 10 M Ω 1/4 W 5 %
- 1 1 000 Ω 1/2 W 1 % RCMS05 Sfernice
- 1 1 870 Ω 1/2 W 1 % RCMS05 Sfernice
- 2 10 k Ω 1/2 W 1 % RCMS05 Sfernice
- 2 2 000 Ω 1/2 W 0,1 % RCMA Sfernice.
- 2 Trimmers multitours, 220 Ω , T19S, Sfernice.
- 1 15 k Ω 1 W 5 %
- 1 22 k Ω 1 W 5 %

Divers

- 1 Afficheur SP351 (Sperry)
- 1 Afficheur SP352 (Sperry)
- 1 circuit imprimé A
- 1 circuit imprimé C
- 1 connecteur M & F, subminiature, 4 broches.

Condensateurs

- 2 1 500 pF C280 250 V Cogéco
- 2 0,1 μ F C280 250 V Cogéco
- 1 10 nF C280 250 V Cogéco
- 4 10 nF C296 400 V Cogéco

LISTE DES COMPOSANTS

Nous mettons tout de suite en garde les réalisateurs éventuels : le DMM 1038 est un appareil de précision et il est hors de question de le réaliser avec des composants quelconques : il faudra donc se conformer très strictement aux références indiquées. Nous signalons que la maison RD Électronique s'est chargée de réunir toutes les pièces nécessaires à la réalisation (circuits intégrés, résistances de précision, pièces mécaniques, etc.). Le plus simple sera donc d'entrer en contact avec cette maison.

2. FONCTIONS

Semi-conducteurs

- 3 TAA522 (RTC...) ou μ A709C
- 1 BF245C (Sesco)
- 2 BC251C (ITT)
- 1 IN823 (Motorola ou Sesco) voir plus haut.
- 3 IN4148

Résistances

- 3 47 Ω 1/4 W 5 %
- 1 1 000 Ω 1/4 W 5 %
- 3 1 500 Ω 1/4 W 5 %
- 1 5 600 Ω 1/4 W 5 %
- 1 12 k Ω 1/4 W 5 %
- 1 47 k Ω 1/4 W 5 %
- 1 180 k Ω 1/4 W 5 %
- 2 470 k Ω 1/4 W 5 %
- 1 243 Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 1 1 690 Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 2 2 050 Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 2 3 320 Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 1 4 750 Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 2 5 620 Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 1 6 490 Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 1 12,1 k Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 1 47,5 k Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 1 475 k Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMS05
- 1 4,75 M Ω 1/2 W 1 % Sfernice type RCMX05

Divers

- 1 circuit imprimé B

Condensateurs

- 1 10 pF C333 Cogéco
- 1 100 pF C322 Cogéco
- 2 150 pF C322 Cogéco
- 1 1 nF C322 Cogéco
- 2 4,7 nF C280 250 V Cogéco
- 2 0,1 μ F C280 250 V Cogéco
- 1 1,6 μ F chimique miniature 64 V
- 1 5 μ F chimique miniature 25 V
- 3 10 μ F chimique miniature 25 V
- 1 100 μ F chimique miniature 10 V

Ajustables

- 2 1 000 Ω genre E086 ou Gsr. Modèle debout. Si possible à piste céramique.
- 1 2 500 Ω genre EO86 ou Gsr. Modèle debout. Si possible à piste céramique.
- 1 100 Ω modèle EO86 o GMSRSR. Modèle couché. Si possible à piste céramique.
- 1 220 Ω genre EO86 ou Gsr. Modèle couché. Si possible à piste céramique.
- 1 1 000 Ω genre EO86 ou Gsr. Modèle couché. Si possible à piste céramique.
- 1 10 k Ω genre EO86 ou Gsr. Modèle couché. Si possible à piste céramique.
- 1 100 k Ω genre EO86 ou Gsr. Modèle couché. Si possible à piste céramique.

3. ALIMENTATION

Résistances

- 1 560 Ω 3 W bobinée Sfernice.
- 2 1 200 Ω 1/4 W 5 %
- 1 1 800 Ω 1/2 W 5 %
- 1 4 700 Ω 1/2 W 5 %

Semi-conducteurs

- 1 BY164
- 1 BY179
- 2 BY127
- 1 AC188
- 1 BC251B
- 1 2N2926 vert
- 1 Zener 24 V 400mW
- 1 Zener 5,1 V 400 mW
- 2 Zeners 12 V 400 mW

Condensateurs

- 1 1 000 μ F 40 V (Siemens)
- 2 1 000 μ F 25 V (Siemens)
- 8 μ F 350 V CEF (attention aux dimensions L = 30 mm, \varnothing = 9 mm)

Divers

- 1 circuit imprimé E
- 7 cosses et picots Faston
- 1 cordon secteur
- 1 Transformateur d'alimentation
 - . sur circuit de 50 x 60 mm, épaisseur 20 mm
 - . Primaire : 2 860 spires 10/100 pour 220 V (prise à 1 625 sp pour 125 V)
 - . Secondaire 200 V : 2 600 spires 9 ou 10/100
 - . Secondaire 30 V : 400 spires 22/100
 - . Secondaire 15 V : 200 spires 22/100

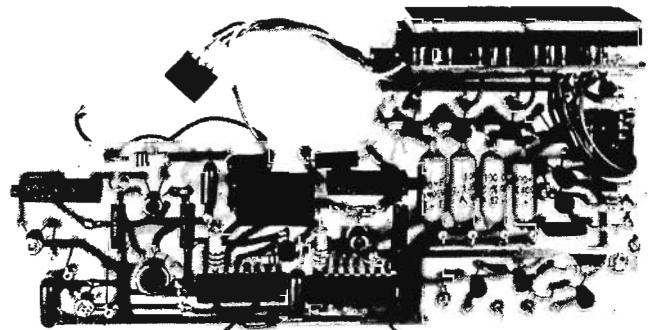


Photo n° 1. Vue sur la platine A terminée. Remarquer le petit connecteur des points décimaux. Ne pas s'inquiéter des petites différences avec la description : le trimmer de zéro de 100 Ω au lieu de 200 Ω , nécessitant une résistance supplémentaire, les deux 9,76 k Ω au lieu des 10 k Ω : question de disponibilité! La maquette a été montée avec en T, des MPS L51, et en T', des MPS A43.

4. PANNEAU AVANT

1 tumbler interrupteur subminiature.
 1 tumbler subminiature, 2 circuits, 1 position stable, 1 position instable.
 2 encliquetages JEANRENAUD type MA MEK.
 3 galettes MA 2 × 6 CC GP.
 1 galette MA 2 × 6 NC GP (cette galette ne court-circuitant pas les positions voisines, lors des commutations, est à utiliser en $Kfv/Kf \sim$).
 2 prises BNC type UG625-B/U, ou simplement 2 douilles Radiall de 2 mm.
 3 douilles Radiall de 2 mm.

1	180 k Ω	1/4 W	5 %			
1	100 Ω	1/2 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMS05	Sfernice
1	10 Ω	1/2 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMS05	Sfernice
1	1 Ω	1/2 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMS05	Sfernice
1	0,1 Ω	1,5 à 3 W	0,5 %	(défaut 1 %)	RMB 1,5 ou RPL3	Sfernice
3	2,23 M Ω	1/4 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMX05	Sfernice
1	2,40 M Ω	1/4 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMX05	Sfernice
1	909 k Ω	1/4 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMS05	Sfernice
1	90,9 k Ω	1/4 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMS05	Sfernice
1	10,1 k Ω	1/4 W	0,5 %	(à défaut 1 %)	RCMS05	Sfernice
1	1 500 pF	C301GA	Cogéco			
1	trimmer	6/60 pF	EA60E	RTC		
1	200 pF	mylar subm	5 %			
1	2 000 pF	mylar subm	5 %			
1	0,1 μ F	400 V subm	C280	(ou mieux F62 SAME)		

5. DIVERS

1 coffret : dimensions intérieures minimum : l = 160 mm, P = 130 mm, h = 55 mm.	
1 décor avant	1 fusible 3 A rapide
1 rhodoïd rouge 70 × 40 mm	1 fusible 0,3 A rapide
1 circuit imprimé D	Visserie, fil de câblage...

II. Le BOÏTIER (voir Fig. 32)

Voulant réaliser un multimètre très compact, nous avons choisi des dimensions minimum. Évidemment le montage ne s'en trouve pas simplifié. Il est toutefois possible d'augmenter légèrement ces dimensions si l'on désire avoir moins de problèmes.

Le boîtier est fabriqué en alu de 10/10, tôle qui se travaille particulièrement bien. Le tracé se fera avec soin. Pour le découpage, utiliser une cisaille non déformante ou une scie à métaux. Le découpage de la fenêtre des afficheurs se fait à la scie Abrafil. Notre maquette est peinte en gris martelé. Des trous d'aération sont percés dans le couvercle, bien que le montage dissipe très peu de calories.

Une béquille en c.a.p. rend l'usage de l'appareil plus commode.

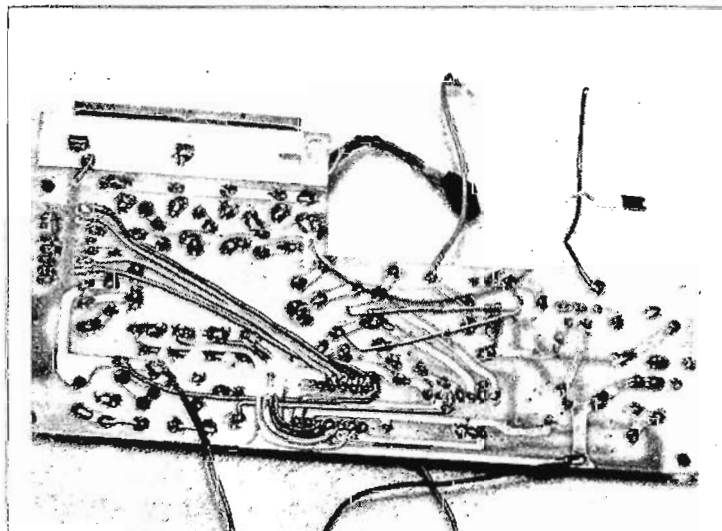


Photo n° 2. Vue sur le verso de la platine A. Remarquer les interconnexions et les diodes de protection.

III. LA FACE AVANT Voir les photos

Fidèles à nos principes, la face avant a été réalisée en papier à dessin noir mat. Les traits sont tracés au tire-ligne chargé d'encre de chine blanche (Paillard). Les lettres sont obtenues par la méthode du report direct. Se procurer en librairie, soit les planches n° 1, 6, 11 et 16, en blanc, marque DECADRY, soit les planches 2702,5, 2704, 2402,5, 2404, en blanc, marque ALFAC. Cette dernière marque ayant l'avantage de fournir les minuscules.

Le résultat final est excellent. La face avant terminée, en papier... ou en alu photo-gravé, la fixer par 4 petites vis Parker d'angles, en la collant à la colle « Kontakt » si le besoin s'en fait sentir.

IV. LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Tous en époxy 15/10.

- Circuit A en double face. (Voltmètre continu) figures 33 et 34.

- Circuit B en simple face. (Fonctions) figure 35.

- Circuit C en simple face. (Support des afficheurs) figure 36.

- Circuit D en simple face. (Entrée et fusibles) figure 37.

- Circuit E en simple face. (Alimentation) figure 38.

Toutes les méthodes de réalisation sont bonnes, si le résultat final donne satisfaction. Pour le circuit double face, nous avons exposé une méthode permettant d'obtenir une précision convenable : se reporter à l'article sur le TFX2, n° 1420, pages 261 et 262.

La plupart des trous sont à percer à 8/10. Quelques-uns à agrandir à 10/10 ou 15/10, mais pour cela le mieux est d'examiner les composants et de déterminer les dimensions des trous de passage nécessaires.

Dès qu'ils sont terminés, présenter les circuits dans le coffret et s'en servir pour marquer les trous à percer dans ce dernier. La correspondance sera ainsi parfaite.

Les circuits A et B sont fixés par des tiges filetées de 3 mm (ou de 2,5 mm si vous en trouvez). Le circuit C, par des boulons de 1,5 ou 2 mm. Le circuit D, par des boulons de 2 mm.

Ajuster soigneusement les tenons du circuit C pour qu'ils s'encastrent à frottement mi-dur dans les encoches de A.

Pour éviter une oxydation ultérieure, nous conseillons d'étamer ou d'argenter les circuits, ou plus

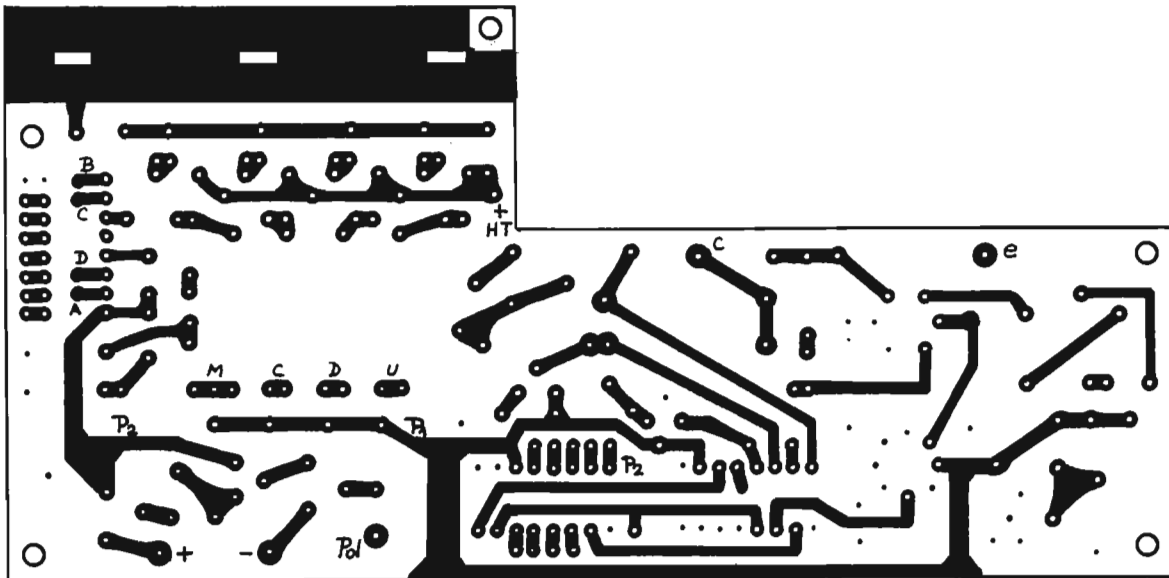


Fig. 34. - Plaquette A. Verso.

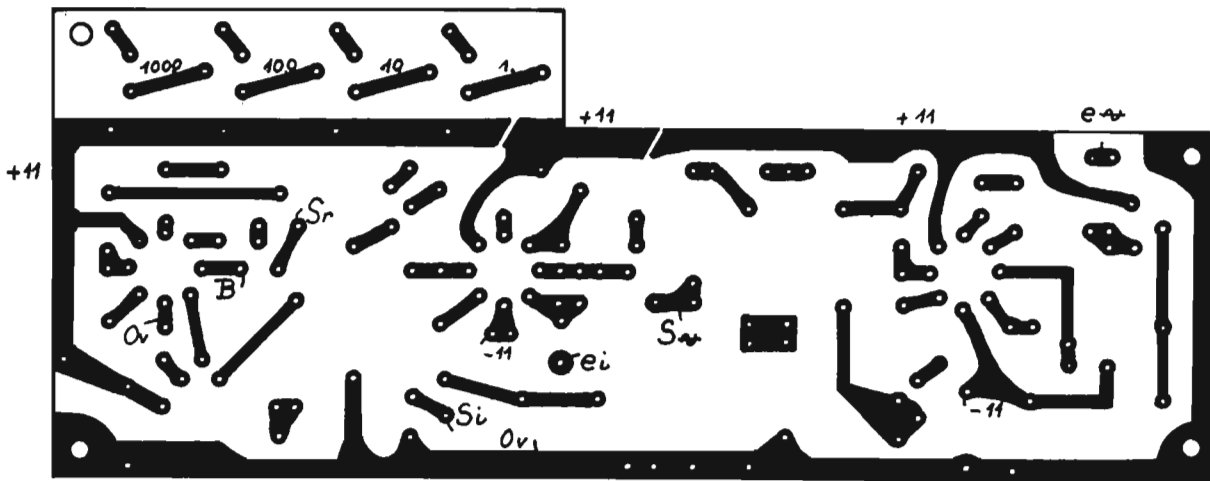


Fig. 35. - Plaquette B.

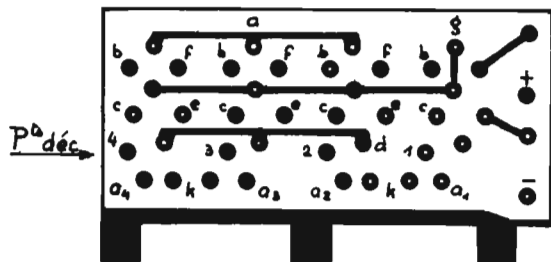


Fig. 36. - Plaquette C.

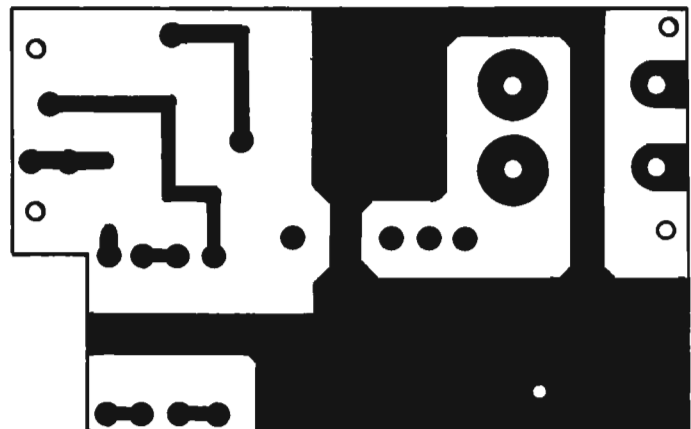


Fig. 37. - Plaquette D.

V. ALIMENTATION (voir Fig. 39)

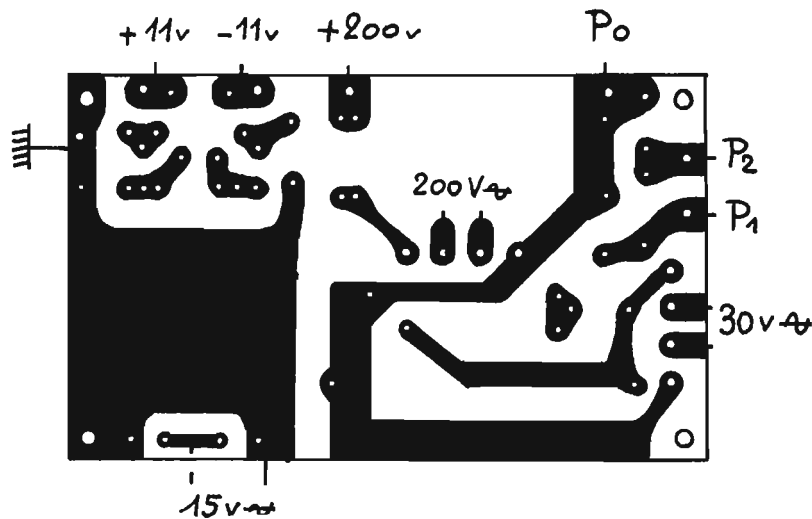


Fig. 38. - Plaquette E.

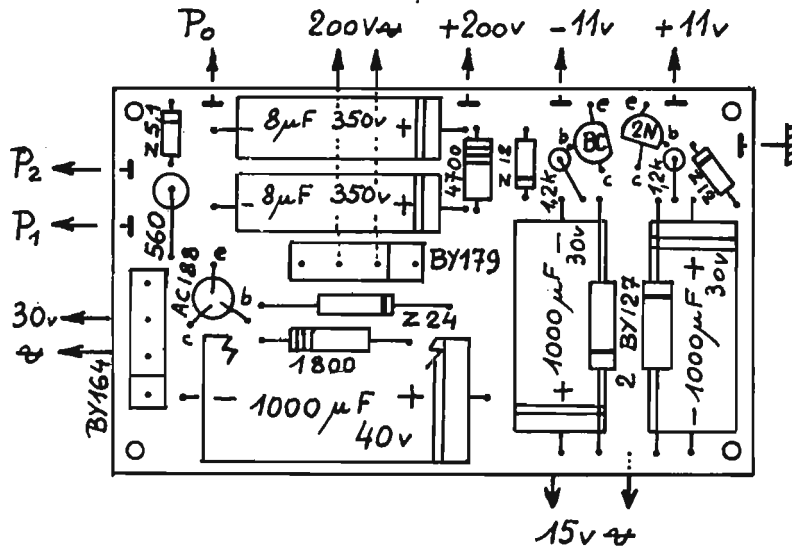


Fig. 39. - Alimentation.

Aucune difficulté particulière. Faire évidemment attention au sens des semi-conducteurs. Le AC188 est monté à l'envers, tête sur la platine.

Brancher d'abord le 30 V ~. Mettre sous tension et vérifier qu'à la sortie P₁ on a bien - 24 V à 1 V près et qu'en P₂ on a - 5 V.

Brancher ensuite le 200 V ~. Remettre sous tension et mesurer à vide + 250 V; à la sortie HT.

Brancher enfin le 15 V ~. Remettre sous tension une dernière fois pour vérifier l'obtention du + 11 V et du - 11 V sur les sorties correspondantes.

Débrancher et prendre la précaution de décharger tous les condensateurs, à l'aide d'une résistance de faible valeur.

VI. PLATINE VOLTÈMÈTRE CONTINU

Suivre la figure 40. Deux précautions très importantes sont à prendre :

- Ne jamais souder un transistor FET ou un circuit intégré MOS avec le fer à souder relié au secteur. Il est impératif de le débrancher au moment de la soudure. Veiller également à souder vite, pour éviter les élévations de température dangereuses.

- Pour toutes les résistances de précision :

. Plier les fils selon le besoin avec des pinces à becs fins, en évitant de faire subir au corps de la résistance des contraintes risquant de produire un « traumatisme » définitif.

. Souder en utilisant un shunt thermique, (Fig. 42) réalisé avec une pince crocodile sur les becs de laquelle on a soudé deux mâchoires en cuivre rouge. Faire à la lime, un méplat sur chaque face interne des mâchoires, de façon à assurer une prise de surface aussi grande que possible. Avant de faire le point de soudure, pincer le fil de résistance, côté corps. Souder et laisser la pince jusqu'à refroidissement. Procéder de même pour l'autre fil.

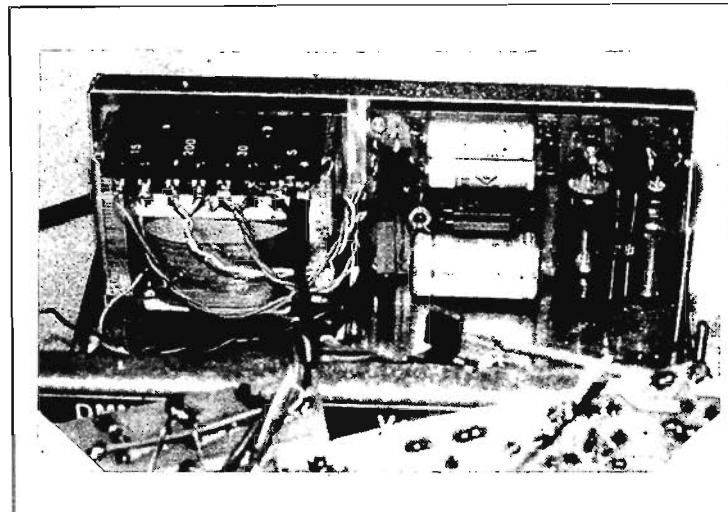
Ce shunt thermique pourra être utilisé pour tous les composants sensibles à la chaleur, par exemple les diodes Zeners et ordinaires.

Photo n° 3.

Gros plan sur l'alimentation.

simplement de les vernir (bombe SK 10 de KONTAKT).

Nous insistons encore une fois sur l'importance du soin à apporter à la réalisation mécanique, car la facilité du montage en dépend essentiellement : le temps passé à limer et à ajuster est largement rattrapé, tant au montage final qu'à la mise au point. Sans oublier le gros risque de mauvais contacts, de court-circuits résultant d'un assemblage précaire. Les circuits intégrés sont des merveilles, mais ils ne supportent pas les maladroites. Comme ils sont souvent coûteux et difficiles à acquérir, on ne saurait s'entourer de trop de précautions.



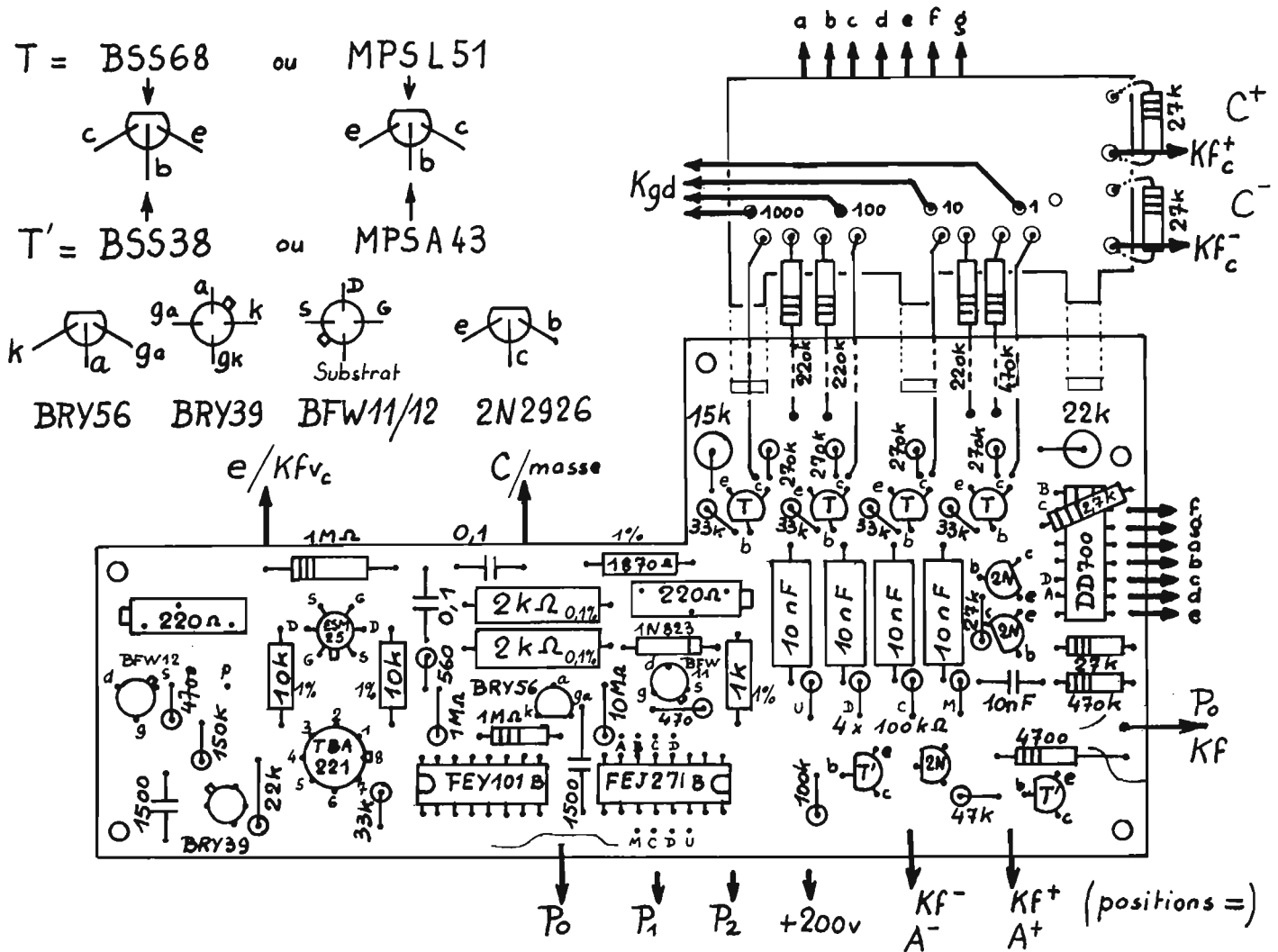


Fig. 40. - Câblage, platines A, C.

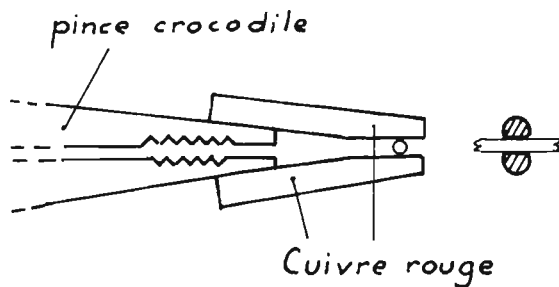


Fig. 42. - Shunt thermique.

Quelques points de soudure risquent de devenir inaccessibles après la pose de certains composants, du côté recto. Il faudra donc bien réfléchir et disposer les pièces de la platine dans un ordre... que nous vous laissons le plaisir de découvrir vous-mêmes, car il faut tout de même vous garder quelques petits problèmes à résoudre!!

Les liaisons entre le FEJ271, le DD700 d'une part et les condensateurs de bases des transis-

tors HT d'autre part, sont à faire avec du petit fil isolé (voir Fig. 41). Les diodes de protection de l'entrée sont à souder au verso, au plus court et le plus au ras possible. Voir également la photo 2.

Le circuit A complètement garni de ses composants, souder les afficheurs sur le circuit C. Veiller à un parfait alignement dans tous les sens. Les picots ne devront dépasser, côté cuivre, que de 0.5 mm environ. Souder les

deux résistances de 27 kΩ.

Mettre en place le circuit C, bien perpendiculaire à A et l'immobiliser par quelques points de soudure. Attention, le tenon droit (afficheurs vus de face) risque de gêner la pose du commutateur Ks : faire disparaître l'excédent à la lime.

Faire les liaisons anodes-collecteurs BSS68. Souder les résistances des « keepalive cathodes » à la masse. Souder les départs des

4 fils des points décimaux. Terminer par les liaisons segments-DD700 : relier les points portant la même lettre. Comme les extrémités du petit cordon de liaison des points décimaux à Kgd deviennent inaccessibles, aussi bien côté afficheurs que côté commutateur, il faut disposer au milieu, un petit connecteur M&F, permettant par la suite un démontage facile.

Liaisons entre la platine A et le reste du montage (voir Fig. 40 et 41).

- entrée vers Kfv;
- commun à la masse;
- 4 fils des points décimaux vers Kgd;
- 2 fils des signes + et -, vers Kf⁺ et Kf⁻;
- 2 fils des collecteurs BSS38 vers Kf⁺ et Kf⁻, et 1 fil venant de P;
- fil - 24 V (P₁) vers l'alimentation;

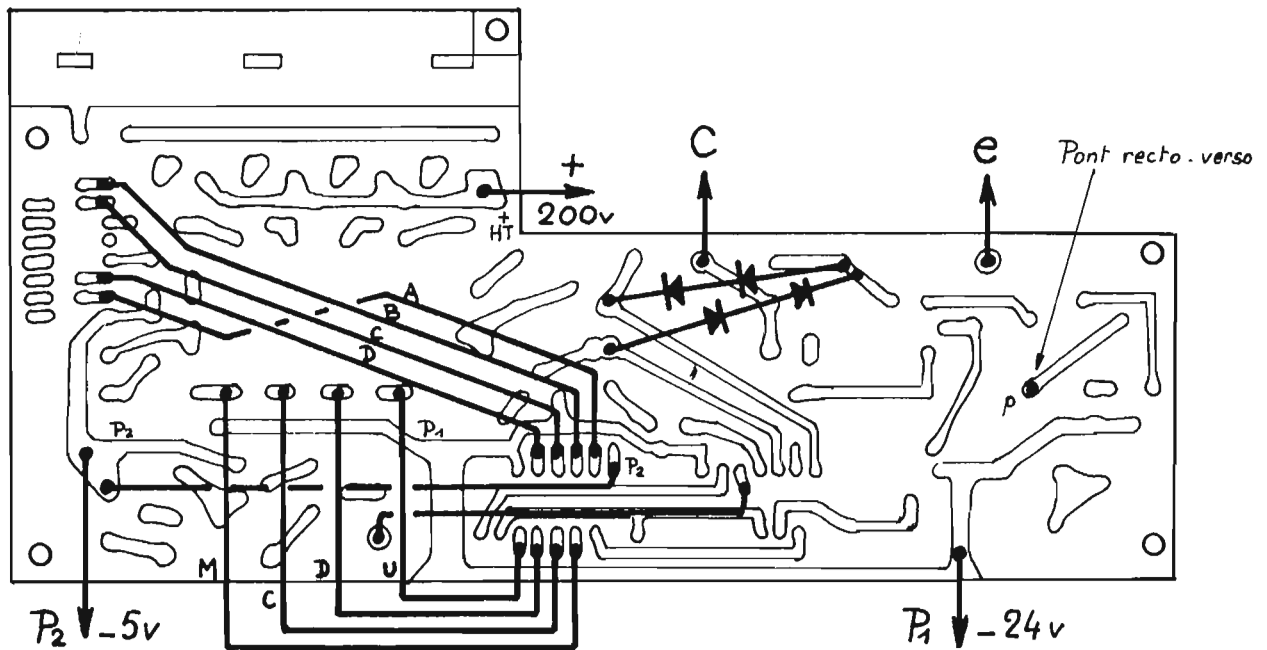


Fig. 41. - Câblage, platine A verso.

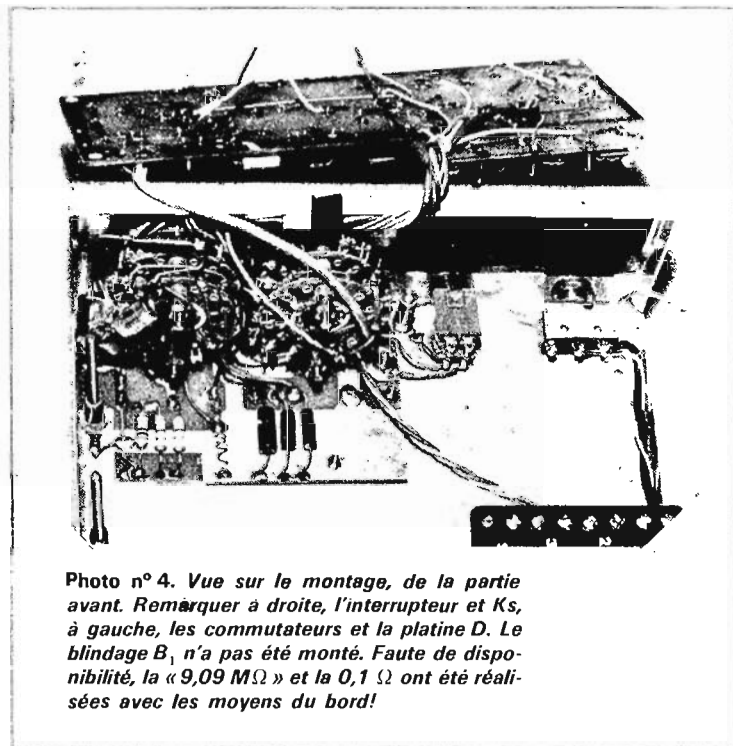


Photo n° 4. Vue sur le montage, de la partie avant. Remarquer à droite, l'interrupteur et Ks, à gauche, les commutateurs et la platine D. Le blindage B, n'a pas été monté. Faute de disponibilité, la « 9,09 MΩ » et la 0,1 Ω ont été réalisées avec les moyens du bord!

- fil - 5V (P₂) vers l'alimentation;
- fil + (P₀) vers l'alimentation;
- fil + 200 V vers l'alimentation;

Mise en service de la platine A/C

Elle est à faire avant la mise en coffret.

a) Une vérification minutieuse de toute la platine s'impose. Le prix de certains composants nous

semble d'ailleurs un excellent élément modérateur, permettant de réprimer certaines « ardeurs juvéniles » peu compatibles avec la prudence du sage. Il faudra pourtant se décider. Au départ il est parfaitement inutile de s'occuper des liaisons des points décimaux et des fils concernant la polarité. Se contenter de les éloigner pour éviter les contacts fâcheux. Raccorder à l'alimentation. Mais attention : bien décharger les condensateurs au préalable.

b) Court-circuiter l'entrée en reliant au commun. Brancher et... mettre sous tension! Sauf erreur ou composant défectueux, la platine doit se mettre en fonctionnement sans aucun problème. A l'instant de l'allumage, l'affichage est quelconque, mais quelques instants plus tard, il se stabilise sur une valeur qui doit être voisine de zéro. Amener l'affichage à zéro, par la manœuvre du potentiomètre multitours prévu à cet effet (entre sources du ESM25).

Si la platine répond correctement à ce réglage, tout va bien : ça marche!

c) Décourt-circuiter l'entrée. Mais jamais de fer à souder, même débranché, dans le montage sous tension, ou même éteint mais toujours relié au secteur. Brancher entre entrée et commun une force-électromotrice ne dépassant pas 2 V et dont on connaît à peu près la valeur (à l'aide du contrôleur universel). L'affichage doit nous indiquer cette valeur.

d) Croiser les fils entree-commun et retrouver la valeur lue précédemment, à une unité près. Si tous ces résultats sont acquis, l'affaire est presque classée. On ne s'occupera de l'étalonnage que plus tard et dans des conditions que nous précisons.

e) Reste à tester le circuit de polarité. Relier la 27 kΩ du signe - au collecteur BSS38⁻ et la 27 kΩ du signe + au collecteur du BSS38⁺.

Remettre sous tension et

constater le bon fonctionnement.

f) Brancher enfin une F.E.M. supérieure à 2 V : l'affichage doit se bloquer sur 2046, avec bien sûr un « 2 » très incomplet, mais les deux petits points allumés. Débrancher l'entrée, la relier au commun : l'affichage revient au zéro.

En cas de mauvais fonctionnement, on pourra se reporter aux oscillogrammes de la figure 43. On vérifiera d'abord les oscillations d'horloge (oscill. a). Sur la maquette, la fréquence est de 6 403 Hz. Puis on contrôlera l'existence, sur les sorties d'exploration des créneaux négatifs de b, fréquence 100 Hz (division par 64 de la fréquence d'horloge). Ces signaux déterminent l'ouverture des transistors HT et donnent l'oscillogramme c sur les collecteurs (anodes des afficheurs). Vérifier ensuite le fonctionnement du circuit d'effacement du zéro des milliers (oscill. d, e, f). Enfin constater l'existence des signaux sur les sorties d'information. La forme de ces signaux dépend essentiellement du contenu du compteur. En g, on voit le signal obtenu sur chaque sortie pour un affichage de 0000. La fréquence est de 400 Hz.

Attention : pour ces mesures, éviter tout branchement sous tension surtout s'il s'agit d'une connection capacitive. Le brusque courant de charge pourrait amener la destruction de tel ou tel semi-conducteur.

VII. PLATINE
FONCTIONS
voir Fig. 44

Pose des composants. Plus simple que celle du voltmètre continu, elle ne doit vous donner aucun ennui. Prendre simplement les mêmes précautions.

Ne pas placer les ponts de liaison sur le +11 et le -11 V.

Liaisons à souder tout de suite sur la plaquette B :

- fil de masse, vers l'alimentation (0v).

- fil +11 V, vers l'alimentation.

VIII. COMMUTATEURS
ET PANNEAU AVANT

C'est peut-être la phase la plus difficile de la réalisation. Cette opération est compliquée par le fait que des blindages sont nécessaires pour assurer un bon fonctionnement de la section alternatif, hélas très sensible aux inductions parasites rayonnées par le transformateur et surtout par les afficheurs et leurs transitoires de commutation à tension élevée. De surcroît, il faut commuter les points décimaux et les signes de polarité, alimentés en tensions pulsées. Malgré le choix des coupures en des points relativement « froids », le blindage reste nécessaire.

a) Préparer ces blindages, à réaliser en tôle étamée fine (boîte de conserve, si vous ne trouvez pas mieux). Le blindage B₁ se place entre les galettes perturbatrices et les galettes perturbées (Fig. 45). Le blindage B₂ enferme l'ensemble des deux commutateurs. Le repli horizontal évite toute induction sur les résistances 9,09 MΩ de l'atténuateur (Fig. 46).

b) Préparer la platine D, figure 47. Souder l'ajustable. Attention, il n'aime pas la chaleur. Souder les quatre résistances totalisant les 9,09 MΩ (utiliser le shunt thermique). Souder les résistances des shunts d'intensité, les écrous des fusibles, le 0,1 μF de l'entrée. Attention, il faudra qu'il tombe exactement entre les prises V_≈ et V_∞, sans les dépasser en hauteur. C'est juste et la dimension du condensateur doit être la plus petite possible.

c) Fixer les prises BNC d'entrée et les douilles de 2 mm. Sur notre maquette nous avons monté des douilles de 2 mm pour les entrées V. Cela ne présente guère d'inconvénient. Toutefois nous conseillons les prises BNC, permettant l'utilisation d'un cordon blindé pour les mesures de tension, toujours dans le but de réduire les perturbations. Monter

également le commutateur Ks et l'interrupteur secteur. Fixer la platine D par 5 boulons de 1,5 mm, en intercalant des rondelles de 1 mm d'épaisseur, pour la surélever. Faire les liaisons entre D, les douilles de 2 mm et Ks. Prévoir les deux fils rejoignant la platine B, via Kfv et Kgi. Chacun doit avoir un diamètre d'au moins 7/10 mm, pour ne pas introduire dans le circuit de mesure une résistance parasite excessive.

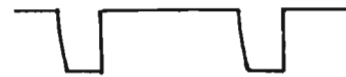
d) Câbler les galettes Kgd/Kgr et Kfv/Kfv.

e) Couper 4 longueurs de 32 mm de tige filetée fournie avec les encliquetages. Visser à une extrémité de chacune un écrou et l'immobiliser par un point de soudure. Couper l'axe des encliquetages, côté bouton à 12 mm et à 22 mm côté galettes. Placer la rondelle déterminant le nombre de positions utilisées, sur 4 pour Kg et sur 5 pour Kf.

Enfiler les tiges filetées, écrous soudés, côté encliquetage. Monter les encliquetages sur le panneau avant.



(a) $\approx 13V_{cc}$. $F \approx 6400Hz$



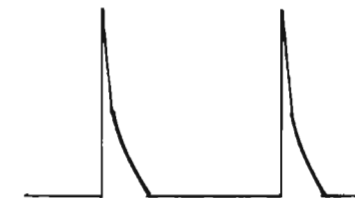
(d) $\approx 10V_{cc}$ $F \approx 100Hz$



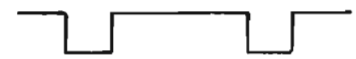
(b) $\approx 20V_{cc}$. $F \approx 100Hz$



(e) $\approx 2,8V_{cc}$ $F \approx 100Hz$



(c) $\approx 60V_{cc}$ $F \approx 100Hz$



(f) $\approx 3V_{cc}$ $F \approx 100Hz$



(g) $\approx 2,5V_{cc}$ $F \approx 400Hz$

Fig. 43. - Oscillogrammes relevés sur la platine A - (se reporter au schéma Fig. 13).



Photo n° 5. Le blindage B2 est maintenant monté. Remarquer le trou de passage du picot en 10/10 étamé, permettant le branchement facile du fil S₁, en provenance de la platine B, fil que l'on distingue d'ailleurs sur la photo.

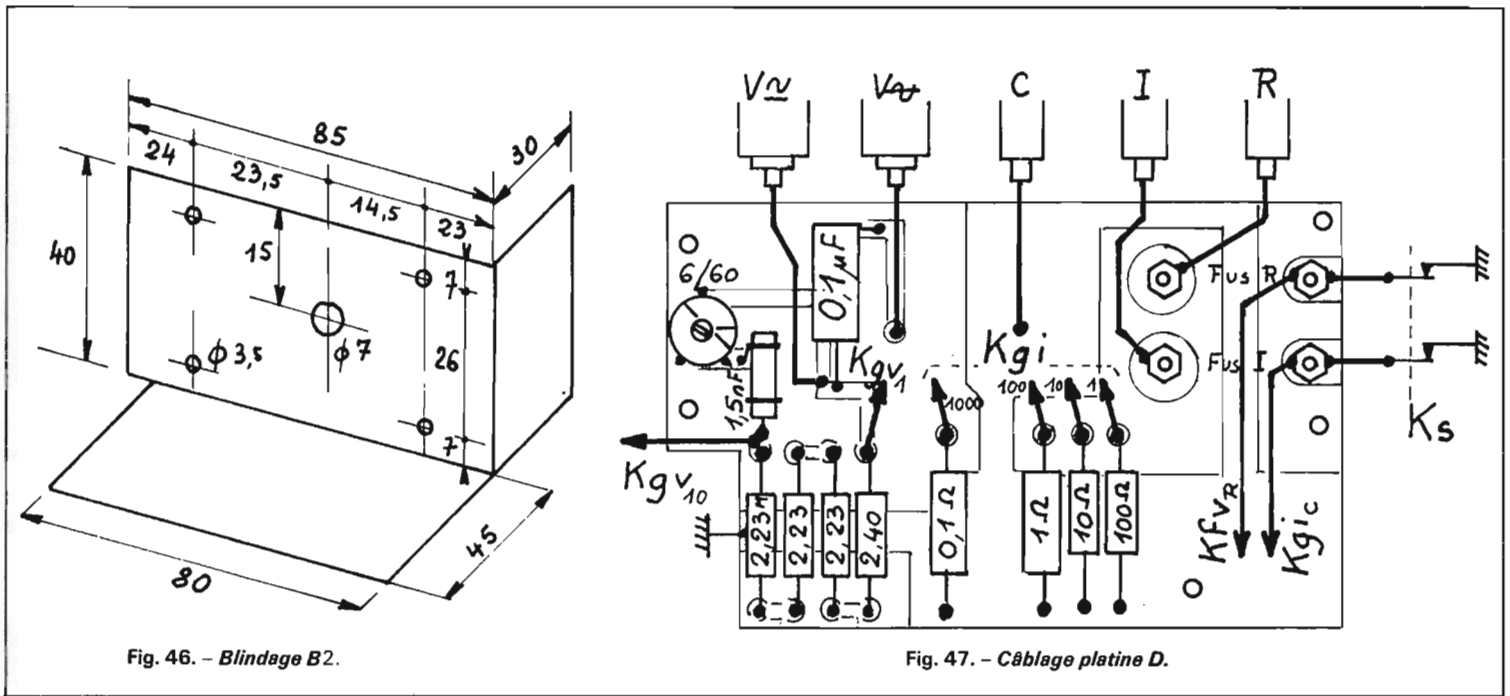


Fig. 46. - Blindage B2.

Fig. 47. - Câblage platine D.

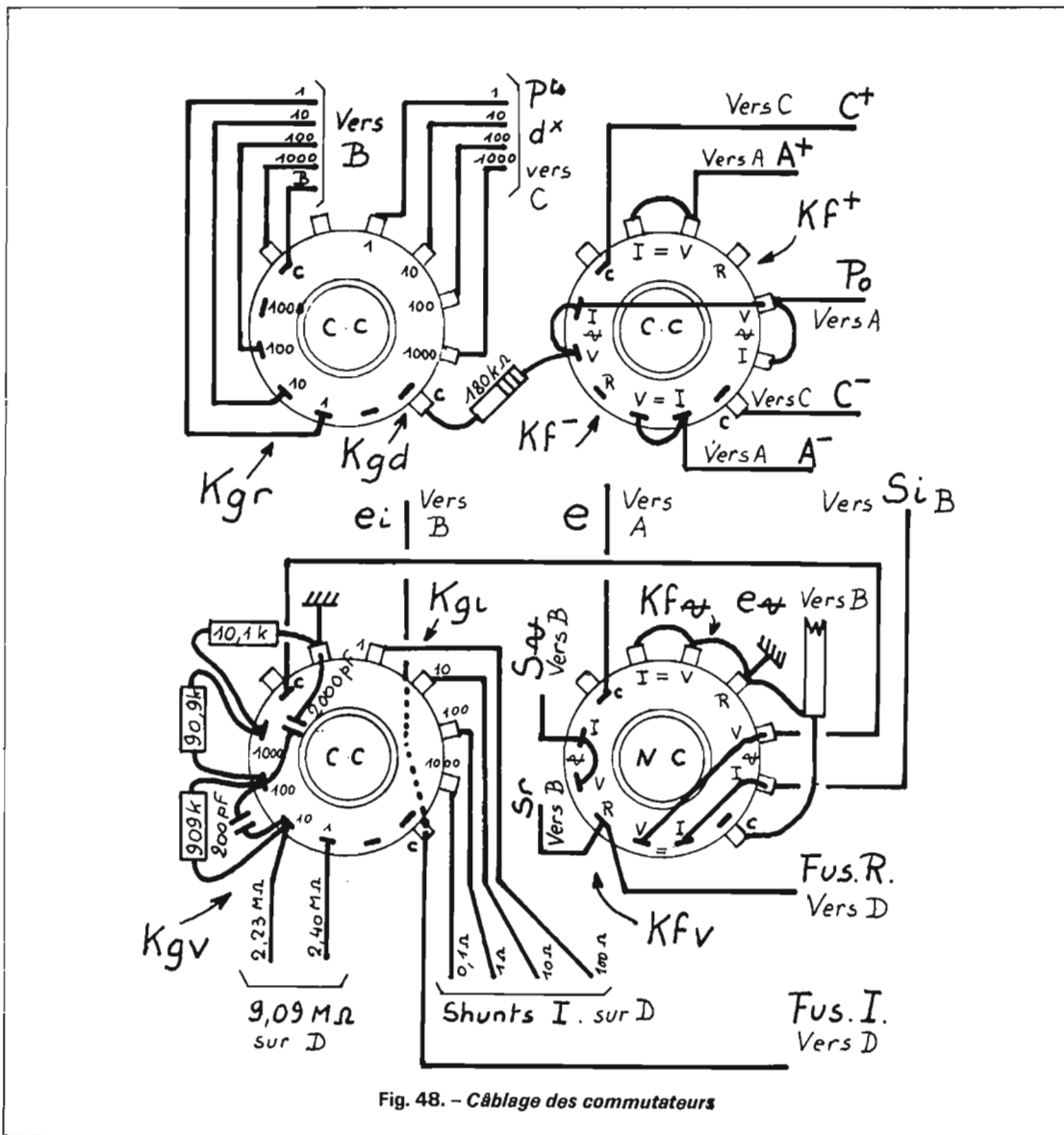


Fig. 48. - Câblage des commutateurs

petit morceau de fil blindé, sous plastique, très souple (petit coaxial ou fil de microphone).

La cosse S_{\sim} de Kfv est munie d'un picot en fil étamé de 10/10, se présentant bien en face du trou ménagé dans B₂. Le fil S_{\sim} , venant de la platine B sera muni d'une cosse « faston » réalisée avec une pince cylindrique extraite d'un vieux support de lampe miniature stéatite ou babélate moulée.

La pose et la dépose de la plaquette B sera ainsi facilitée.

Enlever les écrous. Enfiler une cuvette et une entretoise de 7 mm sur chaque tige. Placer le blindage B₂ et le fixer par 4 écrous. Voir s'il ne touche aucune cosse des deux galettes. D'ailleurs, à ce stade, nous conseillons de vérifier à l'ohmmètre, en suivant la figure 31, la continuité des circuits dans les différentes positions des commutateurs. Vérifier aussi l'absence de court-circuit. Si tout va bien, passer au travail suivant.

IX. MONTAGE DU VOLTMÈTRE CONTINU

Fixer le rhodoïd rouge à l'intérieur de la fenêtre. Coller sur le bas des afficheurs, une bande de chatterton noir (ou similaire) pour cacher les points lumineux des « keep alive cathodes ».

Fixer la platine A à l'aide de tiges filetées de 3 mm en intercalant des entretoises isolantes (par exemple, découpées dans du tube bakéliné, distribué par Graupner, pour servir de tringle de

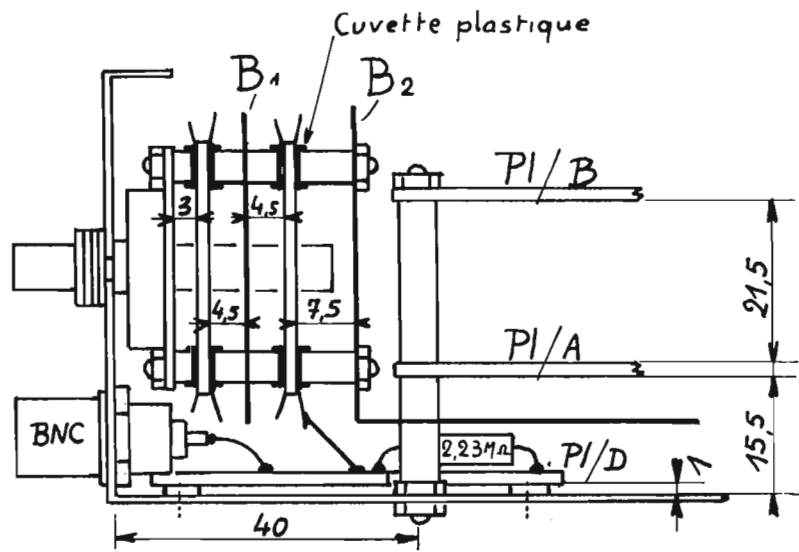


Fig. 49. - Montage des commutateurs.

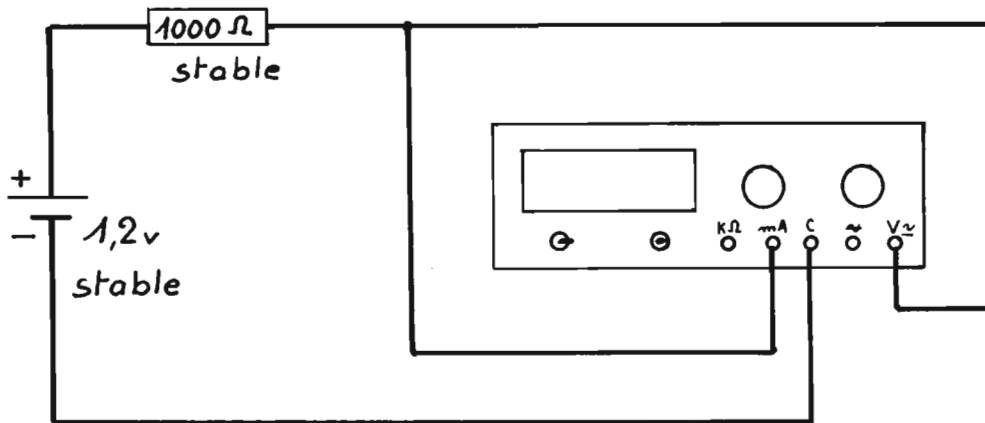


Fig. 50. - Câblage du gain de l'ampli des I.

commande, dans les modèles d'avions radio-guidés. Référence 3669/5). Le circuit A doit se trouver à 15,5 mm du fond du coffret (voir la Fig. 49). Veiller à ce que les diodes de protection ne touchent pas le blindage B₂.

Assurer les liaisons :

- entrée, par dessus B₂, dont le bord est à garnir de chatterton plastique, pour éviter qu'il n'entaille les conducteurs.

- commun à la masse, sous un écrou de fixation de B₂, à l'aide d'une cosse de 3.

- deux fils des + et - de polarité.

- deux fils des BSS38 de polarité.

- quatre fils d'alimentation : P₁, P₂, P₀, + 200 V.

Vérifier à nouveau le fonctionnement du voltmètre continu, ainsi que celui de l'atténuateur, en utilisant cette fois les douilles d'entrée.

X. MONTAGE DU CIRCUIT B

Poser le couvercle devant le coffret et, sur le couvercle, le circuit B, à l'envers (cuivre au-dessus).

Souder les conducteurs du câble venant des commutateurs : (voir Fig. 44).

- 4 fils sur les résistances de gammes de l'ohmmètre.

- 1 fil sur le plot B

- 1 fil sur le plot Sr

- 1 fil sur le plot e
- 1 fil sur le plot Si
- le fil blindé sur e, blindage à la masse

Souder le fil S avec sa cosse « faston ».

XI. MISE EN SERVICE DU CIRCUIT DE FONCTIONS

a) Bien vérifier le circuit B et ses interconnexions, puis le placer sur ses tiges filetées. Sans souder les ponts sur le + et - 11 V, seule la partie ohmmètre est alimentée. Mettre sous tension, après avoir réglé les cinq ajustables de cette partie, à mi-course. L'affichage doit donner 0 (en raison de Ks).

Connecter une résistance de 1 000 Ω entre l'entrée « kΩ » et le commun.

Se mettre en gamme I et appuyer sur Ks. La valeur affichée doit être voisine de 1 000. Ajuster au besoin la valeur de la tension de référence (Pr) pour obtenir ce résultat. Procéder à l'essai de chaque gamme, avec des résistances de 10 kΩ, 100 kΩ et 1 MΩ. L'étalement précis sera fait plus tard.

b) Alimenter maintenant le circuit des intensités. Passer sur cette fonction. L'affichage ne donnera certainement pas zéro, à cause de la tension résiduelle d'offset. Compenser cette tension avec le potentiomètre Poff. Le zéro étant obtenu, faire le montage de la figure 50.

- Se placer en voltmètre continu, gamme I. L'affichage donne 0. Appuyer sur Ks. L'affichage est de l'ordre de 110 mV. On mesure ici la tension aux bornes du shunt de 100 Ω.

- Passer en fonction intensités continues, gamme I. Affichage 0. Appuyer sur Ks et régler le potentiomètre de gain (Pi) pour obtenir 10 fois exactement la valeur lue précédemment (10 fois 110 = 1100, dans l'exemple donné). Refaire l'opération plusieurs fois, au besoin avec plusieurs valeurs de résistances (entre 500 et 2 000 Ω) pour contrôler la qualité du réglage, d'ailleurs définitif et valable tout aussi bien en alternatif.

c) Alimenter finalement la section Alternatif.

Se munir d'un transformateur donnant 1 à 2 Veff au secondaire, mesurés en permanence à l'aide du contrôleur universel. Y relier l'entrée V~ du DMM1038. Attendre 3 à 4 secondes pour que l'affichage se stabilise et amener le résultat lu, en accord avec le contrôleur, en retouchant le potentiomètre de gain de cette section. Ce réglage est provisoire.

Fermer maintenant le coffret en plaçant le couvercle. Vérifier alors que, entrée « en l'air », sur la gamme I, l'affichage donne une valeur très faible : quelques unités. Puis constater que, entrée court-circuitée, l'affichage donne 0. Cet essai permet de voir si les inductions parasites sur l'entrée sont bien éliminées. A noter que l'on pourrait encore améliorer ce résultat en blindant, dessus et dessous le FET, BF245.

Si tous ces essais vous ont donné satisfaction, il faut passer maintenant à la phase étalonnage.

F T HOBOIS

(à suivre)

appareils musicaux de SYNTHESE DES SONS

BOÎTES À MUSIQUE MODERNES

DANS le premier article paru dans notre numéro de mars 1974, on a donné des indications sur la constitution et le fonctionnement des boîtes à musique anciennes, réalisables par des procédés purement mécaniques : moteur à ressort, lames vibrantes. Ensuite, on a montré que ce genre de générateur de musique peut être perfectionné et modernisé.

Au point de vue musical, il est possible de programmer les signaux de sortie, pour obtenir à volonté, le motif musical désiré et non plus un seul.

Ce résultat peut être atteint, dans le dispositif ancien à l'aide de pointes de pincements amovibles à disposer dans les trous convenablement choisis du cylindre tournant.

Après ce perfectionnement, utilisable également dans les dispositifs plus évolués, on a proposé le remplacement du moteur à ressort, par un moteur électrique permettant grâce à un système réducteur, d'obtenir une rotation à très faible vitesse du cylindre à pointes, par exemple un tour par minute.

La génération électronique des notes est évidemment la première opération de modernisation à

laquelle il convient de penser pour les appareils musicaux de synthèse des sons.

On a montré que les lames vibrantes, générateurs mécano-acoustiques de sons, ayant été remplacées par des lames de contact électrique, chaque fois qu'il y aura contact entre une pointe mobile et une lame fixe un générateur électronique de signal BF à fréquence fixe (mais ajustable) est mis en service. Ce signal et tous les autres parviendront alors à un point de mélange et ce signal représentant le motif musical à obtenir sera amplifié, puis reproduit en haut-parleur. Comme le nombre de notes d'un intervalle d'octave est de 12, il faudrait disposer de 12 générateurs de signaux, tout comme dans la technique des orgues électroniques polyphoniques, si l'on veut que la boîte à musique soit polyphonique, c'est-à-dire qu'elle permette l'audition de plusieurs notes à la fois. Par contre, si l'on se contente de motifs musicaux ne comportant que des notes uniques successives, on adoptera la technique des instruments électroniques de musique à audition monodique dont on a décrit un grand nombre dans le « Haut-Parleur », dans « Radio Télévision Pratique » (actuelle-

ment ELECTRONIQUE PRATIQUE), dans « Radio-Plans » et dans notre ouvrage « Petits instruments électroniques de musique », en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, à Paris 10^e.

Lorsque le nombre des notes disponibles doit être plus élevé que 12, autrement dit, lorsque l'appareil devra posséder deux ou plusieurs intervalles d'octaves au lieu d'un seul (12, 36, 48... notes distinctes) on aura encore recours aux procédés habituels pour obtenir les notes supplémentaires.

Ces procédés sont : l'emploi des diviseurs de fréquence ou, dans le cas des appareils monodiques, la commutation de capacités d'accord ou l'extension de la variation de la fréquence réalisée par variation d'une résistance. Souvent il est utile de prévoir 13 notes au lieu de 12.

Voici maintenant quelques détails sur la réalisation pratique de ces dispositifs.

SYSTÈME MÉCANO-ÉLECTRIQUE DES CONTACTS

Celui-ci a été établi de la manière indiquée dans le premier

article, avec moteur, électrique, pour être moderne, mais ne présentant pas le moindre inconvénient si le moteur est à ressort. Il fera tourner le cylindre à pointes et un stator sera muni de lames de contact. Le codage de la mélodie s'effectuera en remplaçant les pointes à contact très bref par des surfaces plus ou moins allongées comme on l'a montré à la figure 5 du premier article.

Dès lors, chaque fois qu'il y a contact, un signal de note est envoyé au BUS relié à l'entrée de l'amplificateur.

CAS DE 12 OU 13, OU PLUSIEURS NOTES SEULEMENT, EN MONODIE

Nous allons décrire la partie électronique d'une boîte à musique, dont le moteur-contacteur programmé sera réalisé comme indiqué précédemment.

La monodie (une seule note à la fois) permettra d'adopter un seul générateur, mais on pourra lui adjoindre un vibrato et un circuit déformateur dit boîte à timbres, boîte à formants, fuzz-box etc.

Pour faciliter l'acquisition du matériel nécessaire à la réalisation

de la partie électronique, nous utiliserons le montage adopté dans l'orgue monodique de Magnétic France, ceux qui possèdent cet instrument pourront conserver le clavier et adjoindre à l'ensemble existant, un commutateur qui permettra au point de réunion des signaux de notes, de recevoir les signaux du clavier ou ceux du « moteur-contacteur programmé », ou, pourquoi pas, les deux à la fois. Ce sera, par conséquent un commutateur à trois positions dont le principe de montage et de fonctionnement est donné à la figure 1.

La sortie de chaque « source » est reliée à un contacteur à trois positions, par une résistance R_A ou R_B , les deux en principe égales. Ces deux commutateurs sont conjugués, ce qui revient à utiliser une galette à trois positions et deux pôles.

Il est clair qu'en position 1, R_A sera reliée au « commun » qui est l'entrée de l'amplificateur ou de la boîte à timbres. En position 2, la source A est déconnectée et c'est la source B qui envoie le signal, à travers R_B et I_1 au commun.

En position 3, les deux sources, A et B, envoient leurs signaux au commun. Grâce à R_A et R_B il n'y aura pas d'influence d'une source sur l'autre. On omettra ces résistances si elles existent aux sorties dans leur montage d'origine.

Ce dispositif, donné à la figure 1 peut être généralisé comme on le montre à la figure 2, dans laquelle on a prévu trois sources A, B, C au lieu de deux. Il faut alors disposer de trois commutateurs à sept positions 1... 7, pour obtenir les combinaisons suivantes :

- Position 1 : source A seule
- Position 2 : source B seule
- Position 3 : source C seule
- Position 4 : A et B
- Position 5 : A et C
- Position 6 : B et C
- Position 7 : A, B et C

Grâce à R_A , R_B et R_C il n'y aura pas d'influence entre les sources A, B et C.

LE GÉNÉRATEUR MONODIQUE

Il est représenté à la figure 3 et utilise un transistor unijonction Q_1 du type 2N2646 SESCOSEM fonctionnant comme oscillateur et donnant des signaux en dents de scie, donc, parmi les plus agréables à l'oreille.

Les signaux sont obtenus sur l'émetteur E de Q_1 d'où ils sont transmis directement à la base B du transistor Q_2 , NPN, du type BC208.

La hauteur du son est détermi-

née par la totalité des résistances $R_3 + RV1 + RV2$... $RV12$ en circuit entre la cathode et la ligne positive et non court-circuitée.

La note la plus grave correspond à la résistance totale la plus élevée et la note la plus aiguë, à la résistance totale la plus réduite, ce qui est le cas de R_3 seule, position obtenue lorsque I_1 est fermé.

Le calcul des éléments s'effectuera à l'aide de la formule approximative :

$$f = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

avec R en ohms et C en farads ou R en $M\Omega$ et C en μF , dans laquelle C est C_2 et R la résistance entre l'émetteur E du transistor unijonction Q_1 et la ligne positive.

Soit par exemple $C = C_2 = 0,22 \mu F$. Il est bon d'obtenir la note la plus aiguë avec R_3 réglé sur $5 \text{ k}\Omega = 0,005 \text{ M}\Omega$ environ.

La formule donne $f = 909 \text{ Hz}$, donc 1000 Hz environ pour un réglage de R_3 proche du milieu de la piste résistante de R_3 .

Choisissons alors comme note la plus aiguë le DO_5 à $f = 1046,37 \text{ Hz}$ et calculons exactement R_3 . On a, alors :

$$R_3 = \frac{1}{0,22 \cdot 1046,37} \text{ ohms}$$

ce qui donne $R_3 = 0,0043 \text{ M}\Omega$ c'est-à-dire $4,3 \text{ k}\Omega$ comme on pouvait le prévoir d'après le calcul précédent.

La note suivante sera le SI_4 à $f = 987,57 \text{ Hz}$.

La valeur totale des résistances en service en court-circuitant I_2 sera $R_3 + RV1$ et on aura :

$$R_3 + RV1 = \frac{1}{987,57 \cdot 0,22} = 0,00462 \text{ M}\Omega = 4620 \Omega$$

et comme $R_3 = 4300 \Omega$, il reste : $RV1 = 4620 - 4300 = 320 \Omega$

Cette valeur sera obtenue aisément avec $RV1$ ajustable de 500Ω ou $1 \text{ k}\Omega$. Pour la note suivante, le LA_4 dièse à $f = 931,92 \text{ Hz}$, on obtient :

$$R_3 + RV1 + RV2 = \frac{1}{931,92 \cdot 0,22} = 0,004877 \text{ M}\Omega,$$

ce qui donne $RV2 = 4877 - 4620 = 257 \Omega$ que l'on obtiendra avec un ajustable de 500 ou 1000Ω également.

Calculons maintenant la valeur totale $R_3 + RV1$... $RV12$ permettant d'obtenir la note la plus grave qui sera le DO_4 à $f = 523,19 \text{ Hz}$.

Le calcul est fort simple car la résistance en service sera deux fois celle nécessaire pour le DO_5 donc $8,6 \text{ k}\Omega$.

En effectuant les divers calculs, on verra que les ajustables $RV1$ à $RV13$ permettant d'obtenir 13 notes, du DO_4 au DO_5 inclus seront de 1000Ω chacun. On

pourra aussi prendre des ajustables de valeurs différentes par exemple 5 de 500Ω et 5 de 1000Ω . En ce qui concerne la boîte à musique, il est évident que I_1 à I_{13} seront les treize contacteurs réalisés avec le cylindre tournant et le stator.

Dans ce cas, la ligne positive sera reliée aux pointes de contact du cylindre et les points reliés aux RV seront connectés aux lames du stator.

L'interrupteur général est 1 pour la tension d'alimentation de 9 V (pile, accumulateur, alimentation sur secteur).

Partons maintenant de l'émetteur E de Q_2 (figure 3) auquel est connecté R_5 de $10 \text{ k}\Omega$, pratiquement un potentiomètre logarithmique qui servira de réglage de volume, dispositif n'existant pas sur les boîtes à musique anciennes, bien qu'un tel réglage aurait pu être imaginé en renfermant l'appareil dans une boîte à couvercle, s'ouvrant plus ou moins.

Le curseur de R_5 donnera le signal de note, à la puissance désirée. Il sera transmis par C_3 et R_4

à l'« utilisation » qui sera choisie de la manière suivante :

1° la plus simple : entrée de l'amplificateur;

2° entrée du déformateur suivi de l'amplificateur;

3° vers un système de commutation comme ceux des figures 1 ou 2 et, dans ce cas, le dispositif générateur décrit sera considéré comme une des « sources » A ou B ou C etc.

Remarquons que la résistance de séparation prévue est R_4 de $10 \text{ k}\Omega$, donc inutile de monter celle de la figure 1 ou de la figure 2. Si nécessaire, augmenter la valeur de R_4 .

BOITE DE DÉFORMATION OU DE TIMBRES ET AMPLIFICATEUR

Celle de la figure 4 convient très bien. Grâce aux interrupteurs I_1 à I_8 pouvant être actionnés de toutes les manières possibles, un très grand nombre de tonalités sera obtenu. On branchera la boîte de

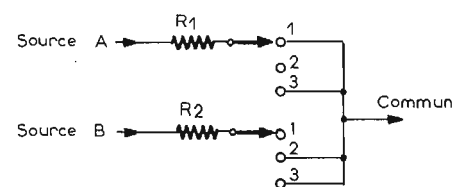


Fig. 1.

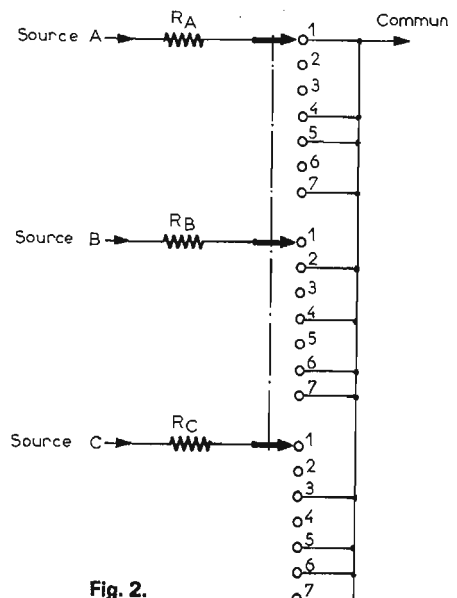


Fig. 2.

timbres avec l'entrée à R_4 de la figure 3 et la sortie, C_9 , à l'entrée d'un amplificateur comme par exemple celui proposé par le schéma de la figure 5.

On retrouve le condensateur C_9 du déformateur puis Q_3 préamplificateur, Q_4 driver et $Q_5 - Q_6$ étage final à symétrie complémentaire réalisé par l'association de transistors appariés (ou appariés) Q_5 un NPN et Q_6 (un PNP).

Ce sont des transistors de faible puissance pouvant être alimentés par la pile de 9 V se trouvant sur le schéma de la figure 3. La puissance obtenue sera plus que suffisante pour une boîte à musique.

La réunion des schémas de ces trois figures permettra de réaliser un appareil de musique genre « boîte à musique », comme on vient de l'indiquer.

Le montage sur platine de ces trois figures peut être fourni en pièces détachées par Magnétic France. La partie mécanique de la boîte à musique devra être réalisée par l'amateur.

Son principe général ayant été exposé, toutes sortes de variantes sont possibles. En résumé, son système de commutation remplace les touches, les boutons, les clefs etc., d'un instrument électronique de musique.

Voici toutefois, une variante particulièrement intéressante concernant l'obtention de gamme à notes plus graves, ou plus aiguës que celles fournies par le générateur de la figure 3.

On a vu, d'après la formule donnée précédemment que la fréquence f est inversement proportionnelle à C_2 . Donc le montage original $C_2 = 0,22 \mu\text{F}$, ce qui a permis d'obtenir la gamme de DO_4 à DO_5 inclus (523,19 Hz à 1 046,37 Hz inclus).

Rien ne s'oppose à monter à la place de C_2 fixe, un ensemble contacteur comme celui de la figure 6, dans lequel I_g est à quatre positions mettant en circuit des condensateurs de valeurs différentes.

Ainsi, par exemple, si $C_A = 0,055 \mu\text{F}$, la gamme obtenue sera, évidemment celle comprise entre 4 184 Hz environ et 2 092 Hz environ, car la capacité d'accord est quatre fois moindre que $0,22 \mu\text{F}$. En position B de I_g , si $C_B = 0,055 \mu\text{F}$ également, la capacité totale sera $0,11 \mu\text{F}$ et la gamme sera celle des fréquences comprises entre 2 092 et 1 046 Hz environ (nous avons ainsi les décimales pour faciliter les calculs).

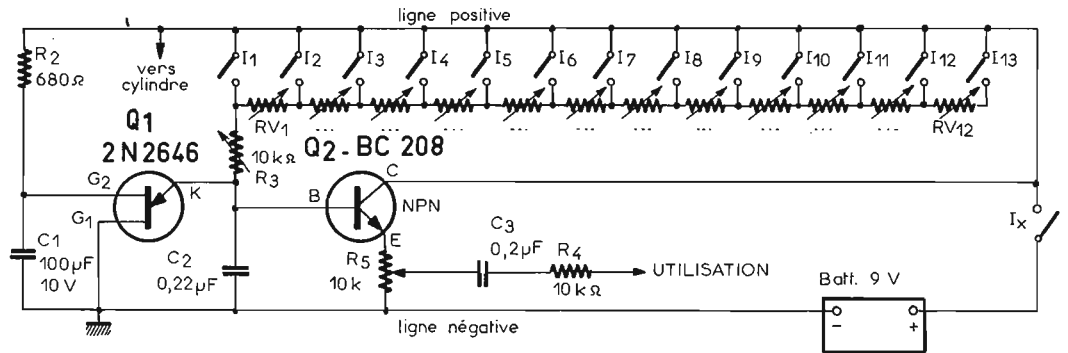


Fig. 3.

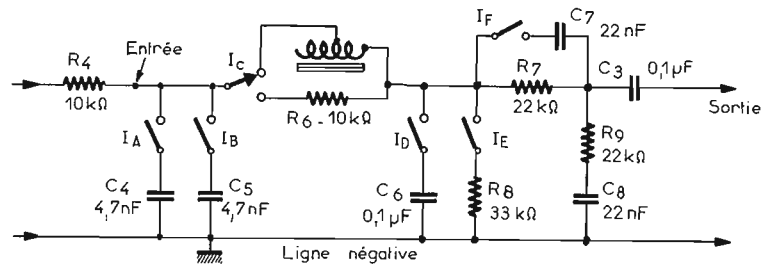


Fig. 4.

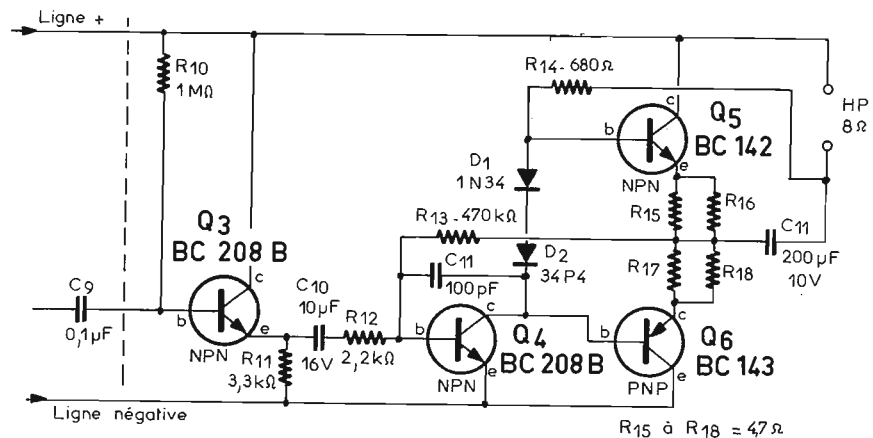


Fig. 5.

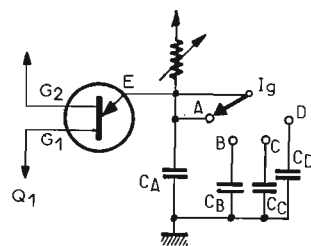


Fig. 6.

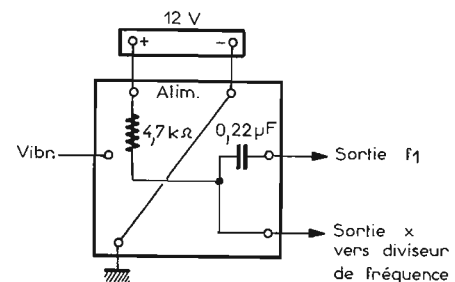


Fig. 7.

En position C, si $C_C = 0,165 \mu\text{F}$, la capacité totale sera $C_A + C_C = 0,22 \mu\text{F}$, ce qui donnera la gamme 1 046 à 523 Hz. Enfin si $C_D = 0,385 \mu\text{F}$, la gamme sera, en position C 523 à 261,5 Hz environ, car la capacité totale sera $C_A + C_D = 0,44 \mu\text{F}$.

Pour avoir des notes justes il faudra bien sélectionner les condensateurs C_B , C_C , et C_D en fonction de C_A .

On pourra aussi prendre C_A 50 nF, $C_B = 50 \text{ nF}$, $C_C = 3$ fois 50 nF en parallèle ou $0,1 \mu\text{F}$ et 50 nF en parallèle, $C_D = 7$ fois 50 nF ou toute combinaison de condensateurs de $0,1 \mu\text{F}$ ou $0,2 \mu\text{F}$ et 50 nF , donnant en parallèle $0,350 \mu\text{F}$ par exemple $0,2 \mu\text{F} + 0,1 \mu\text{F} + 50 \text{ nF}$. Le réglage de R_3 sera légèrement modifié. On peut aussi, obtenir 3 intervalles d'octaves avec le montage de la figure 3, en prévoyant 36 contacteurs I_1, \dots, I_{36} et 36 ajustables RV1 à RV36.

Avec $C = 0,22 \mu\text{F}$ et un réglage identique de R_3 , la note la plus élevée sera, par exemple le DO_5 à 1 046 Hz et la note la plus grave le DO_2 à 130 Hz environ mais en modifiant C_2 , on aura comme précédemment d'autres gammes.

Pour les compositeurs-arrangeurs-amateurs, la boîte à musique pourra servir pour un accompagnement genre « rythme » et l'orgue monodique, constituant le solo, deuxième « source » avec le dispositif de commutation et mélange de la figure 1. Dans ce cas, seul le montage de la figure 3 sera à réaliser en deux exemplaires, l'un avec moteur-contacteur pour la boîte à musique, l'autre avec clavier à 1, 2 ou 3 octaves pour le « solo ».

D'autres musiciens pourront compléter le petit orchestre d'amateurs.

Passons maintenant aux boîtes à musique polyphoniques, en utilisant des circuits oscillateurs distincts pour la gamme de notes les plus aiguës et, éventuellement des diviseurs de fréquence pour les gammes des notes plus graves. Le montage des oscillateurs et des diviseurs de fréquence sera identique à ceux des ensembles générateurs pour orgue électronique. On utilisera, par exemple, l'oscillateur dont le schéma est celui de la figure 7 de notre précédent article.

ENSEMBLE POLYPHONIQUE

Voici à la page 7 du présent article, une représentation sim-

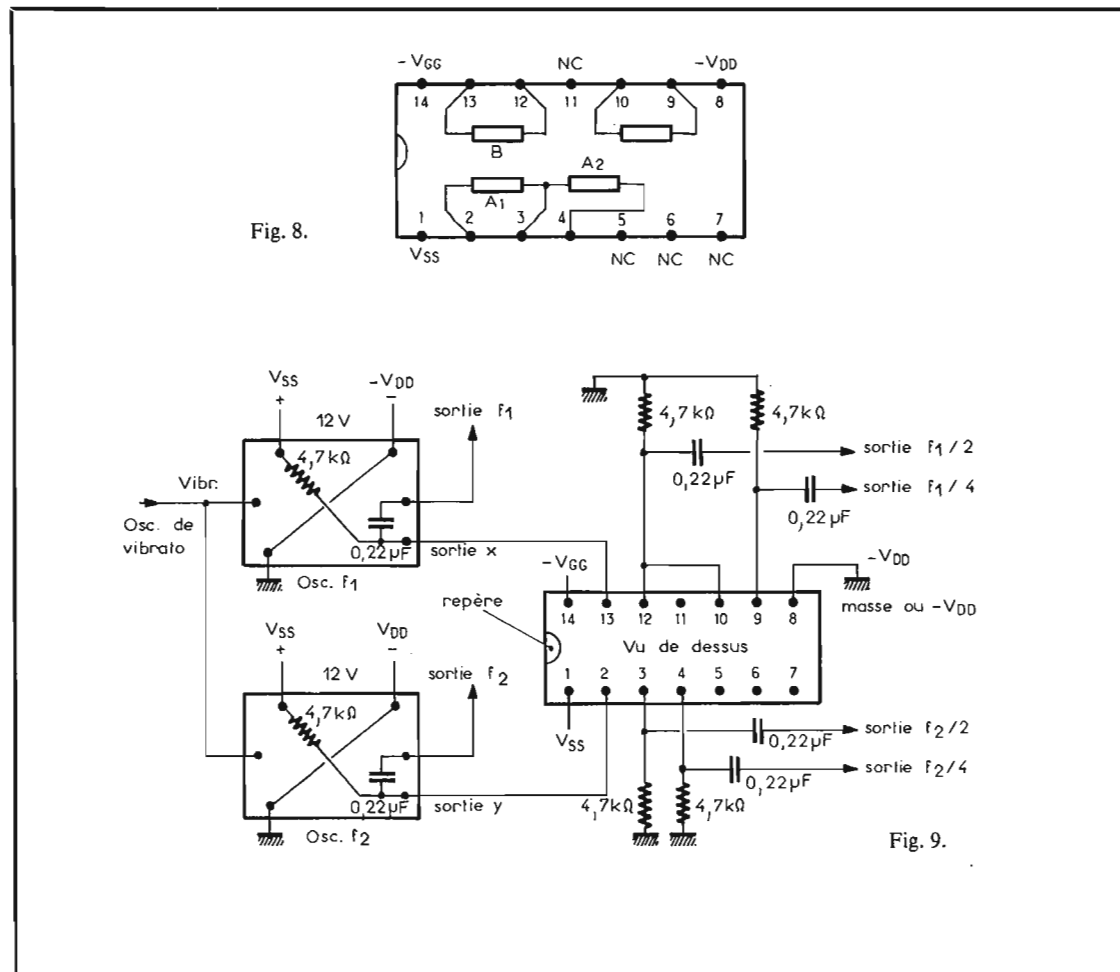


Fig. 8.

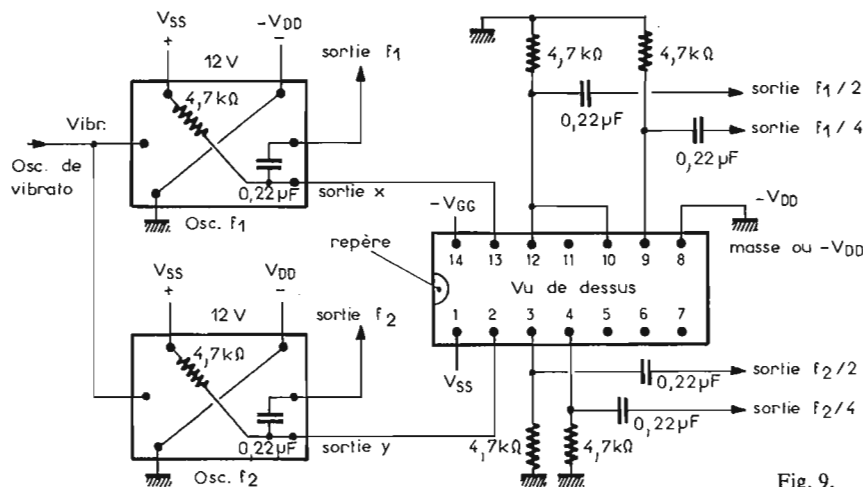


Fig. 9.

plifiée du même oscillateur. Pour une boîte à musique, il n'est pas nécessaire de prévoir des diviseurs de fréquence à sept étages, ceux à nombre moindre d'étages pouvant convenir.

Dans la série des diviseurs de SESCOSEM il existe les types de diviseurs de fréquence suivants : SAJ 180 à 7 étages; SAJ 240 et SAJ 240E à 4 étages. Nous choisissons le SAJ 240E à boîtier TO 116 (CB-2) de forme rectangulaire à 14 broches dont le branchement est donné à la figure 8.

On voit que ce CI contient quatre étages diviseurs de fréquence : A_1 , A_2 , B et C avec A_1 et A_2 reliés au point 3 et les deux autres indépendants.

Si l'on désire réaliser un ensemble à trois intervalles d'octaves, on pourra employer un CI pour deux notes de la manière suivante : groupe 1 : $A_1 + A_2$ avec points d'accès 2, 3 et 4 et groupe 2 : B + C avec points d'accès 13, 12 réuni à 10 et 9.

Les alimentations sont au nombre de deux, l'une de 12 V et l'autre de 15 V, montées en série.

La description ci-après est valable pour une boîte à musique, un orgue électronique simple et une accordéon électronique, les systèmes de contact donnant les notes

étant le même au point de vue électrique, seuls les dispositifs mécaniques étant différents selon l'appareil choisi.

A la figure 9, on donne le schéma de l'ensemble oscillateur-diviseur à deux étages. Comme un CI peut servir pour deux notes différentes, nous avons indiqué sur cette figure, l'ensemble des blocs pour deux notes comportant, par conséquent 2 oscillateurs et un pont CI type SAJ 240. Il en faudra, en tout, 12 oscillateurs mais 6 CI seulement.

La note donnée par l'oscillateur supérieur étant à la fréquence f_1 , celle du point 12 sera à $f_1/2$, et celle du point 9, à $f_1/4$.

La note donnée par l'oscillateur inférieur sera à la fréquence f_2 et on aura $f_2/2$ au point 3 et $f_2/4$ au point 4.

Il en résulte que l'on aura ainsi 3 intervalles d'octaves comportant les notes suivantes :

donc en tout 36 notes nécessitant 36 contacteurs, quel que soit leur genre. L'alimentation comprend deux sources de tension :

Batterie A : 12 V

Batterie B : 15 V

connectée en série, le - de A au + de B.

Les branchements sont donnés à la figure 10 : pour l'oscillateur, on utilisera la batterie A de 12 V et pour les diviseurs, les deux batteries A et B, de la manière suivante : le + de batterie A de 12 V est relié au point V_{SS} (point 1) du CI; le - de A et le + de B au point $-V_{DD}$ du CI (point 8); le - de B est relié au point $-V_{GG}$ du CI (point 14).

Aux essais, nous avons pu constater que les blocs oscillateur-diviseur, fonctionnaient aussi avec 9 V et 12 V, au lieu de 12 V et 15 V respectivement, mais il est préférable de respecter les valeurs 12 et 15 V.

TABLEAU I

Intervalle d'octave 1 : f_1, f_2	f_{12}
Intervalle d'octave 2 : $f_1/2, f_2/2$	$f_{12}/2$
Intervalle d'octave 3 : $f_1/4, f_2/4$	$f_{12}/4$

Tous les oscillateurs ont une borne VIBRATO. Les réunir et les brancher à la sortie d'un oscillateur de vibrato mais nous déconseillons à nos lecteurs de rendre compliqué un appareil qui doit rester simple.

Il existe chez Magnétic France, des blocs comme ceux préconisés mais avec CI à 7 étages type SAJ 180. Il en faudra 12.

BRANCHEMENT AUX CONTACTEURS

Les contacteurs sont : les touches à contacts d'un clavier d'orgue ou les boutons à contact d'un accordéon électronique ou les contacts pour boîte à musique décrite dans le présent et précédent article.

Les « sources » de signaux sont les 36 sorties de signaux de notes.

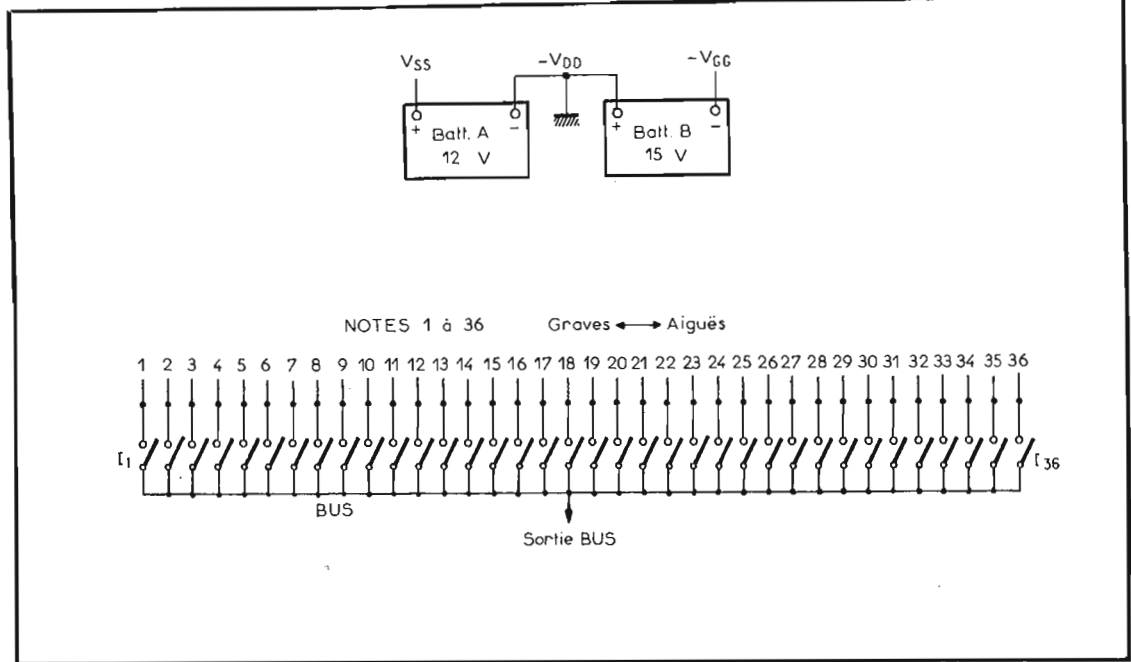


TABLEAU II

N° de note	NOM	fréquence (Hz)	sortie
1	DO ₃	523,19	f ₁₂ /4
2	DO ₃	554,05	f ₁₁ /4
3	RE ₃	587,01	f ₁₀ /4
4	RE ₃	621,66	f ₉ /4
5	MI ₃	659,29	f ₈ /4
6	FA ₃	698,44	f ₇ /4
7	FA ₃	739,64	f ₆ /4
8	SOL ₃	783,73	f ₅ /4
9	SOL ₃	829,97	f ₄ /4
10	LA ₃	880,00	f ₃ /4
11	LA ₃	931,92	f ₂ /4
12	SI ₃	987,57	f ₁ /4
13	DO ₄	1 046,37	f ₁₂ /2
14	DO ₄	1 108,10	f ₁₁ /2
15	RE ₄	1 174,02	f ₁₀ /2
16	RE ₄	1 243,28	f ₉ /2
17	MI ₄	1 318,42	f ₈ /2
18	FA ₄	1 396,88	f ₇ /2
19	FA ₄	1 479,29	f ₆ /2
20	SOL ₄	1 567,46	f ₅ /2
21	SOL ₄	1 659,94	f ₄ /2
22	LA ₄	1 760,00	f ₃ /2
23	LA ₄	1 863,85	f ₂ /2
24	SI ₄	1 975,13	f ₁ /2
25	DO ₅	2 092,75	f ₁₂
26	DO ₅	2 216,22	f ₁₁
27	RE ₅	2 348,05	f ₁₀
28	RE ₅	2 486,58	f ₉
29	MI ₅	2 636,56	f ₈
30	FA ₅	2 793,76	f ₇
31	FA ₅	2 958,59	f ₆
32	SOL ₅	3 134,92	f ₅
33	SOL ₅	3 319,88	f ₄
34	LA ₅	3 520,00	f ₃
35	LA ₅	3 727,70	f ₂
36	SI ₅	3 950,27	f ₁

Elles fournissent des signaux rectangulaires. Nous les laisserons tels quels pour ne pas compliquer nos appareils. Dans ce cas, le système de contacts devient assez simple et peut se réaliser selon le schéma de la figure 11.

On a numéroté les notes de 1 à 36, la plus grave étant la note 1 (à gauche sur le clavier et la plus aiguë la note 36.

Voici au tableau II ci-après, la correspondance entre les numéros de notes, les fréquences et les noms des notes.

A la figure 12, on donne le détail du branchement d'un des commutateurs 1 à 36, par exemple le commutateur 1, permet d'obtenir ou de supprimer la note 1. D'après le tableau II, la note 1 est celle correspondant à la fréquence f₁/4. Le signal, à cette fréquence est obtenu à la sortie du bloc 12, analogue à celui de la figure 9 donnant les sorties f₁, f₂,... f₁/4, f₂/4. Le bloc 12 sera celui associé au bloc 11.

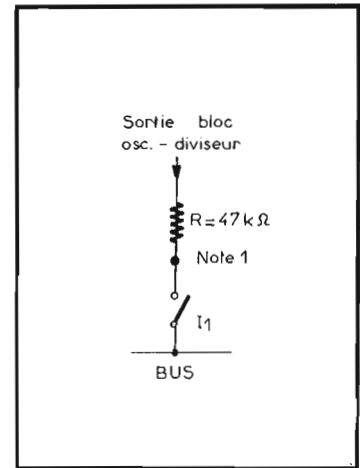
Remarquons que chaque sortie sera reliée au contacteur par une résistance de 47 kΩ (figure 12).

Cette résistance et celles des 35 autres circuits de notes, ont la mission de séparer les sorties des CI entre elles, lorsqu'il y a exécution de deux ou plusieurs notes à la fois.

Le branchement est le suivant :

Points 1, 2... 36 : comme on vient de l'indiquer, voir figure 11 et 12.

BUS : pour les orgues ou accordéons : à l'entrée du déformateur (voir figure 5) ou tout autre amplificateur BF; on pourra aussi



brancher le BUS directement à l'entrée d'un amplificateur BF si l'on ne veut pas de déformateur.

Dans le cas de la boîte à musique : aux points de contact réunies, fixées sur le cylindre rotatif et les points 1, 2... 36 (figure 11) aux lames de contact du stator.

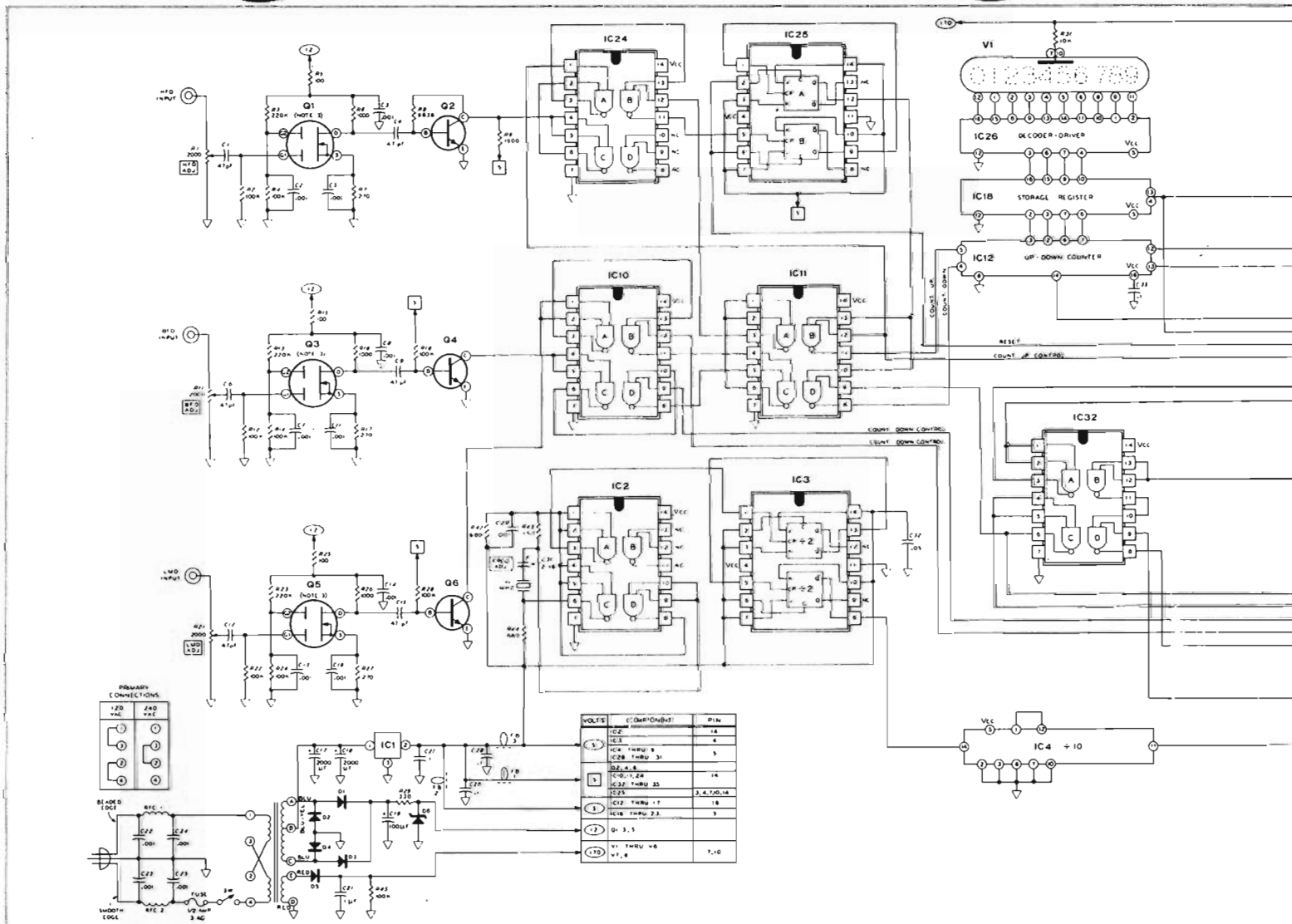
Une autre application intéressante sera décrite prochainement.

JUSTER

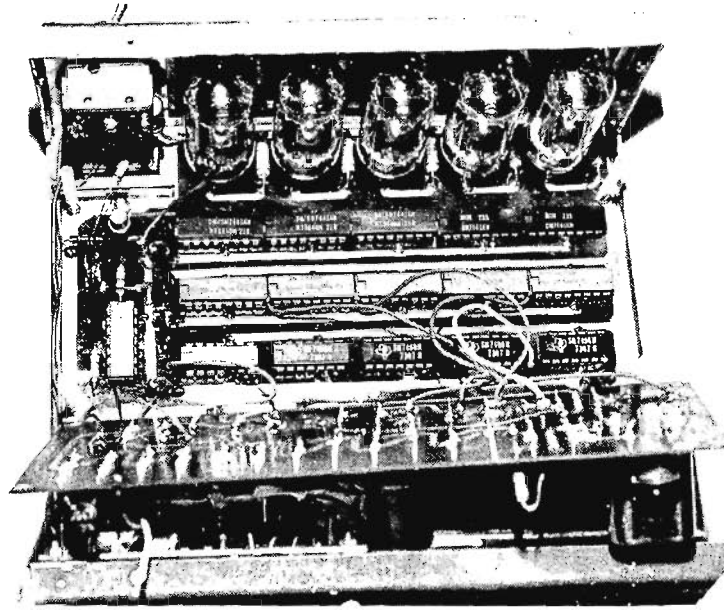
Le fréquencemètre



SB 650 HEATHKIT

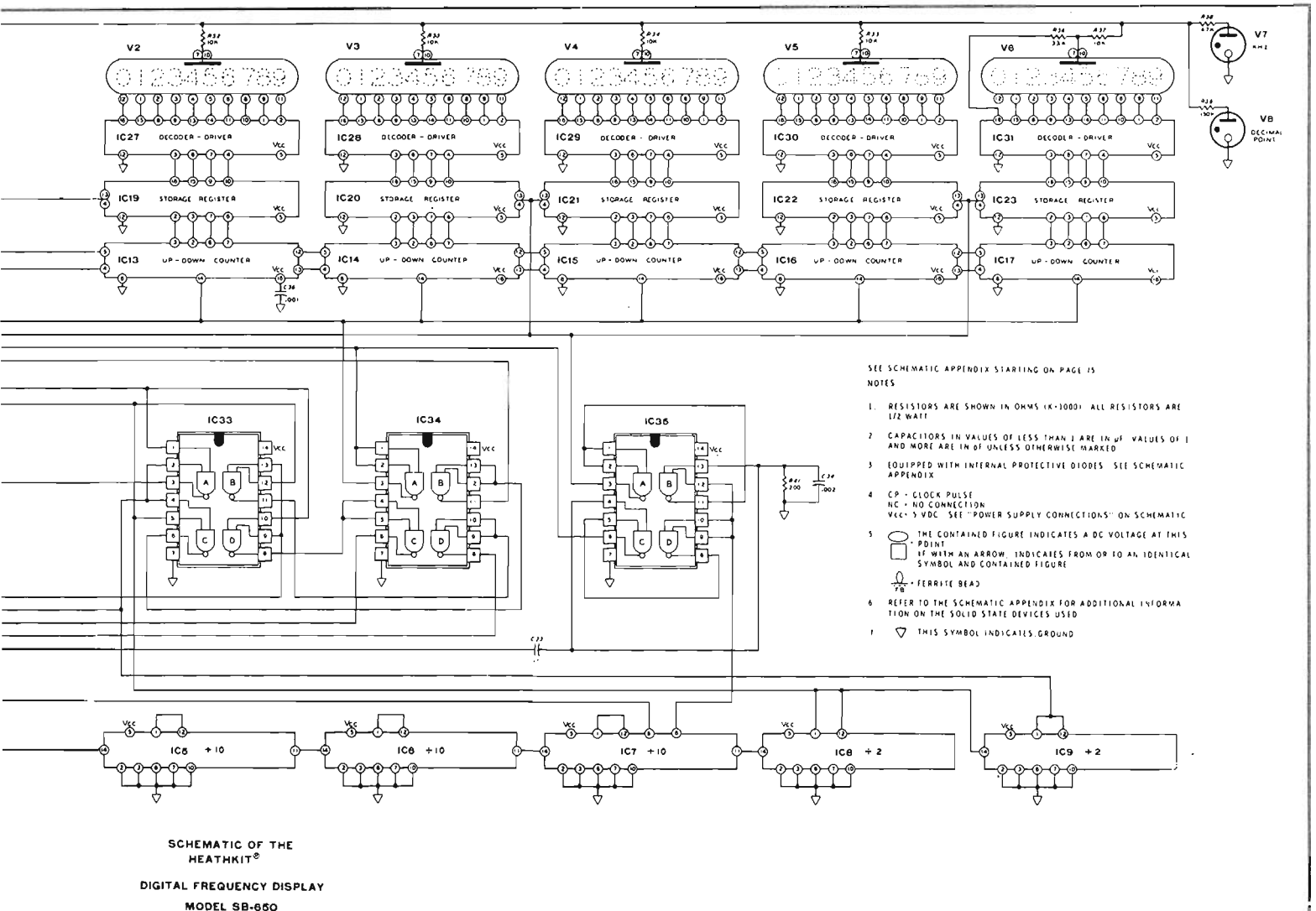


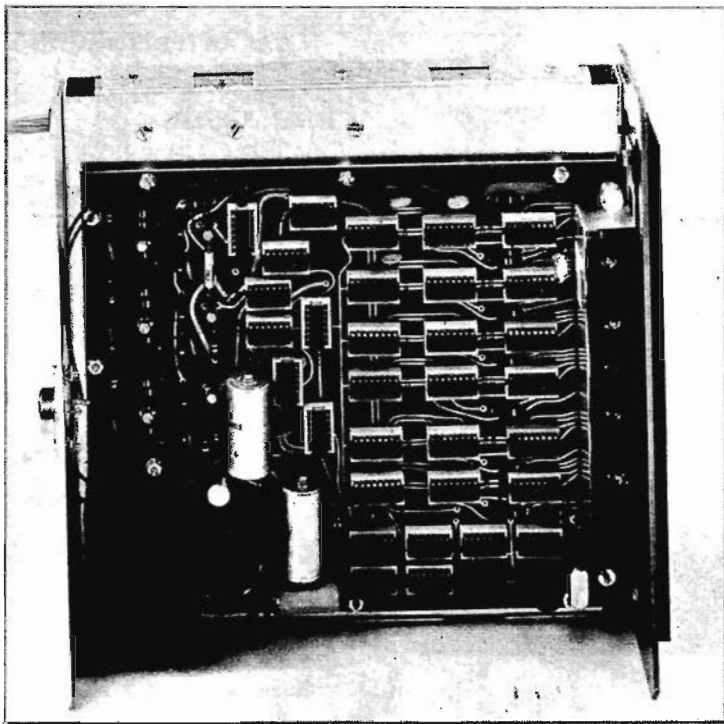
LA mesure de la fréquence d'émission est la plus importante pour un radio-amateur. Les services officiels ont toujours mis l'accent sur la connaissance précise de celle-ci, condition nécessaire pour être certain d'émettre à l'intérieur des limites des bandes de fréquence allouées. Depuis toujours, un grand soin a été apporté à la réalisation de fréquencemètres, dont les dernières versions sont à affichage numérique. Il est cependant assez difficile de réaliser un tel appareil donnant la fréquence d'une émission reçue, l'on doit caler son VFO pour obtenir le battement zéro avec celle-ci, puis lire la correspondance sur son vernier. Heathkit a mis au point son fréquencemètre de façon à n'être tributaire que du récepteur de trafic, et procède à la reconstitution de la fréquence reçue par mélange et battement des oscillateurs locaux.



CARACTERISTIQUES

- Gammes de fréquences mesurées : 3-40 MHz.
- Affichage : par 6 digits.
- Précision : $100 \text{ Hz} \pm 1 \text{ digit}$.
- Constante de temps de lecture : 160 ms.
- Impédance d'entrée : $2 \text{ k}\Omega$.
- Niveau d'entrée maximal : 5 V eff.
- Seuil de fonctionnement : $\leq 0,25 \mu\text{V}$.
- Fréquence du signal d'horloge : 1 MHz.
- Précision de l'horloge : $< 1 \cdot 10^{-5}$ par jour.
- Coefficient de température : $< 1 \cdot 10^{-5}$ de 10 à 65 °C.
- Gamme de température de fonctionnement : 0-40 °C.
- Alimentation : 110-220 V alternatif, 50-60 Hz, consommation 15 W.
- Encombrement : $254 \times 260 \times 102 \text{ mm}$, pour un poids de 9,5 kg.





PRESENTATION

La face avant comporte la fenêtre de visualisation des tubes Nixies et le commutateur arrêt-marche, à l'arrière les prises CINCH pour les entrées LMO-VFO-HFO, ce qui indique que l'appareil voit son utilisation limitée à son association aux matériels de la gamme OM Heathkit.

La mise en œuvre est simple, les entrées raccordées au récepteur ou au transceiver, circuits sous tension, on lit immédiatement la fréquence d'accord réception sur laquelle on se trouve.

La réalisation est très soignée, les circuits intégrés sont utilisés en nombre impressionnant, 34 sont employés pour obtenir le fonctionnement de l'appareil. La réalisation par l'amateur à partir du montage du kit ne requiert que du soin pour l'installation des différents circuits intégrés. L'utilisation est compatible avec les récepteurs SB300, SB301, SB303, et avec les transceivers SB100, SB101, SB102, HW100, HW101.

Le point sur lequel le constructeur met l'accent est l'absence totale de réglage, contribuant au confort du trafic. En effet, en manœuvrant la commande d'accord du récepteur ou du transceiver, la fréquence des circuits d'entrée se trouve automatiquement affichée.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

La description des circuits est donnée figure 1. Du fait de l'emploi de circuits intégrés, une grande simplification est obtenue.

Les signaux des trois oscillateurs entrent sur un multiplex, recevant par ailleurs les informations commandant les cycles de comptage et de remise à zéro à partir des circuits d'horloge. A partir de ces informations, on peut déclencher les circuits d'affichage.

La reconstitution de la fréquence s'opère de la façon suivante : fréquence HFO (1^{er} oscillateur local) — fréquence LMO (Linear Master oscillateur) — fréquence BFO. Par exemple, sur 80 mètres, HFO à 12 395 kHz — LMO à 5 199,5 kHz — BFO à 3 393,6 kHz = fréquence d'accord 3 801,9 kHz.

Le cycle d'affichage dure 160 ms soit environ 6 affichages par seconde. La durée de 160 ms est composée de cycles de 40 ms pendant lesquels se déroulent les opérations de comptage.

Les circuits des transistors Q₁-Q₂, Q₃-Q₄ et Q₅-Q₆ forment l'interface entre le fréquencemètre et le récepteur.

L'horloge est constituée

à partir du quartz à 1 MHz associé au circuit intégré IC₂ et suivi de la chaîne de diviseurs IC₄...IC₉, procurant les signaux à 6,25 Hz (160 ms).

Les circuits logiques sont constitués par des portes NAND, logique série 74, ainsi que ceux utilisés pour le transfert, le stockage et le décodage.

L'alimentation est régulée par le circuit IC₁ pour les circuits logiques, stabilisée par diode Zener pour les transistors, et redressée en simple alternance pour les tubes d'affichage.

Les références des circuits intégrés employés sont les suivantes :

IC₁ : UA309K.

IC₂, IC₁₀, IC₁₁, IC₂₄, IC₃₂, IC₃₃, IC₃₄, IC₃₅ : SN7400N.

IC₃ : SN7473N ; IC₂₅ : SN74H103N.

IC₄...IC₉ : SN7490N ; IC₁₁, IC₂₄ : SN74H00N.

IC₁₂...IC₁₇ : SN74192N.

IC₁₈...IC₂₃ : SN7475N.

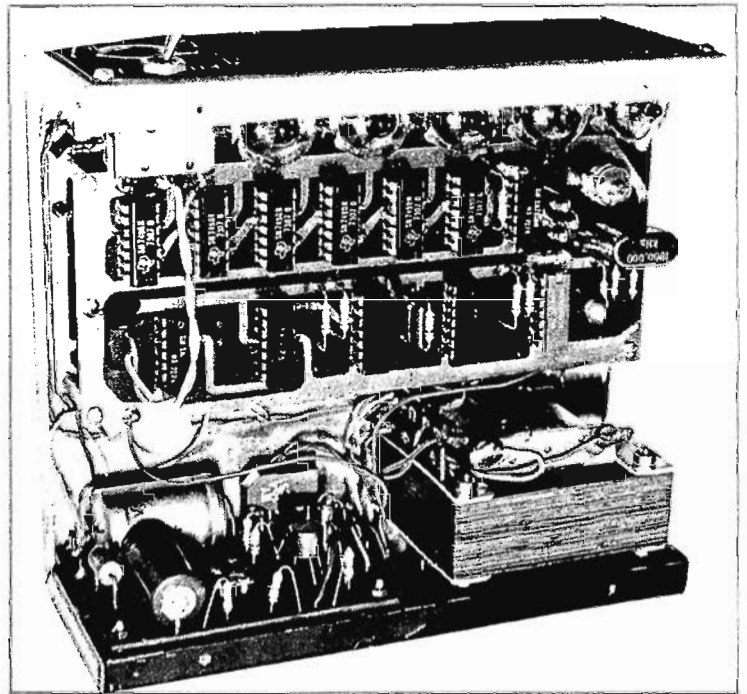
IC₂₆...IC₃₁ : SN7441B.

EXPLOITATION

Il est fort agréable de disposer de l'affichage numérique de la fréquence d'accord de son récepteur, sans avoir à effectuer cette mesure en mettant l'émetteur sous tension, la manipulation étant toujours entachée de l'erreur d'affichage numérique du cadran.

Malgré la présence de nombreux circuits intégrés, le fonctionnement est simple, et la précision est excellente. L'appareil permet bien une mesure exacte de la fréquence de travail, et ceci sans manipulation, ce qui agrémente le confort du trafic.

J.B.



VOUS TROUVEREZ TOUTE LA GAMME



TOSHIBA

chez

HI-FI-FRANCE

9, 9 bis et 10, rue de Châteaudun, Paris-9^e

TÉL. : 824-61-02 +

NOUVEAU VOCABULAIRE DES MAGNÉTOPHONES

(suite voir n° 1446)

BRUITS PONDÉRÉS. – Ce sont les bruits mesurés dans la bande des fréquences audibles en utilisant un instrument de mesure présentant une caractéristique de fréquences sélective. La sensibilité aux signaux de différentes fréquences de cet instrument est réglée pour correspondre à celle de l'oreille humaine.

BRUIT (faible) (Bande à faible bruit). – Les bandes magnétiques à faible bruit, ou **LH**, suivant l'expression anglaise « Low Noise » permettent d'obtenir un rapport signal/bruit de 3 à 5 dB meilleur qu'avec les bandes classiques, ce qui assure un enregistrement des sons sur une gamme de fréquences musicales plus étendue, et permet de réduire la vitesse de défilement de la bande sans augmentation du bruit de souffle et avec une fidélité acceptable.

Des qualités additionnelles de la plupart de ces bandes consistent dans une meilleure sensibilité pour les signaux de fréquences élevées et l'emploi d'un liant très sûr pour l'enduit d'oxyde magnétique qui réduit la perte d'oxyde magnétique pendant l'utilisation et augmente la durée de service sans usure rapide. La surface de l'enduit présente également un poli plus soigné, ce qui réduit l'usure des têtes et diminue encore le bruit de fond.

BRUIT DE FOND (d'un amplificateur). – Par définition, la tension de bruit de fond est égale à la valeur efficace de la totalité de la tension alternative de sortie aux bornes de la résistance de charge lorsque l'entrée normalisée est mise en court-circuit.

BRUIT DE SOUFFLE. – Accroissement du bruit de fond observé lorsqu'on fait agir une onde porteuse en l'absence de toute modulation à l'entrée de l'appareil.

B.W.G. – Abréviation pour Birmingham Wire Gage, jauge pour les diamètres de fils d'origine anglaise.

BY-BASS. – Terme anglais appliqué aux éléments de dérivation, et offrant au courant un passage de faible impédance aux bornes d'une partie d'un circuit.

CABESTAN. – Arbre rotatif métallique, généralement vertical, qui est actionné par le moteur d'entraînement et sur la surface duquel vient s'appuyer la bande magnétique entraînée devant les têtes magnétiques à vitesse constante. La pression du ruban contre le cabestan est obtenue généralement, sous l'action d'un galet-presseur caoutchouté; mais, sur les machines très perfectionnées, en particulier, sur les magnétoscopes et les appareils multipistes, le ruban est appliqué par effet pneumatique qui assure l'adhérence dans les meilleures conditions même pour une bande large.

CABLE DE RACCORD. – Fil conducteur isolé ou câble de courte longueur blindé avec une fiche à chaque extrémité, ou avec une paire de pinces de connexion à une extrémité, pour assurer la connexion de deux éléments d'une chaîne sonore, tel qu'un magnétophone et un amplificateur de puissance.

CASSETTE. – Boîtier contenant la bande magnétique de largeur réduite en galettes ou en bobines, et permettant d'éviter l'emploi de bobines séparées ordinaires débitrice et réceptrice. Le montage et le démontage sont immédiats, sans risque de fausse manœuvre, mais les modifications et les truquages d'enregistrements sont plus difficiles.

On donne parfois le nom de « musi-cassettes » aux cassettes

contenant une bande magnétique préenregistrée éditée industriellement.

CARTOUCHE. – Joue un rôle analogue mais elle contient généralement une seule galette de bande magnétique de plus grande largeur permettant un enregistrement de 4 ou 8 pistes à vitesse un peu plus élevée (9,5 cm/s au lieu de 4,75 cm/s). La bande est enroulée de façon à permettre le fonctionnement sans fin en bande continue sans nécessiter de rebobinage.

CATHODE - FOLLOWER. – Expression anglaise qui signifie « liaison par la cathode ». C'est un type de montage électronique de l'étage de sortie d'un magnétophone qui permet d'utiliser des câbles de liaison très longs, sans risque de constater une perte sur les fréquences élevées, c'est-à-dire sur les sons aigus. Mais, ce dispositif n'est pas habituellement indispensable dans les installations normales, lorsque le haut-parleur ou l'amplificateur de puissance relié au magnétophone n'est pas éloigné.

tournez la page

infra vous informe

infra

infra

infra

infra

infra

infra

infra

CHAMPS CROISÉS (polarisation ou têtes). – Technique spéciale d'enregistrement, dans laquelle on utilise une tête distincte pour assurer la polarisation ultra-sonore au moment de l'enregistrement. Cette polarisation est effectuée sur l'envers de la bande, de façon que celle-ci soit correctement magnétisée: la qualité de l'enregistrement est meilleure que celle obtenue par les procédés de polarisation habituels, car la courbe de réponse est améliorée. Le résultat est surtout appréciable pour les enregistrements à faible vitesse, par exemple, à 9,5 ou 4,75 cm/seconde.

CHARGE EN OXYDE. – Mesure de la densité d'oxyde dans une couche; elle est souvent définie comme le poids d'oxyde par unité de volume de la couche, de valeur courante, elle se situe entre 1,3 et 1,7 g/cm³.

CHROME. – Métal présentant une résistivité à 20 °C de 13,1 microhms par cm³. Le bi-oxyde de chrome est utilisé en particules très fines pour constituer l'enduit magnétique de bandes récentes de haute qualité: il permet d'obtenir l'enregistrement de bandes de fréquences beaucoup plus étendues, du côté spécialement des sons aigus, avec un bruit de fond plus réduit, mais exige un niveau de polarisation plus élevé. Son emploi est surtout intéressant avec des vitesses de défilement faibles en particulier, sur les appareils à cassettes. Les bandes à bi-oxyde de chrome peuvent être employées en combinaison avec des systèmes réducteurs de bruit.

COBALT. – Métal appartenant au huitième groupe et présentant des propriétés magnétiques au-dessous de 1025 °C, d'une résistance électrique à 20 °C de $6,35 \times 10^{-6}$ ohms/cm³. Propriétés analogues à celles du fer, mais plus dur. Le cobalt est utilisé pour améliorer les qualités des enduits magnétiques sur les bandes à faible bruit de fond.

COEFFICIENT DE FRIC-TION. – Force tangentielle nécessaire au maintien (coefficient dynamique) ou au démarrage (coefficient statique) du mouvement entre deux surfaces, divisées par la force normale de pression entre les deux surfaces. Le plus souvent, il est question du coefficient de friction dynamique entre la surface de la couche et celle d'un galet en métal standard que le ruban enveloppe.

COEFFICIENT D'ÉLONGA-TION HYGROSCOPIQUE. – Allongement linéaire relatif d'un ruban ou d'un support par pourcentage d'accroissement de l'humidité relative, mesuré entre des limites d'humidité données.

COEFFICIENT D'ÉLONGA-TION THERMIQUE. – Allongement linéaire relatif d'un ruban ou d'un support par degré d'échauffement (en général, Fahrenheit) mesuré entre des limites de températures données.

COERCITIVE (Force intrinsèque). – Intensité du champ magnétisant pour laquelle la densité du flux intrinsèque est nulle quand un échantillon de matière magnétique est magnétisé symétriquement d'une façon cyclique.

Normalement, la force coercitive intrinsèque d'une bande est mesurée dans la direction de l'orientation, avec une valeur de crête de l'intensité du champ magnétisant de 1 000 Oe. La force coercitive est un facteur qui détermine les intensités du champ ou les courants de la tête magnétique nécessaires pour l'enregistrement, la polarisation, ou l'effacement d'une bande.

COMMUTATEUR (pour bandes spéciales). – Les appareils récents, spécialement à cassettes, peuvent être utilisés avec des bandes magnétiques à oxyde de fer à faible souffle, qui peuvent être dopées au cobalt, ou des bandes au bi-oxyde de chrome. Dans ce dernier cas, la polarisation appliquée sur la tête d'enregistrement doit être modifiée: le commutateur à bouton ou à levier assure cette modification. La commutation peut être également automatique; elle est assurée par une encoche spéciale, qui se trouve à l'arrière des cassettes contenant une bande au bi-oxyde de chrome. Généralement cette commutation automatique s'effectue avec allumage d'un signal indicateur lumineux.

CÉPIE (ou Dub en termes anglo-saxons). – Une bande magnétique peut être copiée avec un minimum de perte de qualité, en la reportant d'une machine à l'autre. Il suffit d'utiliser ainsi deux magnétophones à bobines ou à cassettes, mais des adaptateurs permettent d'effectuer cette opération avec un seul appareil, et une tête magnétique supplémentaire. La copie peut être effectuée à une vitesse plus rapide que celle du premier enregistrement initial.

COMPTEUR. – Les compteurs utilisés sur les magnétophones, initialement à aiguille indicatrice, sont habituellement désormais à tambours, et donnent des indications numériques directes. Il y a ainsi des appareils qui indiquent le nombre de tours de la bobine débitrice, et non la longueur de la bande défilée, ce qui rend possibles les sélections avec une bobine de bande déterminée, qui est ensuite placée sur une machine également déterminée. Les compteurs modernes peuvent être remis immédiatement à zéro, en appuyant sur un bouton-poussoir, et comportent au minimum trois chiffres; ils peuvent être combinés avec des dispositifs automatiques permettant de trouver immédiatement la partie de la bande, qui contient un enregistrement déterminé.

CONDITIONS DE MAGNÉTISATION. – Cycliques symétriques. Une substance magnétique se trouve dans ces conditions, quand sa courbe d'hystérésis coïncide à l'influence d'un champ magnétisant variant entre deux valeurs égales, mais opposées.

CONTACT TÊTE-RUBAN. – Degré de rapprochement de la surface de la couche magnétique avec les têtes d'enregistrement ou de lecture au cours du fonctionnement normal d'un enregistreur. Un bon contact tête-ruban diminue les défauts de séparation et est un élément de bon fonctionnement, en particulier, par l'enregistrement des signaux de fréquence élevée, c'est-à-dire des sons aigus.

CONTROLEUR DE TONALITÉ. – Bouton curseur de contrôle sur un magnétophone utilisé pour faire varier la réponse de l'appareil sur les sons graves et aigus, et obtenir un équilibre optimal des tonalités pendant la lecture.

COLONNE SONORE. – Dispositif de plusieurs haut-parleurs montés dans une enceinte acoustique verticale en forme de colonne prismatique ou cylindrique. Cette enceinte peut être constituée en bois, en staff, en béton, ou même en briques.

COURBE DE RÉPONSE. – Courbe indiquant la gamme de fréquences que peut reproduire un amplificateur avec magnétophone. Elle montre les différents niveaux de sortie obtenus par les signaux musicaux de différentes fréquences, avec un signal d'entrée de niveau standard.

COLORATION. – Les experts ont l'habitude d'utiliser ce terme

pour qualifier une audition, dans laquelle on discerne des résonances propres à l'enceinte acoustique ou au haut-parleur (on dit aussi « toniques » selon la terminologie consacrée en musique). Cette coloration est incompatible avec le respect des timbres, puisqu'elle modifie les tessitures, par ajout d'éléments parasites. C'est probablement le pire défaut d'une enceinte acoustique, à laquelle on demande une certaine « neutralité », sous peine de tomber dans la catégorie des instruments dits « boîtes à musique ». Mais, en pratique, il faut beaucoup de discernement pour faire la part de ce qui est coloration et distorsion, car les effets peuvent en être confondus.

Exemples de réponse colorée « son de tonneau » de certains montages « Bass Reflex » – vibrations de parois – mirlitons dus à un excentrement de l'équipage mobile – bobine mobile décollée. Régime d'ondes stationnaires dans un volume mal amorti etc.

CONVERTISSEUR. – Appareil servant à changer un type de courant électrique en un autre type, dispositif adaptateur utilisé, par exemple, sur les magnétophones portatifs à transistors, pour permettre l'alimentation de l'appareil en basse tension, en employant le courant du secteur industriel.

COUCHE. – Couche magnétique constituée de particules d'oxyde maintenue par un liant et appliquée sur le support.

COUCHE (Résistance de). – Résistance électrique de la couche mesurée entre deux électrodes parallèles placées à une distance donnée le long du ruban. Cette résistance de couche est normalement mesurée en mégohms par carré (les dimensions du carré ne sont pas précisées). La résistance de couches non conductrices atteint plusieurs milliers de mégohms par carré.

COUCHE A COUCHE (Transfert). – Transfert d'information entre spires, magnétisation dans le bobinage d'une spire par une spire voisine enregistrée. L'amplitude du signal induit augmente la durée de stockage et la température, et diminue lorsque la bande est débobinée. Ces variations sont fonctions de l'instabilité magnétique de l'oxyde.

COUCHE (Épaisseur de). – Épaisseur de couche magnétique appliquée sur le support. Les couches des rubans modernes ont des épaisseurs comprises entre 4 et 16 μm , avec une prépondérance aux environs de 10 μm .

NOUVEAU VOCABULAIRE DES MAGNÉTOPHONES

(suite voir n° 1446)

BRUITS PONDÉRÉS. – Ce sont les bruits mesurés dans la bande des fréquences audibles en utilisant un instrument de mesure présentant une caractéristique de fréquences sélective. La sensibilité aux signaux de différentes fréquences de cet instrument est réglée pour correspondre à celle de l'oreille humaine.

BRUIT (faible) (Bande à faible bruit). – Les bandes magnétiques à faible bruit, ou LH, suivant l'expression anglaise « Low Noise » permettent d'obtenir un rapport signal/bruit de 3 à 5 dB meilleur qu'avec les bandes classiques, ce qui assure un enregistrement des sons sur une gamme de fréquences musicales plus étendue, et permet de réduire la vitesse de défilement de la bande sans augmentation du bruit de souffle et avec une fidélité acceptable.

Des qualités additionnelles de la plupart de ces bandes consistent dans une meilleure sensibilité pour les signaux de fréquences élevées et l'emploi d'un liant très sûr pour l'enduit d'oxyde magnétique qui réduit la perte d'oxyde magnétique pendant l'utilisation et augmente la durée de service sans usure rapide. La surface de l'enduit présente également un poli plus soigné, ce qui réduit l'usure des têtes et diminue encore le bruit de fond.

BRUIT DE FOND (d'un amplificateur). – Par définition, la tension de bruit de fond est égale à la valeur efficace de la totalité de la tension alternative de sortie aux bornes de la résistance de charge lorsque l'entrée normalisée est mise en court-circuit.

BRUIT DE SOUFFLE. – Accroissement du bruit de fond observé lorsqu'on fait agir une onde porteuse en l'absence de toute modulation à l'entrée de l'appareil.

B.W.G. – Abréviation pour Birmingham Wire Gage, jauge pour les diamètres de fils d'origine anglaise.

BY-BASS. – Terme anglais appliqué aux éléments de dérivation, et offrant au courant un passage de faible impédance aux bornes d'une partie d'un circuit.

CABESTAN. – Arbre rotatif métallique, généralement vertical, qui est actionné par le moteur d'entraînement et sur la surface duquel vient s'appuyer la bande magnétique entraînée devant les têtes magnétiques à vitesse constante. La pression du ruban contre le cabestan est obtenue généralement, sous l'action d'un galet-presseur caoutchouté; mais, sur les machines très perfectionnées, en particulier, sur les magnétoscopes et les appareils multipistes, le ruban est appliqué par effet pneumatique qui assure l'adhérence dans les meilleures conditions même pour une bande large.

CABLE DE RACCORD. – Fil conducteur isolé ou câble de courte longueur blindé avec une fiche à chaque extrémité, ou avec une paire de pinces de connexion à une extrémité, pour assurer la connexion de deux éléments d'une chaîne sonore, tel qu'un magnétophone et un amplificateur de puissance.

CASSETTE. – Boîtier contenant la bande magnétique de largeur réduite en galettes ou en bobines, et permettant d'éviter l'emploi de bobines séparées ordinaires débitrice et réceptrice. Le montage et le démontage sont immédiats, sans risque de fausse manœuvre, mais les modifications et les truquages d'enregistrements sont plus difficiles.

On donne parfois le nom de « musi-cassettes » aux cassettes

contenant une bande magnétique préenregistrée éditée industriellement.

CARTOUCHE. – Joue un rôle analogue mais elle contient généralement une seule galette de bande magnétique de plus grande largeur permettant un enregistrement de 4 ou 8 pistes à vitesse un peu plus élevée (9,5 cm/s au lieu de 4,75 cm/s). La bande est enroulée de façon à permettre le fonctionnement sans fin en bande continue sans nécessiter de rebobinage.

CATHODE - FOLLOWER. – Expression anglaise qui signifie « liaison par la cathode ». C'est un type de montage électronique de l'étage de sortie d'un magnétophone qui permet d'utiliser des câbles de liaison très longs, sans risque de constater une perte sur les fréquences élevées, c'est-à-dire sur les sons aigus. Mais, ce dispositif n'est pas habituellement indispensable dans les installations normales, lorsque le haut-parleur ou l'amplificateur de puissance relié au magnétophone n'est pas éloigné.

tournez la page

infra vous informe

CHAMPS CROISÉS (polarisation ou têtes). – Technique spéciale d'enregistrement, dans laquelle on utilise une tête distincte pour assurer la polarisation ultra-sonore au moment de l'enregistrement. Cette polarisation est effectuée sur l'envers de la bande, de façon que celle-ci soit correctement magnétisée: la qualité de l'enregistrement est meilleure que celle obtenue par les procédés de polarisation habituels, car la courbe de réponse est améliorée. Le résultat est surtout appréciable pour les enregistrements à faible vitesse, par exemple, à 9,5 ou 4,75 cm/seconde.

CHARGE EN OXYDE. – Mesure de la densité d'oxyde dans une couche; elle est souvent définie comme le poids d'oxyde par unité de volume de la couche, de valeur courante, elle se situe entre 1,3 et 1,7 g/cm³.

CHROME. – Métal présentant une résistivité à 20 °C de 13,1 microhms par cm³. Le bi-oxyde de chrome est utilisé en particules très fines pour constituer l'enduit magnétique de bandes récentes de haute qualité; il permet d'obtenir l'enregistrement de bandes de fréquences beaucoup plus étendues, du côté spécialement des sons aigus, avec un bruit de fond plus réduit, mais exige un niveau de polarisation plus élevé. Son emploi est surtout intéressant avec des vitesses de défilement faibles en particulier, sur les appareils à cassettes. Les bandes à bi-oxyde de chrome peuvent être employées en combinaison avec des systèmes réducteurs de bruit.

COBALT. – Métal appartenant au huitième groupe et présentant des propriétés magnétiques au-dessous de 1 025 °C, d'une résistance électrique à 20 °C de $6,35 \times 10^{-6}$ ohms/cm³. Propriétés analogues à celles du fer, mais plus dur. Le cobalt est utilisé pour améliorer les qualités des enduits magnétiques sur les bandes à faible bruit de fond.

COEFFICIENT DE FRIC-TION. – Force tangentielle nécessaire au maintien (coefficient dynamique) ou au démarrage (coefficient statique) du mouvement entre deux surfaces, divisées par la force normale de pression entre les deux surfaces. Le plus souvent, il est question du coefficient de friction dynamique entre la surface de la couche et celle d'un galet en métal standard que le ruban enveloppe.

COEFFICIENT D'ÉLONGA-TION HYGROSCOPIQUE. – Allongement linéaire relatif d'un ruban ou d'un support par pourcentage d'accroissement de l'humidité relative, mesuré entre des limites d'humidité données.

COEFFICIENT D'ÉLONGA-TION THERMIQUE. – Allongement linéaire relatif d'un ruban ou d'un support par degré d'échauffement (en général, Fahrenheit) mesuré entre des limites de températures données.

COERCITIVE (Force intrinsèque). – Intensité du champ magnétisant pour laquelle la densité du flux intrinsèque est nulle quand un échantillon de matière magnétique est magnétisé symétriquement d'une façon cyclique.

Normalement, la force coercitive intrinsèque d'une bande est mesurée dans la direction de l'orientation, avec une valeur de crête de l'intensité du champ magnétisant de 1 000 Oe. La force coercitive est un facteur qui détermine les intensités du champ ou les courants de la tête magnétique nécessaires pour l'enregistrement, la polarisation, ou l'effacement d'une bande.

COMMUTATEUR (pour bandes spéciales). – Les appareils récents, spécialement à cassettes, peuvent être utilisés avec des bandes magnétiques à oxyde de fer à faible souffle, qui peuvent être dopées au cobalt, ou des bandes au bi-oxyde de chrome. Dans ce dernier cas, la polarisation appliquée sur la tête d'enregistrement doit être modifiée: le commutateur à bouton ou à levier assure cette modification. La commutation peut être également automatique; elle est assurée par une encoche spéciale, qui se trouve à l'arrière des cassettes contenant une bande au bi-oxyde de chrome. Généralement cette commutation automatique s'effectue avec allumage d'un signal indicateur lumineux.

CÉPIE (ou Dub en termes anglo-saxons). – Une bande magnétique peut être copiée avec un minimum de perte de qualité, en la reportant d'une machine à l'autre. Il suffit d'utiliser ainsi deux magnétophones à bobines ou à cassettes, mais des adaptateurs permettent d'effectuer cette opération avec un seul appareil, et une tête magnétique supplémentaire. La copie peut être effectuée à une vitesse plus rapide que celle du premier enregistrement initial.

COMPTEUR. – Les compteurs utilisés sur les magnétophones, initialement à aiguille indicatrice, sont habituellement désormais à tambours, et donnent des indications numériques directes. Il y a ainsi des appareils qui indiquent le nombre de tours de la bobine débitrice, et non la longueur de la bande défilée, ce qui rend possibles les sélections avec une bobine de bande déterminée, qui est ensuite placée sur une machine également déterminée. Les compteurs modernes peuvent être remis immédiatement à zéro, en appuyant sur un bouton-poussoir, et comportent au minimum trois chiffres; ils peuvent être combinés avec des dispositifs automatiques permettant de trouver immédiatement la partie de la bande, qui contient un enregistrement déterminé.

CONDITIONS DE MAGNÉTISATION. – Cycliques symétriques. Une substance magnétique se trouve dans ces conditions, quand sa courbe d'hystérésis coïncide à l'influence d'un champ magnétisant variant entre deux valeurs égales, mais opposées.

CONTACT TÊTE-RUBAN. – Degré de rapprochement de la surface de la couche magnétique avec les têtes d'enregistrement ou de lecture au cours du fonctionnement normal d'un enregistreur. Un bon contact tête-ruban diminue les défauts de séparation et est un élément de bon fonctionnement, en particulier, par l'enregistrement des signaux de fréquence élevée, c'est-à-dire des sons aigus.

CONTROLEUR DE TONALITÉ. – Bouton curseur de contrôle sur un magnétophone utilisé pour faire varier la réponse de l'appareil sur les sons graves et aigus, et obtenir un équilibre optimal des tonalités pendant la lecture.

COLONNE SONORE. – Dispositif de plusieurs haut-parleurs montés dans une enceinte acoustique verticale en forme de colonne prismatique ou cylindrique. Cette enceinte peut être constituée en bois, en staff, en béton, ou même en briques.

COURBE DE RÉPONSE. – Courbe indiquant la gamme de fréquences que peut reproduire un amplificateur avec magnétophone. Elle montre les différents niveaux de sortie obtenus par les signaux musicaux de différentes fréquences, avec un signal d'entrée de niveau standard.

COLORATION. – Les experts ont l'habitude d'utiliser ce terme

pour qualifier une audition, dans laquelle on discerne des résonances propres à l'enceinte acoustique ou au haut-parleur (on dit aussi « toniques » selon la terminologie consacrée en musique). Cette coloration est incompatible avec le respect des timbres, puisqu'elle modifie les tessitures, par ajout d'éléments parasites. C'est probablement le pire défaut d'une enceinte acoustique, à laquelle on demande une certaine « neutralité », sous peine de tomber dans la catégorie des instruments dits « boîtes à musique ». Mais, en pratique, il faut beaucoup de discernement pour faire la part de ce qui est coloration et distorsion, car les effets peuvent en être confondus.

Exemples de réponse colorée « son de tonneau » de certains montages « Bass Reflex » – vibrations de parois – mirlitons dus à un excentrement de l'équipage mobile – bobine mobile décollée. Régime d'ondes stationnaires dans un volume mal amorti etc.

CONVERTISSEUR. – Appareil servant à changer un type de courant électrique en un autre type, dispositif adaptateur utilisé, par exemple, sur les magnétophones portatifs à transistors, pour permettre l'alimentation de l'appareil en basse tension, en employant le courant du secteur industriel.

COUCHE. – Couche magnétique constituée de particules d'oxyde maintenue par un liant et appliquée sur le support.

COUCHE (Résistance de). – Résistance électrique de la couche mesurée entre deux électrodes parallèles placées à une distance donnée le long du ruban. Cette résistance de couche est normalement mesurée en mégohms par carré (les dimensions du carré ne sont pas précisées). La résistance de couches non conductrices atteint plusieurs milliers de mégohms par carré.

COUCHE A COUCHE (Transfert). – Transfert d'information entre spires, magnétisation dans le bobinage d'une spire par une spire voisine enregistrée. L'amplitude du signal induit augmente la durée de stockage et la température, et diminue lorsque la bande est débobinée. Ces variations sont fonctions de l'instabilité magnétique de l'oxyde.

COUCHE (Épaisseur de). – Épaisseur de couche magnétique appliquée sur le support. Les couches des rubans modernes ont des épaisseurs comprises entre 4 et 16 μ m, avec une prépondérance aux environs de 10 μ m.

En général, les couches minces présentent une bonne résolution au détriment d'un niveau de sortie réduit pour les grandes longueurs d'onde; les couches épaisses ont des caractéristiques inverses.

COUCHES CONDUCTRICES. - Couches spécialement traitées pour réduire leur résistance électrique, afin d'éviter l'accumulation de charges statiques. Les couches non conductrices peuvent se charger fortement, provoquant des problèmes de parasitage et d'attraction de poussières.

COURBURE TRANSVERSALE. - Courbure d'un ruban dans la direction transversale. Cette courbure peut provenir d'un séchage ou d'un traitement incorrect de la couche ou de différence entre les coefficients d'élongation thermique ou hygroscopique de la couche et du support. La courbure transversale est représentée, en principe, par la valeur de l'angle formé par les perpendiculaires, à la surface, tracées aux deux bords du ruban.

COURBURE LONGITUDINALE. - Terme utilisé pour exprimer tout écart d'une longueur de ruban par rapport à la ligne droite. La méthode la plus courante pour spécifier la courbure longitudinale consiste à la traduire par l'écart latéral maximum d'une certaine longueur de ruban déroulé sur une surface plane sous une tension nulle ou faible.

CURLING. - Terme anglais indiquant une courbure transversale du ruban avec la partie centrale bombée et qui est évidemment surtout gênante sur les bandes à 4 ou 8 pistes comportant des pistes très rapprochées des bords.

CUEING. - Terme anglo-saxon désignant l'écoute pendant le défilement rapide pour faciliter la recherche des programmes.

DÉCIBEL, dB. - Unité sans dimension qui exprime le rapport de deux puissances ou, plus souvent, deux tensions ou deux intensités sous une représentation logarithmique. Si A et B représentent deux tensions ou deux intensités, le rapport A/B correspond à $20 \log(A/B)$ décibels - 1 dB représente une différence d'environ 11 % entre A et B. Voici d'autres valeurs :

Rapport	: 1	: 1,4	: 2	: 40	: 100	: 1 000	: 1 000
dB	: 0	: 3	: 6	: 12	: 20	: 40	: 60

DÉFAUT. - Imperfection du ruban provoquant une variation de niveau de sortie ou « drop out ».

Les défauts les plus courants sont des protubérances à la surface constituées par des agglomérations d'oxyde, des particules de matières étrangères collées ou des produits d'usure.

DENSITÉ DE FLUX INTRINSÈQUE MAXIMUM. - C'est la valeur maximale positive ou négative de l'induction dans un échantillon de matière magnétique placé dans des conditions de magnétisation symétrique et cyclique alternatif d'une amplitude de 1 000 Oe.

DENSITÉ D'ENREGISTREMENT. - Quantité d'informations enregistrée sur une longueur définie d'un ruban, par exemple, de 1 pouce soit 25,4 mm. Les densités couramment utilisées sont de 200, 556 et 800 bits par pouce, pour les informations digitales; des densités beaucoup plus élevées sont aussi utilisées.

DENSITÉ DE FLUX INTRINSÈQUE. - Différence entre l'intensité de flux normal pour une valeur normale de l'intensité du champ magnétisant, pour un échantillon de matière magnétique, et la densité de ce flux magnétique dans le vide. Avec les unités CGS, la densité intrinsèque de flux est numériquement égale à l'intensité du flux ordinaire diminuée de l'intensité du champ magnétisant : $B_i = B - H$. La relation entre les valeurs ordinaires et intrinsèques de la force coercitive est mieux observée en comparant les courbes d'hystérésis.

DIAPHONIE. - Perte du signal sonore qui se produit entre deux canaux sonores différents et action mutuelle, par exemple, de deux pistes sonores aimantées plus ou moins éloignées. Ce phénomène est évidemment à craindre dans les magnétophones stéréophoniques comportant au moins deux canaux, et deux pistes sonores distinctes, qui doivent donc être écartées autant que possible. Il est encore plus gênant en quadriphonie ou enregistrement multipistes. La diaphonie est exprimée en décibels et ce facteur de séparation doit être le plus grand possible.

D.I.N. - Abréviation de Deutsche Industrie Normen. Standard allemand pour l'industrie. La norme DIN 45 500 concerne spécialement les magnétophones de haute-fidélité.

DIGITAL (Enregistrement). - Méthode d'enregistrement dans laquelle l'information est codée au

préalable sous forme digitale. Le plus souvent, un code binaire est utilisé et l'enregistrement se présente sous forme de deux valeurs distinctes de flux résiduel. Dans l'enregistrement « non retour zéro » (NRZ) le ruban est soit saturé dans une direction, soit dans un état neutre. La méthode la plus fréquemment utilisée en NRZ consiste à représenter un « un » par un changement de polarité du flux et un « zéro » par une absence de changement dans l'intervalle d'un bit.

DIRECTION D'ORIENTATION. - L'orientation des particules magnétiques au moment de la fabrication de l'enduit d'oxyde a constitué un grand perfectionnement des bandes magnétiques. Sauf pour les bandes destinées à des appareils à têtes tournantes, c'est-à-dire, des magnétoscopes ou des magnétophones d'instrumentation, la direction est longitudinale.

DIRECTION LATÉRALE. - Ou direction transversale, sens de la largeur de la bande magnétique.

DISPERSION. - Distribution des particules d'oxyde dans le liant. Une bonne dispersion peut être définie par le fait qu'on trouvera un nombre de particules constant dans des volumes égaux très petits prélevés en différents points de la couche. La qualité de la dispersion affecte plusieurs propriétés du ruban, y compris l'orientabilité, le poli de surface et les parasites de modulation.

DISTORSION D'AMPLITUDE. - Ou de non linéarité. Caractérisée par la présence de signaux parasites non contenus dans la source; si ces composants sont en relation harmonique avec les composants du signal initial, on parle de distorsion par harmoniques.

Par exemple, à un signal pur de 1 000 Hz s'ajoute en cas de distorsion d'amplitude, un certain pourcentage d'harmonique 2 à 2 kHz, 3 à 3 kHz, 4 à 4 kHz etc. qui dénaturent le timbre initial du son émis.

Si les éléments parasites ne sont pas en relation harmonique avec la composante initiale, on parle de distorsion d'intermodulation. Les produits d'une telle distorsion prennent naissance à l'occasion de battements (ou interférences) entre les différents composants harmoniques indiqués ci-dessus.

DISTORSION DE FRÉQUENCE (dite aussi linéaire). - Caractérisée par le fait que la réponse du système de restitution varie avec la fréquence (on dit

aussi que la réponse n'est pas aperiódique).

Cette distorsion est particulièrement bien combattue dans les amplificateurs de puissance, mais elle est volontairement créée dans les préamplificateurs-correcteurs pour tenir compte de la nature de certaines sources (qui n'ont pas toujours une réponse aperiódique). Lorsque ces compensations sont bien faites, on obtient une réponse globale quasi-aperiódique dite « méplate ». Le quantum d'infidélité obtenu par la plupart des spécialistes étant le décibel, on dit alors que la réponse est plate à + ou - 1 dB.

Plus généralement, on peut aussi assimiler à une distorsion la présence de signaux parasites non assimilés au signal, tels que bruit de fond, ronflement, résonnances etc.

DISTORSION DE PHASE. - Caractérisée par un décalage temporel entre les différents composants utiles du signal (distorsion de temps de propagation de groupe).

Sur le plan subjectif, cas particuliers des enceintes acoustiques, ces diverses distorsions conduisent à des défauts très diversement ressentis.

DISTORSION PAR HARMONIQUES. - Généralement bien tolérée parce qu'une telle distorsion existe naturellement dans les instruments de musique sous forme d'harmoniques pairs essentiellement. En revanche, les harmoniques impairs de rang élevé sont très mal tolérés. Les enceintes acoustiques produisent de l'harmonique 3 d'autant plus que le volume sonore est élevé et la fréquence plus basse. Ce défaut est plus particulièrement ressenti avec les petites enceintes à fréquence de résonnance élevée; l'écoute peut faire apparaître un déséquilibre du contenu harmonique (timbre) avec masque quasi-total de la fondamentale. On peut, grâce à un mécanisme physiologique complexe de l'audition, croire entendre de vraies bonnes basses, alors qu'en réalité, seul le contenu harmonique est perçu.

DISTORSION D'INTERMODULATION. - Mal tolérée, parce que responsable d'une fatigue auditive à plus ou moins brève échéance. Les timbres perdent ainsi tout naturel, au profit d'un son « criard » à volume sonore élevé. Une telle distorsion se traduit à bas niveau par une sensation de confusion; la perception sonore semble s'effectuer à travers un brouillard qui noie les détails. A la limite, les parties d'orchestre

semblent se fondre en un magma, la genèse de cette fameuse « bouillie sonore » qui a condamné bon nombre d'appareils insuffisamment étudiés.

DISTORSION DE FRÉQUENCE. – Supportée bien souvent par l'auditeur moyen. Parfois pourchassée impitoyablement par le puriste mélomane qui réclame 20 - 20 000 Hz à ± 1 dB.

La gêne procurée par ce type de distorsion ne saurait se mettre en équation. L'importance accordée à ce paramètre a varié au cours des progrès de la haute-fidélité, depuis l'ère initiale des « basses » en passant sur le triomphe de l'aigu puis le règne du « médium ». L'expérience montre que ce n'est pas la réponse la plus plate qui plaît davantage; cependant, on est relativement assuré aujourd'hui de couvrir un spectre suffisamment étendu pour distinguer une contre-basse d'un alto, une clochette d'un triangle.

DISTORSION DE PHASE. – Non ressentie en tant que telle. Les constructeurs l'ignorent, la plupart du temps mais, quand ils arrivent à la détecter, et à l'annuler, le miracle ne se renouvelle pas.

En principe, cette distorsion est incompatible avec une restitution fidèle des régimes transitoires, mais, à cet égard, l'oreille montre une tolérance surprenante. Cependant, un excès peut conduire à une impression de malaise, sensible avec certains systèmes multipistes, sans qu'on puisse dire à coup sûr ce qui ne va pas; par exemple, voix caverneuse, halo instabilité en stéréophonie.

D.N.L. (Dynamic Noise Limiter). – Dispositif réducteur de bruit atténuant le souffle de la bande, de l'ordre de 6 à 8 dB, par rapport aux systèmes conventionnels, mais utilisé uniquement à la lecture, c'est-à-dire permettant l'emploi de bandes enregistrées sur un appareil quelconque. Ce dispositif agit spécialement sur les sons aigus au-dessus d'un certain niveau, les bruits de souffle se produisant spécialement sur cette gamme de tonalités.

DOUBLE PISTE (Enregistrement à). – Un enregistrement monophonique comporte normalement une tête d'enregistrement, avec une fente qui couvre moins de la moitié de la largeur d'une bande standard 6,35 mm, ce qui rend possible l'enregistrement d'une piste de la bande dans une direction et, en retournant les bobines, d'une seconde piste dans la direction opposée. Cette méthode est également appelée

demi-piste et le même principe s'applique aux enregistrements à quatre pistes.

DOUBLE DURÉE (Bande). – Bande magnétique permettant une audition de longue durée avec une longueur de bande maximale sur une bobine ou dans une cassette de dimensions données. On emploie dans ce but des bandes très minces en polyester prétréées.

DOLBY (Système). – Dispositif utilisé pour l'atténuation du bruit de souffle et employé aussi bien à l'enregistrement qu'à la lecture. Ce système caractérisé par un effet d'expansion et de compression sur des bandes de fréquences distinctes permet d'atténuer le souffle de la bande, généralement de l'ordre de 10 dB, par rapport aux systèmes conventionnels de façon à satisfaire les exigences de la norme DIN 45 500 sur le rapport signal/bruit.

Ce système est particulièrement utilisé dans les magnétophones à cassettes utilisant des bandes étroites, avec des pistes inférieures au millimètre, et une mince couche d'oxyde magnétique, entraînées à une faible vitesse, de l'ordre de 4,75 cm/seconde, ce qui a pour effet d'amplifier le bruit de la bande.

DROPOUT. – Réduction temporaire du niveau de sortie supérieure à une certaine valeur exprimée en pourcentage d'affaiblissement (généralement 50 %) par rapport au niveau de sortie moyen de la bobine étudiée ou d'un ruban de référence. La durée de l'affaiblissement peut aussi être spécifiée.

DOUBLE CABESTAN. – Le système d'entraînement à double cabestan est un système spécial de guidage de la bande. Celle-ci passe en deux endroits entre un galet de pression et l'axe du cabestan avant de défiler devant les têtes magnétiques. Le dispositif permet d'obtenir un mouvement très stable avec un minimum de pleurage et de scintillements; il est utilisé spécialement sur les magnétophones à cassettes, et permet d'obtenir de bons résultats, même en employant des cassettes usées.

DOUBLAGE. – L'enregistrement sur la bande magnétique peut être reporté sur une autre bande, soit à l'aide d'un deuxième magnétophone, soit au moyen d'un dispositif prévu sur certains modèles sur le même magnétophone qui sert déjà à la lecture de la bande. Mais, on donne aussi le nom de doublage au procédé qui permet de sonoriser les images après coup, en synchronisme avec

les différents mouvements des objets ou des acteurs.

DUO (Position). – Fonction spéciale prévue sur certains magnétophones fonctionnant en monophonie. Ce dispositif permet la lecture de deux pistes simultanément, qu'il s'agisse d'enregistrement à deux ou à quatre pistes. Il permet ainsi la lecture d'une bande stéréophonique en monophonie, avec reproduction des deux canaux, ou même une reproduction en monophonie d'un enregistrement multipiste améliorant la qualité sonore.

DYNAMIQUE (Gamme). ... C'est le rapport en tension

exprimé en décibels entre les sons, les plus faibles et les plus forts enregistrés par le magnétophone, et qui peuvent être reproduits sans distorsion gênante dans les passages à forte intensité, et sans bruit de fond excessif dans les passages à faible niveau. On peut désormais obtenir une dynamique facilement de l'ordre de - 50 dB. Une dynamique élevée, ou grand intervalle de puissance, donne à l'audition un contraste ou relief sonore satisfaisant et permet, en même temps, une réduction importante du bruit de fond, sans avoir recours à un dispositif spécial réducteur de bruit.

R.S.

ERRATUM

Dans notre numéro du 14 mars 1974 en page 304, nous avons fait figurer par erreur sous l'annonce de la société **SIDER**, un avis d'ouverture d'un magasin 25, rue Violet Paris-15^e qui ne concerne que la société **SIEBER-SCIENTIFIC**

découvrez l'électronique

notre méthode : **faire et voir**

sans connaissances théoriques préalables, sans expérience antérieure sans "maths"



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC
Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT! Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à _____

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

HPS 44

un temporisateur à circuits intégrés pour agrandisseur photographique

L'objectif de cet appareil est d'obtenir rapidement des agrandissements corrects de petit format (9 x 13 cm). Cela sera particulièrement intéressant lorsque l'on aura de nombreuses photographies à tirer (notamment dans le cas d'un « 36 poses »).

Pour obtenir cette rapidité de travail, il faut diminuer le temps passé à déterminer la durée de l'exposition. Le photographe amateur passe souvent de longs moments à évaluer cette durée alors que l'intérêt de l'agrandissement réside surtout dans la réalisation de la photographie.

PRINCIPE

Le principe adopté consiste, après avoir placé le négatif dans l'agrandisseur, à déterminer, à l'aide d'une cellule, une résistance R fonction de l'éclairement, puis à insérer cette résistance R dans le circuit d'un temporisateur. La temporisation que l'on obtiendra sera fonction de l'éclairement, donc du négatif.

En fait, l'appareil ainsi réalisé peut fonctionner de 2 façons différentes :

- en **MODE AUTOMATIQUE** où le temps d'exposition est déterminé de la façon décrite ci-dessus.

- en **MODE SIMPLE** où τ (1) est programmé par l'opérateur et peut varier de seconde en seconde, de 1 s à 361 secondes.

Voyons, plus en détail, les différentes parties dans leur rôle, leur description et leur emploi.

1) CIRCUIT DE MESURE

qui sert à déterminer la valeur R de résistance égale à celle de la cellule éclairée par l'agrandisseur à travers le négatif.

2) CIRCUIT TEMPORISATEUR

qui sert à faire allumer l'agrandisseur pendant le temps mesuré (Mode Automatique) ou pendant un temps choisi (Mode Simple).

3) CIRCUIT COMMUTATION MESURE/TEMPORISATION

CIRCUIT DE MESURE

Figure 1

Les rayons lumineux qui traversent le négatif viennent éclairer un élément photoélectrique que nous appellerons **CAPTEUR D'ÉCLAIREMENT**. Ce dernier est constitué de 3 cellules LDR 03 et une ORP 90 mises en parallèle et disposées comme indiqué sur la figure 2.

Cette répartition des cellules permet un dosage assez précis du flux lumineux qui sera reçu par le papier photographique.

Nous avons, pour une cellule :

$$\frac{K}{\Phi}$$

(Φ : flux lumineux - K : constante fonction de la cellule) R totale est telle que l.

$$\frac{1}{R_{\text{totale}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$$

$$\frac{1}{R_{\text{totale}}} = \frac{\Phi 1}{K} + \frac{\Phi 2}{K} + \frac{\Phi 3}{K} + \frac{\Phi 4}{K} = \frac{\Phi}{K}$$

et donc $R_{\text{totale}} = \frac{K}{\Phi_{\text{total}}}$

La résistance du « capteur d'éclairement » est bien une fonction linéaire du flux lumineux reçu.

Pour mesurer cette résistance, nous utiliserons un montage en pont de Wheatstone dont l'équilibre sera détecté par un circuit intégré S F C 22 01 monté en comparateur.

Ce pont sera à l'équilibre lorsque la résistance de mesure sera égale à la résistance de la cellule

Le point M_2 sera alors à 0 volt et la sortie de l'ampli opérationnel également à 0 volt. L'intensité dans les résistances de 10 k Ω et 1 k Ω est nulle à l'équilibre. Pour

accroître la sensibilité de la détection du zéro, un bouton-poussoir permet de court-circuiter momentanément la résistance de 10 k Ω . Pour la mesure du courant, on utilise un galvanomètre de déviation 1 mA pleine échelle. Ce qui représente une mesure de tension de 1 V en position normale et de 1 V lorsque la résistance de 10 k Ω est court-circuitée.

Détail de constitution de la résistance R d'équilibrage

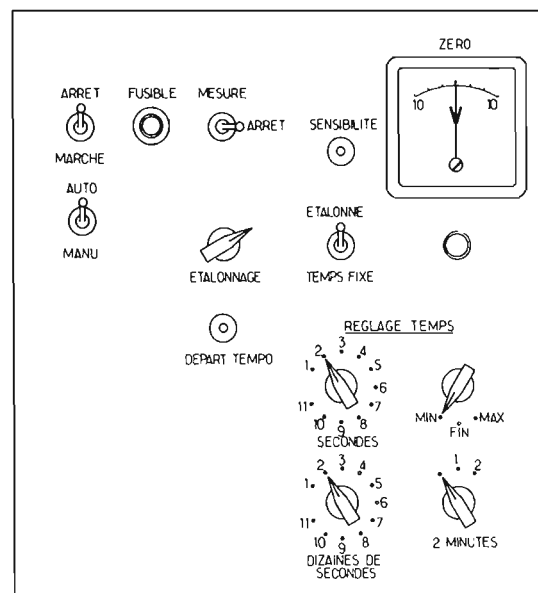
Elle est constituée de 3 commutateurs (voir Fig. 3) permettant de mettre en série des jeux de résistances de 2 k Ω , 20 k Ω et 240 k Ω .

Utilisation du circuit mesure

On place le négatif, dans l'agrandisseur, le capteur sur le margeur (ou la table sur laquelle on va placer ensuite le papier photo). On localise alors le capteur dans les zones d'éclairement moyen, c'est-à-dire ni trop lumineuses, ni trop obscures.

Si une cellule se trouve sous un blanc, on s'arrangera pour en placer une autre sous un noir.

Puis on équilibre le pont de façon à obtenir $R = R_{\text{cellule}}$. On peut perfectionner cette mesure de l'éclairement, en intercalant à



Vue de la face avant de l'appareil.

CIRCUIT DE COMMUTATION MESURE/TEMPORISATION POUR R VARIABLE ET LES ALIMENTATIONS

Lorsque l'inverseur est dans la position I, le relais commutation n'est pas excité et la résistance d'équilibrage R variable ainsi que les alimentations +10 et -10 V sont connectées au circuit de mesure. Dans ce cas, le relais lampe se trouve excité.

Lorsque l'inverseur est dans la position II, le relais commutation est connecté au +24 V et les contacts viennent en position travail (2, T1, T2); c'est-à-dire dans l'état de la figure 5. Mais dans cette position, le +24 V n'est pas sur les diodes Zener et donc les circuits de « temps » ne sont pas alimentés. Le système se déclenche lorsque l'on appuie sur le bouton-poussoir « tempo ». Ce dernier envoie alors les +10 et -10 V sur les circuits de « tempo » et provoque ainsi le basculement quasi-instantané du relais « tempo ». Celui-ci permet de maintenir le +24 V aux bornes des Zener toute la durée de la temporisation.

Il faut ajouter que dans le cas où le « BP tempo » n'est pas encore poussé, le relais lampe ne se trouve pas excité.

Voyons maintenant, la commutation des différents éclairages.

COMMANDES DE L'ALIMENTATION POUR VEILLEUSE ET AGRANDISSEUR

Figure 6

Si l'interrupteur double est fermé (manuel), l'agrandisseur et la veilleuse sont alors mis en service ensemble afin de pouvoir procéder aux divers réglages.

Dans le cas où les interrupteurs sont ouverts, l'allumage s'effectue suivant le circuit de commutation.

En position mesure I: comme nous l'avons déjà observé, le relais lampe est sur travail, donc :

- l'agrandisseur est allumé
- la veilleuse est éteinte

En position « tempo » II :

Tant que le « BP tempo » n'est pas poussé, le relais lampe est sur le repos et donc :

- la veilleuse est allumée
- l'agrandisseur est éteint

Lorsque le « relais tempo » est déclenché, alors on retrouve la condition :

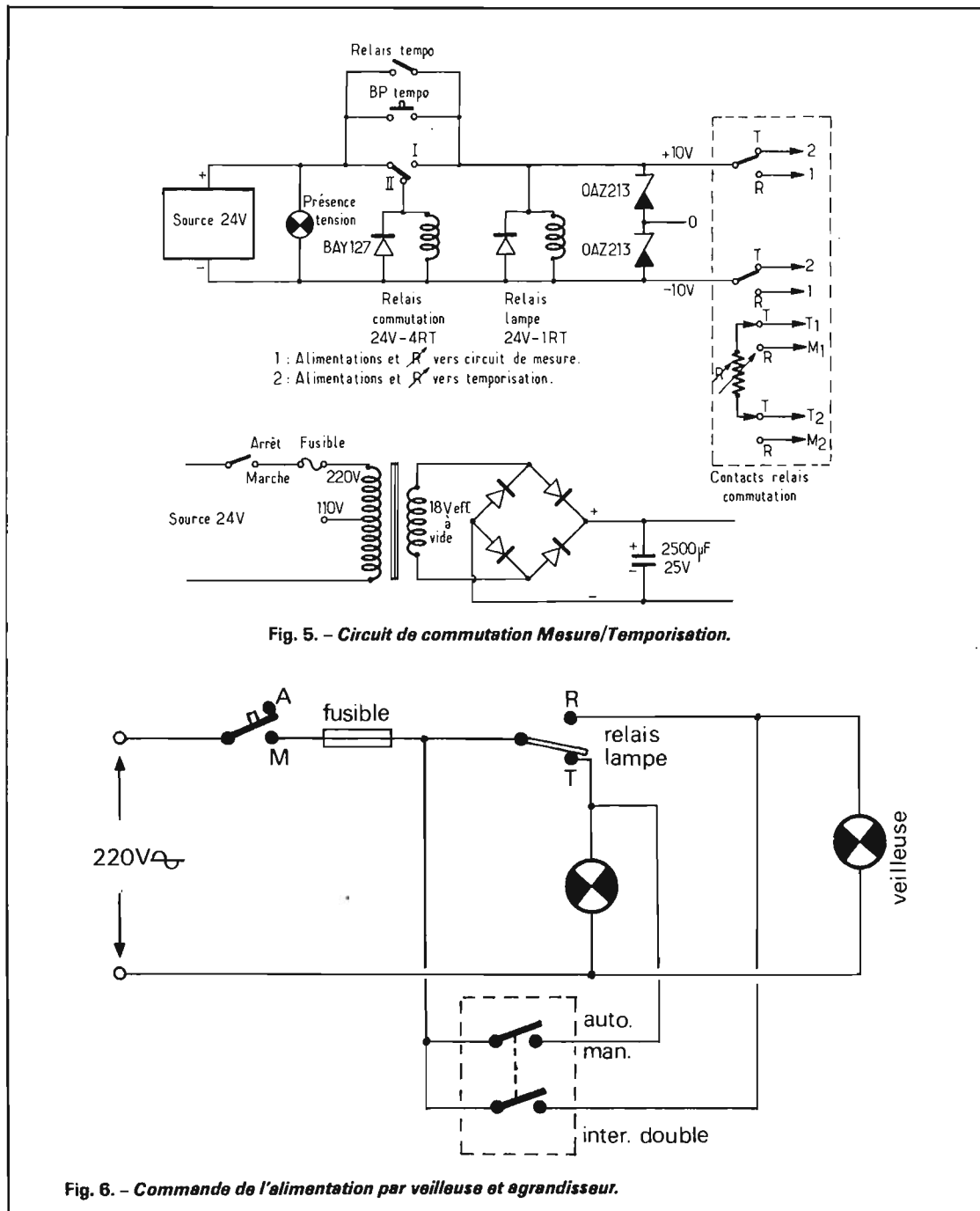


Fig. 5. - Circuit de commutation Mesure/Temporisation.

Fig. 6. - Commande de l'alimentation par veilleuse et agrandisseur.

agrandisseur allumé
veilleuse éteinte
On se trouve alors en travail effectif

Et au bout de la temporisation, on revient à :

- veilleuse allumée
- agrandisseur éteint

A noter qu'en position Mesure I, on peut basculer la résistance sur le système de temporisation en appuyant sur le bouton-poussoir.

Mais il est préférable, après la mesure, de mettre l'inverseur sur temporisation (veilleuse allumée).

On place alors le papier sous l'agrandisseur puis on actionne la temporisation.

CONCLUSION

Cet appareil est surtout intéressant pour les agrandissements de petits formats que l'on effectue, en général, en grand nombre.

Il est évident que le temps passé est assez appréciable dans la mesure où le temps d'exposition est fonction du négatif. De plus, comme il est souvent intéressant de recadrer la photo, ces temps

d'exposition seront très variables d'un agrandissement à un autre et ces conditions contribuent à augmenter l'utilité de cet appareil.

Dans le cas de format supérieur, la précision de la mesure sera moins bonne et il faudra évidemment prendre de plus grandes précautions pour placer le capteur. Cependant, la mesure permettra de donner, avec une bonne approximation le temps d'exposition à prendre. Il facilitera ainsi la réalisation de ces agrandissements.

M.H

LES TRANSFORMATIONS DE LA SONORISATION DES FILMS DE CINÉMA

UN SYSTÈME MULTIFORME : LE FUJICA PULS SYNCHRO

Ce procédé permettant la prise de vues et de sons directe avec tops de synchronisation comprend encore essentiellement une caméra, un générateur d'impulsions, et un magnétophone spécial.

La caméra commande le départ et l'arrêt du magnétophone; son axe guide et commande le contacteur du générateur d'impulsions. Le système est également caracté-

risé par l'utilisation de « tops » ou signaux de synchronisation optiques pour le film produit par la caméra; à une image, correspond un tour de l'axe de la caméra et un tour d'axe d'une fermeture du contacteur.

Le générateur d'impulsions au moyen de son contacteur établit un top sonore qui est envoyé au magnétophone; en même temps, il transmet une commande de départ et d'arrêt donnée par la caméra au magnétophone. Deux magnétophones sont prévus : un à cassette, l'autre à bobines.

Le magnétophone reçoit les impulsions à une fréquence de 1 000 Hz fournies par le générateur; au moyen d'une tête de contrôle spéciale, il les inscrit sur une des pistes de la bande magnétique. Pour la projection, on utilise le même magnétophone, une base de contrôle, et un projecteur disposé à cet effet (fig. 6).

Le magnétophone reproduit les impulsions enregistrées pour les transmettre à la base de contrôle; il fait démarrer le projecteur, lorsque la première impulsion est envoyée à la base de régulation.

La boîte de contrôle transmet les « tops » du magnétophone au projecteur; elle permet différents branchements par les prises d'entrée et de sortie que nous verrons plus loin et, par exemple, le report des impulsions sur un autre magnétophone. Il est possible, au moyen d'un vu-mètre et de touches, de corriger la synchronisation.

La caméra spéciale à objectif zoom : 1,8 électrique et manuel, de 8 à 64 mm de focale, et à obturateur variable permet d'obtenir des vitesses de 15, 24 et 36

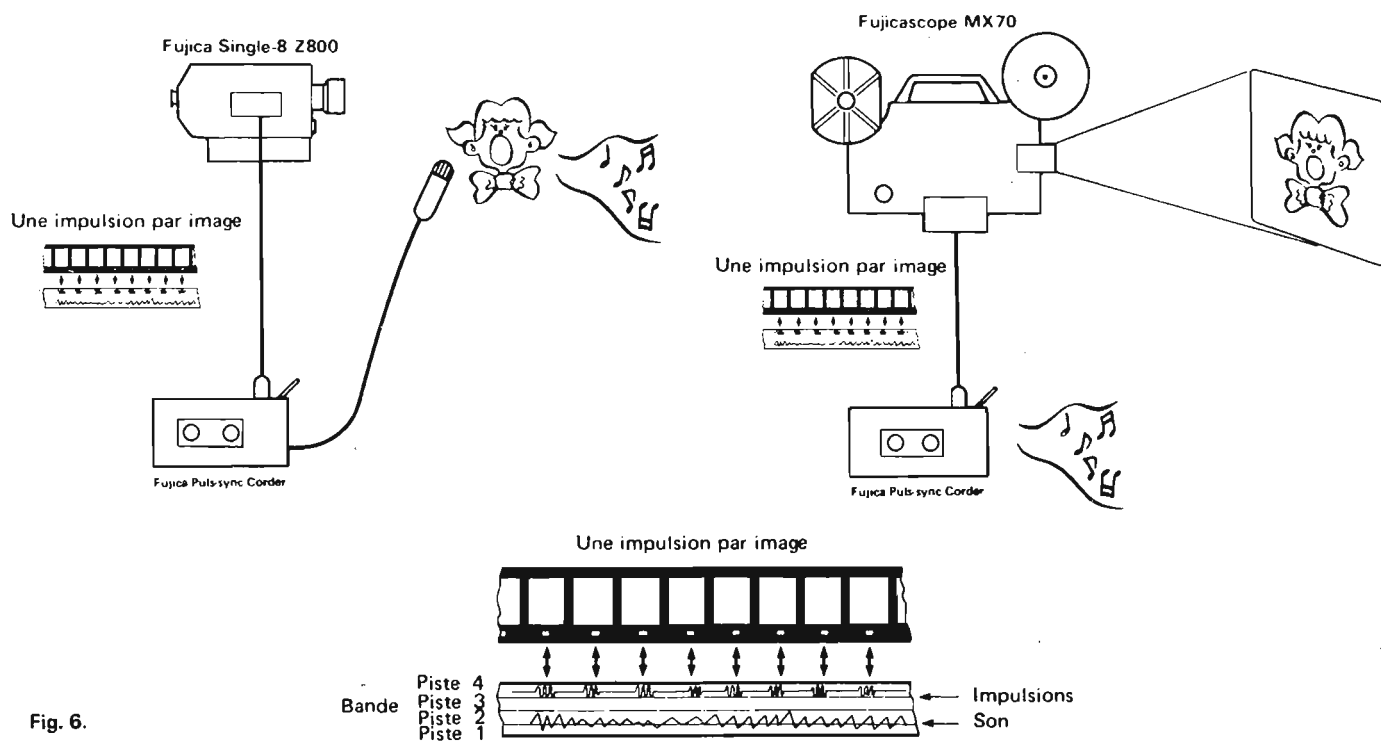


Fig. 6.



Fig. 7.

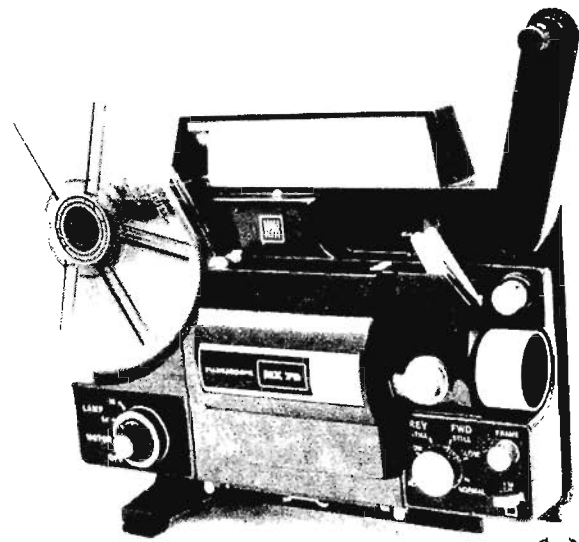


Fig. 8.

images/seconde, vue par vue; elle comporte un générateur d'impulsions, qui synchronise le film et la bande magnétique avec une impulsion par image (fig. 7). Le projecteur correspondant à chargement entièrement automatique est mis en route et arrêté automatiquement par impulsions; la vitesse de projection de 15 ou 24 images/seconde peut être ralentie à 5 images/seconde (fig. 8). L'appareil permet la projection des films sonores synchronisés enregistrés par la caméra sur une bande magnétique mono et stéréo; il reçoit des bobines jusqu'à 120 mètres.

Le contrôleur d'impulsions, enfin, comporte un bouton d'équilibrage et un cadran de contrôle permettant la correction de la synchronisation. Il est relié à la caméra au moment de la prise de vues et au projecteur pour la projection sonore; dans le premier

cas, il reçoit les signaux ou tops magnétiques émis par la caméra pour les transmettre à un magnétophone de type quelconque mono ou stéréo.

Il contrôle, de même, la vitesse du projecteur par des signaux émis par un magnétophone mono ou stéréo: les signaux peuvent être enregistrés à partir du premier magnétophone sur un second. Ce dispositif comporte trois prises d'entrée: la première à 1 kHz à modulation de fréquence pour magnétophone, la deuxième pour magnétophone stéréo, et la troisième est auxiliaire.

Enfin, le magnétophone spécial Puls Sync à cassette à 4,76 cm/seconde est un appareil à quatre pistes avec signaux sur piste 4, deux pistes pour l'enregistrement standard et la lecture, un seul sens pour la synchronisation par

impulsion, enregistrement par déclenchement de la caméra.

Le Fujica Puls Sync est un magnétophone à deux pistes monophoniques, ou quatre pistes stéréo, à bobines à bande de 6,25 mm, d'une vitesse de 19 ou de 9,5 cm/seconde, assurant l'enregistrement et la lecture sur la piste 4, fonctionnant en synchronisme; l'intervalle entre les signaux est alors de 20 millisecondes.

Pratiquement, au moment de la prise de vues, la caméra spéciale est reliée à un générateur d'impulsions et à un magnétophone, par exemple, le magnétophone à cassette. Le générateur envoie sur l'une des pistes de la bande de la cassette une impulsion par image; à chaque début de séquence, un top lumineux est enregistré sur la marge du film, ce qui permet de procéder ensuite au montage du son en faisant défiler le magnéto-

phone deux à trois secondes entre chaque séquence (fig. 9).

Pour la projection, on utilise un bloc de contrôle et un magnétophone à cassette, par exemple. Le film enregistré précédemment est placé sur le projecteur comportant un lecteur d'impulsions lui-même relié au magnétophone; la bande magnétique enregistrée précédemment déclenche d'elle-même la mise en route du projecteur et les impulsions assurent le déroulement avec un synchronisme absolu: un autre magnétophone que celui d'origine peut, d'ailleurs, être utilisé sans inconvénient (fig. 10).

Le système permet une modification du son pendant la projection. A cet effet, un déclencheur souple permet de régler le magnétophone d'enregistrement Puls Sync sur la position d'enregistrement pour effacer certaines parties du son, et permettre un

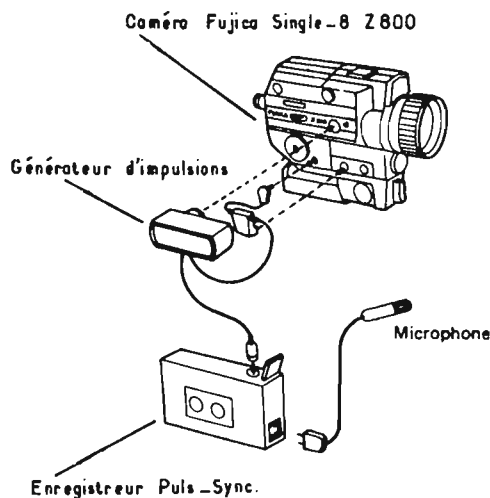


Fig. 9.

Projecteur Fujicoscope MX70

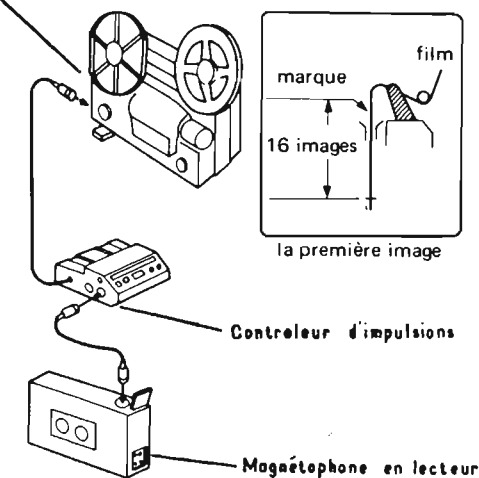


Fig. 10.

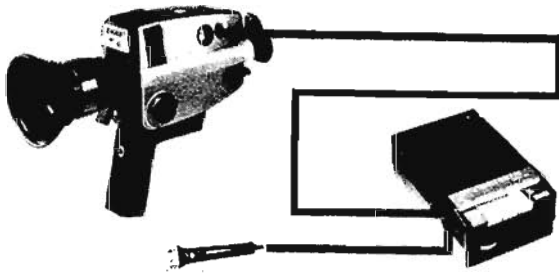


Fig. 11.

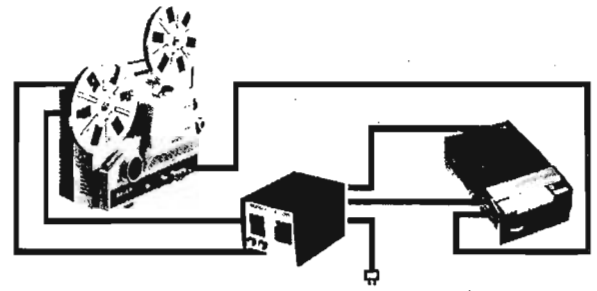


Fig. 13.

nouvel enregistrement musical ou vocal. L'enregistrement des impulsions n'est pas modifié, mais la synchronisation demeure complète avec les parties de la bande sonore non remplacées.

Le dispositif permet aussi de post-sonoriser un film muet, en utilisant le projecteur. Lorsque le projecteur est en marche, la base de régulation transmet un top par image, qui est inscrit sur l'une des pistes de la bande magnétique et le son enregistré provenant d'un microphone ou d'un tourne-disque, par exemple, est inscrit sur l'autre piste.

La post-sonorisation sur un magnétophone stéréo est effectuée suivant le même principe. Le son est enregistré sur la piste 1, et les impulsions sur la piste 3; les enregistrements peuvent être également effectués sur la piste 2 pour le son, et la piste 4 pour les impulsions.

La post-sonorisation peut aussi être réalisée avec un magnétophone monophonique, mais il faut utiliser un boîtier de synchronisme avec une tête de lecture. Le son est

enregistré sur les pistes 1 et 2 du magnétophone mono et les impulsions sur la piste 4, par l'intermédiaire du magnétophone de synchronisme.

Le report du son et des impulsions depuis le magnétophone spécial sur un magnétophone stéréo ordinaire est possible; il suffit de relier à cet effet, le magnétophone stéréo au régulateur pendant la projection pour inscrire les sons et les impulsions provenant du magnétophone spécial. On peut même employer un magnétophone monophonique, mais il faut utiliser le boîtier de synchronisme de façon à utiliser une tête pour l'enregistrement du son et une autre pour l'enregistrement des impulsions.

L'inverse est possible; on peut reporter le son des impulsions enregistrées par un magnétophone stéréo sur un magnétophone spécial Fuji; on peut même utiliser primitivement, en principe, un magnétophone monophonique.

La post-sonorisation stéréophonique synchronisée est également possible sur magnétophone stéréo;

le son est enregistré sur les Pistes 1 et 3 avec les deux têtes du magnétophone stéréo mais les impulsions sont inscrites sur la piste 4 avec la tête spéciale du boîtier de synchronisme.

Enfin, la post-synchronisation peut même être effectuée sur une bande pré-enregistrée au moyen d'un magnétophone monophonique. Elle est réalisée au moyen d'une bande de son, et avec un film enregistré par une caméra ordinaire non synchronisée; les impulsions produites par le boîtier de régulation sont reçues et inscrites par la tête spéciale du magnétophone de synchronisme.

UN SYSTÈME SIMPLIFIÉ : L'ORDINASON

L'Ordinason Bauer est un dispositif simplifié mais efficace, qui permet cependant d'obtenir un synchronisme satisfaisant image-son. Il permet en effet le report synchrone sur un film monté ou non monté, et pourvu d'une piste

couchée, d'un enregistrement sonore effectué au moment de la prise de vues et en synchronisme avec l'image.

Trois opérations successives sont ainsi réalisées :

1° L'enregistrement image et son.

2° La projection des images en synchronisme avec le son.

3° Le report synchrone du son sur la piste couchée du film.

Au cours de la première opération, on utilise une caméra comportant un générateur d'impulsions relié électriquement à un magnétophone spécial à cassettes. Pour chaque image, un top est envoyé par la caméra et enregistré sur l'une des pistes de la bande magnétique, tandis que sur l'autre piste s'inscrit le son transmis par un microphone ou un tourne-disques (fig. 11 et 12).

A chaque déclenchement de la caméra pour une séquence filmée, le système démarre. En même temps, les vitesses de défilement du film et de la cassette sont contrôlées indépendamment par des régulateurs électroniques disposés sur la caméra et sur le magnétophone. Au moment de l'arrêt de la caméra, le système peut, pour un montage, continuer de tourner pendant environ trois secondes en enregistrant un blanc sur la bande qui ne comporte pas de top et le système est utilisé au cours de la deuxième phase du traitement.

La projection des images en synchronisme avec le son est alors facile; il suffit de faire fonctionner le projecteur sonore et le magnétophone à cassette en calant, en quelque sorte, l'image et le son sur des repères bien choisis. La recherche rapide du son correspondant à une séquence peut être effectuée électroniquement à l'aide d'un bouton-poussoir prévu sur le magnétophone. Dès que le premier « top » est enregistré sur la caméra et lu par le magnétophone, il s'arrête automatiquement; la séquence sonore est ainsi considérée comme fixée (fig. 13 et 14).

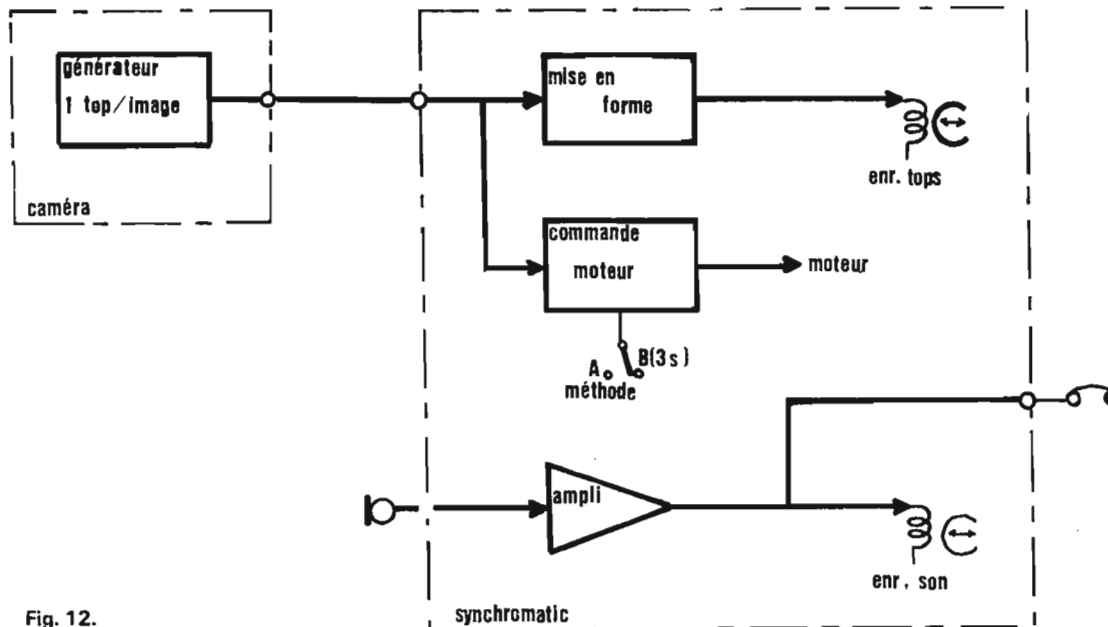


Fig. 12.

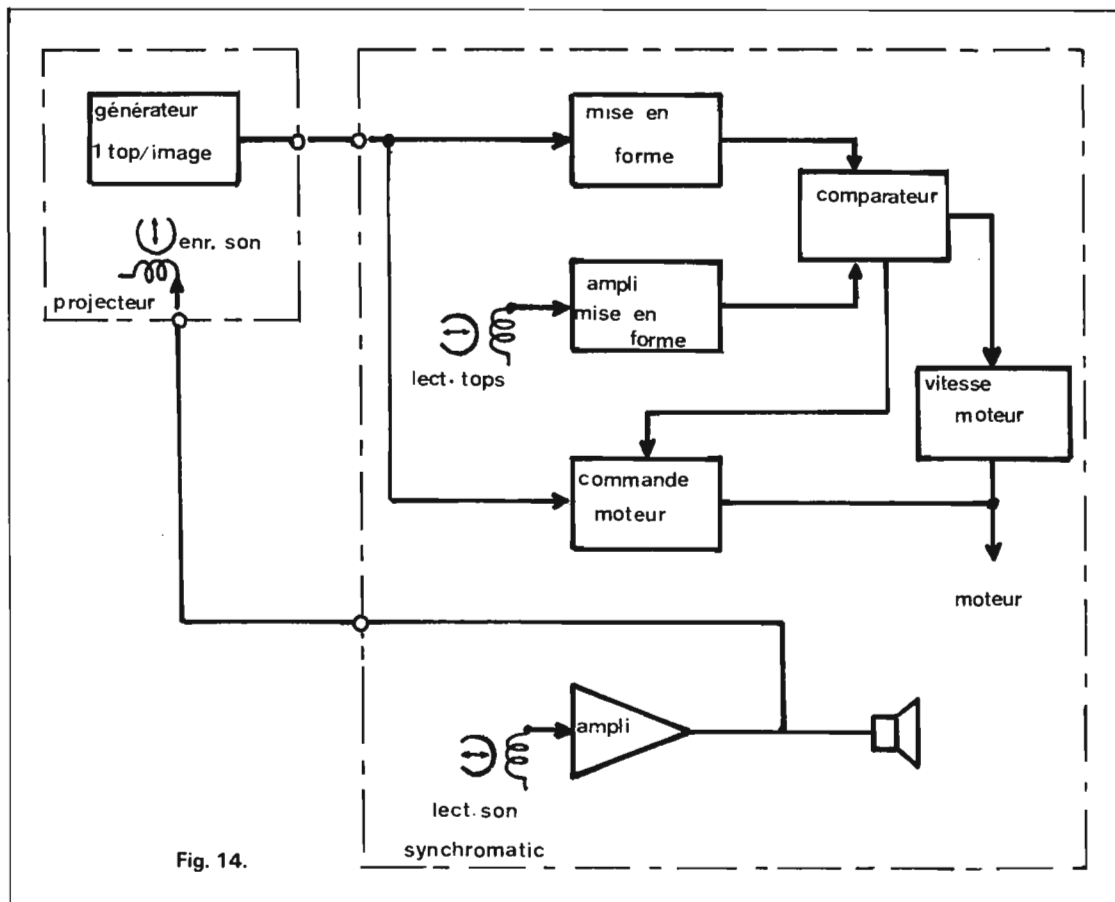


Fig. 14.

Le projecteur sonore étant ainsi relié au magnétophone électroniquement, il suffit de mettre en marche le projecteur pour obtenir une projection des images en synchronisme avec le son, séquence par séquence. Avec un projecteur sonore, on peut reporter définitivement le son de la cassette sur la piste magnétique du film; la bande de son originale demeure toujours intacte.

La chaîne complète comprend ainsi une caméra, un synchroniseur et un projecteur sonore. Pour la prise de vues et de son en direct, la méthode la plus simple consiste à filmer et enregistrer simultanément; on confie le film à développer à un spécialiste, qui le rend muni d'une piste magnétique, ce qui permet de procéder à la synchronisation de l'image et du son.

Le magnétophone synchronomatic est un enregistreur synchrone et, lorsqu'il est couplé au projecteur sonore, il constitue, comme nous venons de le montrer, une véritable table de montage image-son, permettant de réaliser de véritables films parlants. Grâce au dispositif de recherche automatique, il est possible de supprimer des images au début, dans le cours, ou à la fin du film, des séquences complètes, ou d'inclure des plans de coupe.

Cette facilité de montage constitue la caractéristique essentielle du procédé; il devient possible d'inscrire une seule séquence d'un film de 15 mètres ou de filmer plusieurs fois un même sujet pour sélectionner la même séquence. L'ordre de prise de vues des films peut être modifié, ainsi que celui des séquences. Le son correspondant aux images montées est automatiquement sélectionné, sans couper la bande magnétique du son original.

La caméra est munie d'un générateur de tops, enregistrés sur l'une des deux pistes de la bande magnétique du projecteur à cassette spécial, l'autre étant réservée à l'enregistrement du son. Le projecteur émet également des tops au moment de la projection; les tops provenant de la bande magnétique et ceux provenant du projecteur sont comparés dans un comparateur électronique situé dans un boîtier de synchronisme.

Lorsque le projecteur et le

magnétophone synchronisés sont couplés électroniquement, le calculateur assure un défilement exact de l'ensemble du son et de l'image, les tops jouant le rôle de perforations mécaniques.

Après avoir effectué le réglage du niveau sonore de la séquence à filmer, il n'est plus nécessaire de s'occuper de l'enregistrement; la caméra commande le démarrage et l'arrêt de l'enregistreur. Il n'y a pas de perte de synchronisation lorsqu'on effectue plusieurs séquences séparées; il est possible de filmer un sujet à une distance de quelques mètres grâce à une rallonge spéciale du micropho-

ne. Cependant, le magnétophone spécial Synchronomatic n'est pas un magnétophone classique; il est muni d'un ensemble électronique complexe, et on ne peut donc utiliser un magnétophone d'une autre marque. Différentes caméras et projecteurs sonores de la même marque **Bauer** peuvent être adaptés à ce système, mais non des caméras et des projecteurs quelconques.

Pendant la projection, lorsqu'un top sonore est transmis au projecteur, il actionne la griffe d'entraînement à la valeur d'une image de défilement et ainsi de suite à chaque top; le dispositif constitue ainsi une sorte de système « flip-flop » à contacteur.

UN PROCÉDÉ SIMPLIFIÉ ET ADAPTABLE, LE SYNCHRO-SOUND ELMO

Dans la catégorie des dispositifs plus simples et moins complets

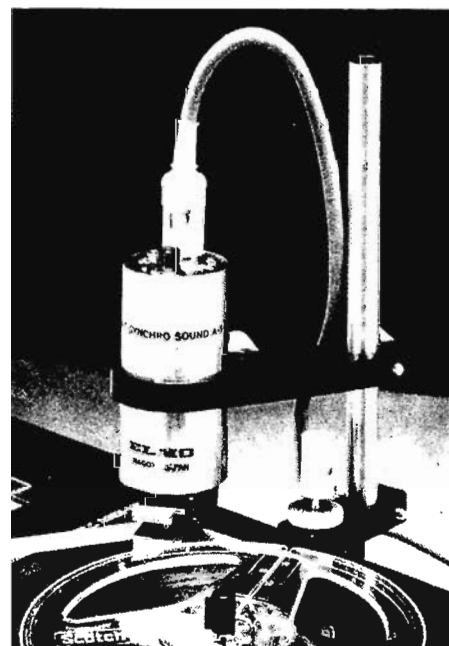


Fig. 15.

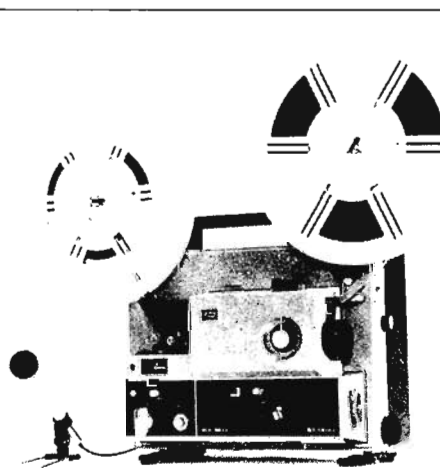


Fig. 16.



Fig. 17.

sans doute, de sonorisation, mais qui peuvent suffire pourtant à certaines catégories d'amateurs, les progrès ne sont pas moins réels. On peut ainsi citer, par exemple, la synchronisation des films Super-8 et 8 mm avec un projecteur disposé à cet effet, et le système Synchro-Sound Elmo (fig. 15 et 16).

L'élément sonore constitué par un magnétophone est généralement possédé par l'amateur; mais il doit être du modèle à bobines. L'accouplement avec le projecteur est simple et rapide, sans aucune transformation; le magnétophone conserve ses possibilités et un modèle élémentaire peut convenir, car toute vitesse de défilement peut être employée pour la synchronisation. Cependant, la qualité et la gamme des possibilités d'enregistrement augmentent évidemment l'intérêt de l'ensemble.

Le socle du synchroniseur Synchro-Sound s'applique facilement et rapidement sur la platine du magnétophone par simple collage et au moyen d'une pastille adhésive; ce socle peut rester à demeure sans empêcher la fermeture du couvercle. Un simple câble assure le couplage avec les projecteurs; deux commutateurs commandent les fonctions d'enregistrement-reproduction, un témoin lumineux rouge évite les effacements accidentels.

Un repère tracé sur l'image du départ du film est amené devant la fenêtre de projection; la bande magnétique est mise en place normalement, le départ est commandé par le démarrage du magnéto-

phone et la synchronisation est assurée sans risque de décalage.

Le projecteur muet est réglé sur la cadence de 18 images/seconde et la projection doit être ainsi asservie au défilement de la bande magnétique sur le magnétophone. A cet effet, des éléments électromagnétiques, dont l'un est fixé sur une des pales de l'obturateur de projection produisent des tops réguliers à raison de 1 par image, qui sont enregistrés sur la piste inférieure de la bande magnétique par l'intermédiaire du synchroniseur. Ces tops sonores sont inaudibles en lecture normale; la partie supérieure de la bande reste intacte pour recevoir ultérieurement l'enregistrement sonore.

La bande magnétique reçoit ainsi des signaux de synchronisme rigoureux; à chaque image du

film, correspond un top magnétique. Après rebobinage du film et de la bande, la mise en route du magnétophone détermine le départ du projecteur.

Le passage des tops devant la tête magnétique du synchroniseur en position lecture produit des trains d'impulsions, qui sont transmises au circuit de régulation du projecteur et on contrôle la vitesse par comparaison avec les informations provenant de l'ensemble électromagnétique de l'obturateur. L'enregistrement sonore proprement dit peut avoir lieu au rythme de la projection; le magnétophone commandant par ces tops le défilement du projecteur, il n'y a pas de décalage au moment de la reproduction. A chaque séance, sans intervention manuelle, le son et l'image sont synchronisés.

Avec un magnétophone stéréophonique, il faut cependant interrompre la reproduction sonore de la piste inférieure de la bande, car les tops magnétiques deviendraient alors audibles et se superposeraient à la sonorisation.

Le dispositif permet tous les procédés de post-sonorisation: bruitages, musique de fond, percussion rapide, tels que coups de feu, timbres, claquements de portière etc. Le système peut également être combiné avec une caméra produisant des tops magnétiques sonores sur la bande au moment de la prise de vues et de son simultanés; ces tops peuvent rétablir la synchronisation avec le projecteur au moment de la lecture, sans relier le magnétophone d'une manière quelconque à la caméra.

UNE CAMÉRA SONORE : LE PROCÉDÉ EKTASOUND KODAK

Les caméras sonores inscrivant à la fois l'image et le son sur

un même support étaient jusqu'ici des appareils professionnels ou semi-professionnels coûteux, encombrants, et lourds, mais cette solution qui offre, par ailleurs, évidemment beaucoup d'avantages techniques, peut désormais être transformée par l'avènement industriel de nouveaux matériels réalisés par Kodak et qui seront bientôt distribués sur le marché français.

Les caméras Kodak Ekasound permettent en effet, l'enregistrement sonore, magnétique directement sur le film lors du tournage; elles peuvent comporter un chargeur de 60 mètres pour film sonore ou muet, soit une capacité quatre fois supérieure à celle du chargeur standard, et permettent le choix entre deux vitesses 18 images/seconde et 24 images/seconde; cette dernière correspondant à la vitesse du défilement du cinéma professionnel. Le microphone adapté à la caméra est aussi un modèle original réduisant de 10 décibels les bruits parasites du milieu ambiant et l'appareil recevra également des chargeurs de 15 ou 60 mètres muets ou sonores. Le prix annoncé est de 425 dollars soit environ 2 800 F (fig. 17).

Cette grande firme s'était, jusqu'ici, d'ailleurs, assez peu intéressée à la sonorisation des films; la méthode choisie, de principe ancien, a été appliquée pour la première fois ainsi en employant une cartouche de film Super-8 à chargement instantané.

Le film contenu comporte, d'un côté, une piste magnétique habituelle pour le son, et une seconde piste d'équilibre, en quelque sorte, sur le bord opposé pour compenser l'épaisseur additionnelle du film déterminé par la piste sonore. Le déséquilibre est surtout gênant, d'ailleurs, au moment du traitement des films (fig. 18).

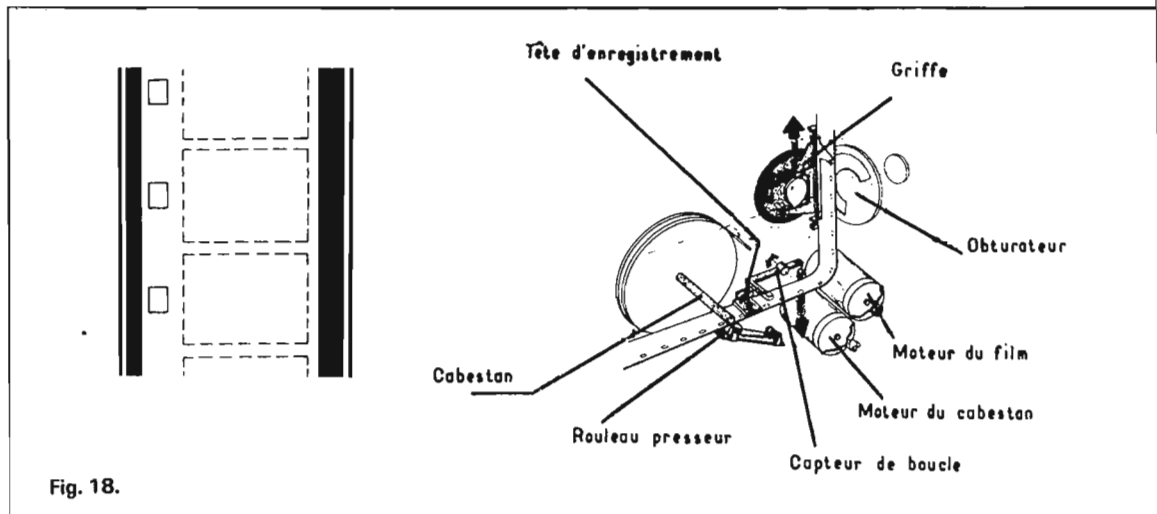


Fig. 18.

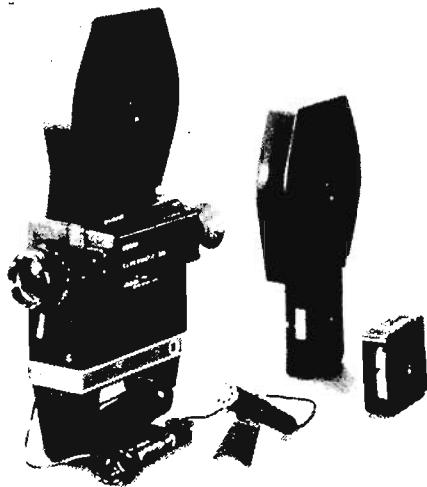


Fig. 19.



La cartouche de film Ektasound normale contient 15 mètres, comme le chargeur habituel de film Super-8, mais son épaisseur est légèrement plus élevée, de l'ordre de 12 mm; elle comporte une ouverture à la base à l'endroit où s'effectue le contact du film avec la tête magnétique d'enregistrement dans la caméra (fig. 17).

Ce chargeur ne peut être placé dans une caméra ordinaire; il contiendra des émulsions Kodachrome II ou Ektachrome 160; le prix du chargeur de 15 mètres est plus élevé que celui du chargeur ordinaire, mais la différence semble être de l'ordre de 10 F.

La caméra comporte un objectif fixe d'une distance focale de 9 mm, d'une ouverture de F : 1,2, ou un objectif Zoom de 9 à 21 mm permettant la mise au point de 1,80 m à l'infini. L'obturateur est du type à 230°; il n'y a pas de viseur réflex et un dispositif de contrôle automatique de l'exposition séparé, comme on le voit sur la photographie. Le dispositif de réglage du zoom est manuel et il ne semble pas y avoir de système télémétrique de mise au point. Il s'agit ainsi, pour le moment, d'un appareil spécialement simplifié au point de vue optique, mais à grande luminosité, et plusieurs modèles sont prévus.

Ces caméras sonores ont des dimensions un peu plus grandes que les caméras optiques correspondantes en raison surtout de l'augmentation des dimensions du chargeur et de l'emplacement additionnel nécessaire pour le dispositif d'enregistrement sonore; moteur du cabestan, cabestan, galet-presseur, correcteur de synchronisation du cabestan séparé, et moteur d'entraînement du film, amplificateur sonore et têtes d'enregistrement elles-mêmes.

En raison de ce matériel supplémentaire, ces caméras sonores utilisent 6 éléments de piles au lieu de 4 et une batterie de 9 V du type utilisé dans les récepteurs à transistors pour l'amplificateur d'enregistrement. Un jack d'entrée est prévu pour la connexion d'une batterie de 9 V pour le renforcement de l'alimentation en cas d'affaiblissement des batteries internes et pour le fonctionnement par grands froids.

L'appareil comporte un microphone omni-directionnel analogue à celui utilisé avec les magnéto-cassettes et la caméra présente deux prises d'entrée de microphone pour l'enregistrement dans des conditions différentes. L'une est prévue pour les conditions normales, l'autre pour des conditions difficiles, avec un niveau élevé du bruit de fond. Elle détermine une réduction de la sensibilité du microphone pour tous les sons, en y comprenant ceux que l'on désire enregistrer, en réduisant le niveau d'amplificateur de 10 dB.

Un dispositif automatique de contrôle de niveau disposé sur la caméra permet le réglage automatique de la modulation sans nécessiter un réglage manuel. Le son est enregistré avec un décalage de 18 images par rapport aux images, ce qui correspond au décalage standard, et permet l'utilisation du film sonore sur tous les projecteurs magnétiques habituels. Les caméras peuvent recevoir des chargeurs Super-8 de films ordinaires muets et non pistés, avec une vitesse de défilement de 18 images/seconde pour le son, et de 20 pour le film muet environ.

Kodak a voulu ainsi assurer une synchronisation absolue avec une facilité de manœuvre presque identique à celle de la réalisation d'un film muet. Excepté, en effet,

en ce qui concerne la disposition du microphone, l'enregistrement sonore devient aussi facile que la prise de vues muettes; il suffit de placer le chargeur de film, de fermer le couvercle de la caméra, et de mettre la caméra en marche de la manière habituelle.

Ces caméras Ektasound bénéficient des mêmes qualités optiques que les caméras correspondantes muettes, en particulier, des dispositifs à haute sensibilité permettant des prises de vues à l'intérieur avec un éclairage artificiel normal, et de simples lampes de table.

La qualité de la parole est très satisfaisante, très claire avec une belle tonalité; elle est peut être un peu plus faible cependant, que dans les appareils à piste séparée, en particulier, pour les sons aigus et graves. La bande de fréquences enregistrée s'étend de 200 à 5 000 Hz.

Il s'agit, avant tout, suivant la politique industrielle bien connue de cette firme, d'un appareil destiné à la grande masse du public, réduisant au minimum les notions techniques nécessaires et augmentant les facilités de traitement et d'emploi. La diffusion relativement faible des appareils de sonorisation des films a été due jusqu'à présent justement à ces difficultés; il y a là, sans doute, pour la première fois, un matériel sonore aussi facile à employer que des appareils muets.

Pour les mêmes raisons, le montage des films sonores n'est en général pas prévu et de même la proportion des cinéastes amateurs qui réalisent des montages est évidemment très faible.

Les projecteurs nouveaux correspondants Ektasound sont du type 235 et 245, bien entendu, à

chargement et déchargement rapides, avec marche en avant et rebobinage rapides, amplificateur de lecture de 3 watts, et capacité de 120 mètres, pouvant fonctionner à 18 et 24 images/seconde. L'appareil 235 est seulement lecteur, tandis que le 245 est enregistreur et lecteur, ce qui rend possible d'ajouter de la musique et un documentaire à n'importe quel film sonore, même s'il a déjà été enregistré avec la caméra Ektasound (fig. 19).

UNE CAMÉRA A SIGNAUX-PILOTES MOVEDOOM SYNCHRO-SOND AGFA

Les constructeurs réalisent également en dehors des chaînes sonores complètes, des caméras perfectionnées produisant des « tops » de synchronisme pour la sonorisation directe, et pouvant être combinées avec des magnétophones à cassettes, par exemple à piste de contrôle.

La caméra Movedoom 4000 Synchro-Sound Agfa appareil très élaboré permettant les truquages optiques et le fondu enchaîné automatique déclenche ainsi toutes les quatre images une impulsion sonore à 1 000 Hz s'inscrivant parallèlement à l'enregistrement du son sur une piste distincte de la bande magnétique. On peut utiliser en combinaison un magnétophone à cassettes Philips N2209-AV

Au moment de la projection avec un projecteur correspondant, ces mêmes impulsions de synchronisme règlent la vitesse du projecteur

P. HÉMARDINQUER

3 AMPLIFICATEURS B.F. 10 W — 25 W — 50 W

LES trois amplificateurs sont présentés dans des boîtiers métalliques avec trous prévus pour une fixation sur radiateur. Les sorties se font sur cosses à souder et leur utilisation ne nécessite que peu de composants; de plus, ces amplificateurs sont peu sensibles aux petites variations de la tension d'alimentation.

Leurs dimensions sont :

Pour le modèle SI 1010 YP — 45 mm × 45 mm. Épaisseur : 13 mm. Distance entre les trous de fixation : 55 mm.

Pour le modèle SI 1025 A — 64 × 44 mm. Épaisseur : 20 mm. Distance entre les trous de fixation : 72 mm.

Pour le modèle SI 1050 G — 88 × 53 mm. Épaisseur : 13 mm.

PUISSANCES DE SORTIE

Mesurées à 1 000 Hz et pour une distorsion de 0,5 % sur une charge de 8 Ω avec un radiateur approprié, elle est de :

10 W eff. — pour le modèle SI 1010,

25 W eff. — pour le modèle SI 1025,

et de

50 W eff. — pour le modèle SI 1050.

La courbe de réponse est plate à 0,5 dB près de 20 Hz à 100 000 Hz pour une puissance de sortie de 1 W.

GAIN EN TENSION

— Gain en boucle ouverte : 62 dB pour SI 1050.

— Après contre-réaction interne : 28 dB pour SI 1025.

— Variable (résistance externe) : 55 dB à 30 dB pour SI 1010.

LES RADIATEURS

Pour le SI 1010 : le radiateur n'est pas nécessaire pour une utilisation à une température inférieure à + 25 °C.

Pour le SI 1025 : le radiateur à utiliser doit avoir au minimum une surface de 70 cm² pour une plaque d'aluminium de 2 mm d'épaisseur.

Pour le SI 1050 : le radiateur doit avoir au minimum 135 cm² et 2 mm d'épaisseur.

Une graisse siliconée doit être utilisée entre le boîtier et le radiateur.

BRANCHEMENT DU MODULE SI 1010

Le schéma de la figure 1 représente une version stéréophonique utilisant deux modules SI 1010. Il faudra donc brancher extérieurement sur les broches :

1 — un condensateur de filtrage C₄ de 47 μF,

2 — sur la borne entrée : un condensateur C₅ de 10 μF,

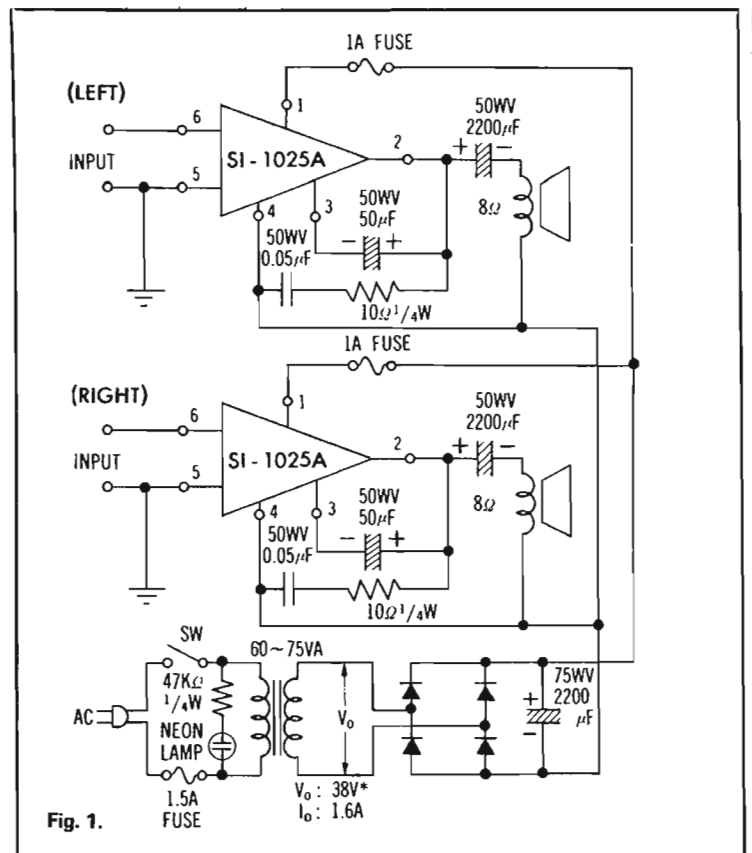


Fig. 1.



- 3 — masse,
- 4 — une résistance de contre-réaction de 1,5 kΩ,
- 5 — un condensateur de découplage de 10 μF relié à la borne 4,
- 6 — un condensateur de 47 μF relié à la borne 9.
- 7 — un condensateur de découplage de 47 μF relié à la masse,
- 8 — est à relier à la masse,
- 9 — aux condensateurs déjà cités plus le condensateur de liaison de 1 000 μF, la résistance R de 10 Ω 1/4 W, cette dernière étant reliée à la masse à travers un condensateur de 50 μF,
- 10 — au + alimentation.

Le haut-parleur à utiliser doit avoir une impédance de 8Ω .

L'alimentation utilise un transformateur délivrant au secondaire 1,5 A sous une tension de 28 V. Le redressement est opéré par un redresseur en pont et le filtrage assuré par un condensateur de $2\,000 \mu\text{F}$.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

- Puissance eff. max. : 10 W.
- Charge : 8Ω .
- Tension alimentation : 34 V.
- Tension alimentation max. : 40 V.
- Courant alimentation : 0,65 A.
- Distorsion harmonique à pleine puissance : 0,5 % max.
- Impédance d'entrée : $60 \text{ k}\Omega$.
- Impédance de sortie : $0,3 \Omega$.
- Rapport signal/bruit : 90 dB.
- Courant de polarisation : 30 mA.
- Température de fonctionnement : -10°C à $+70^\circ\text{C}$.

BRANCHEMENT DU MODULE SI 1025 A

Ce module dont le schéma d'utilisation est présenté figure 3 demande encore moins de composants extérieurs que le précédent. Le schéma interne de ce module est présenté figure 4.

La borne 1 est directement reliée au + alimentation, la borne 2 est reliée au condensateur de liaison au haut-parleur, sa valeur est de $2\,200 \mu\text{F}$;

un condensateur de $50 \mu\text{F}$ est à relier entre les bornes 2 et 3;

la borne 4 est à relier au - alimentation, un condensateur de $50 \mu\text{F}$ en série avec une résistance de 10Ω réunit les bornes 2 et 4.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

- Puissance eff. max. : 25 W.
- Charge : 8Ω .
- Tension alimentation : 48 V.
- Tension alimentation max. : 55 V.
- Courant alimentation : 0,8 A.
- Distorsion harmonique à pleine puissance : 0,5 %.
- Impédance entrée : $70\,000 \Omega$.
- Rapport signal/bruit : 90 dB.
- Température de fonctionnement : -20°C à $+80^\circ\text{C}$.

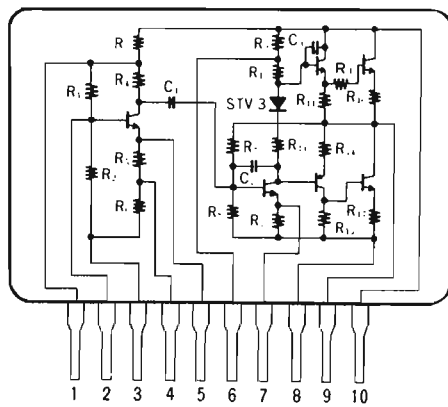


Fig. 2.

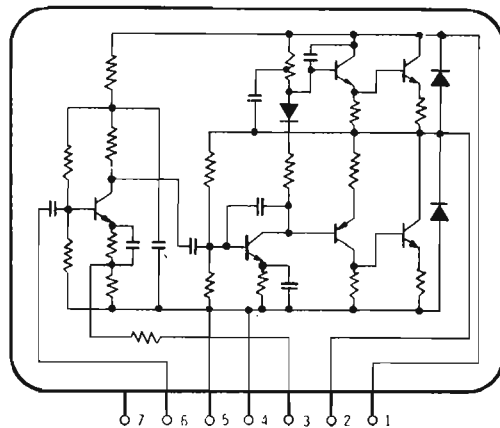


Fig. 4.

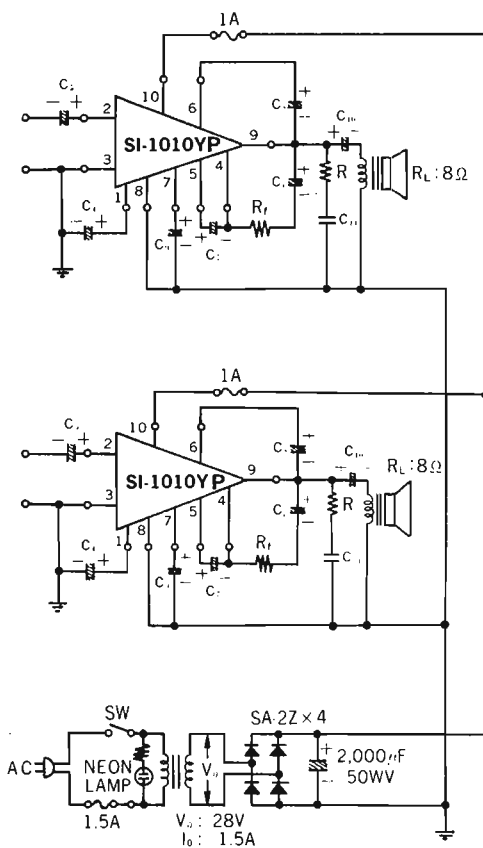


Fig. 3.

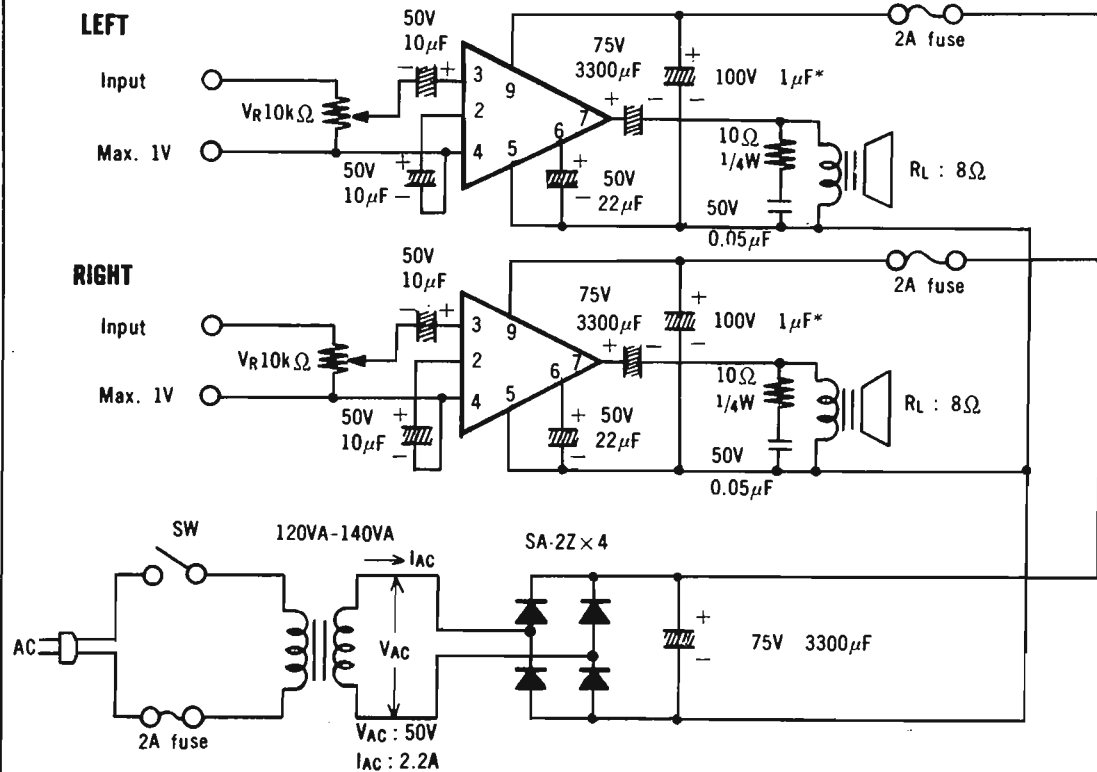
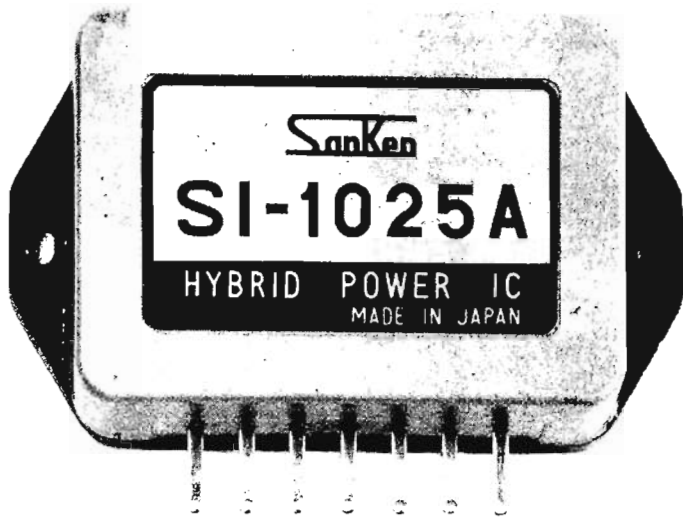


Fig. 5.



BRANCHEMENT DU MODULE SI 1050 G

Ce module peut être branché de deux façons : soit avec une alimentation simple, soit avec une alimentation symétrique.

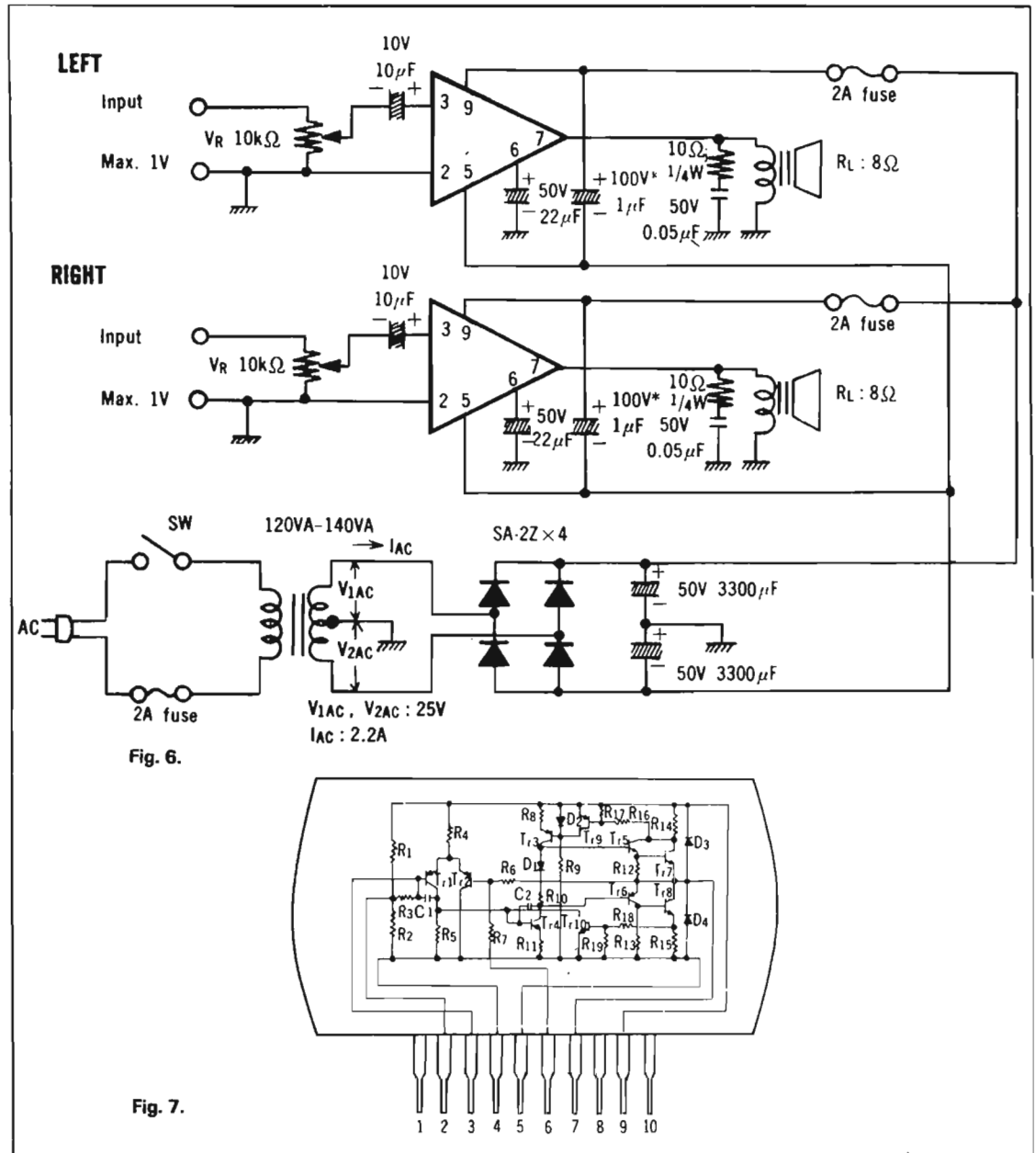
Utilisation des connexions avec alimentation simple (Fig. 5);

- 1 - libre,
- 2 - + du condensateur de $10 \mu\text{F}$,
- 3 - entrée non inverseuse (+),
- 4 - entrée inverseuse (-),
- 5 - masse alimentation et sortie,
- 6 - contre-réaction,
- 7 - sortie,
- 8 - libre,
- 9 - alimentation positive,
- 10 - libre.

Le branchement de cette manière nécessite 6 condensateurs, une résistance et un potentiomètre qui sont à brancher comme suit :

- un condensateur de $10 \mu\text{F}$ entre les bornes 2 et 4,
- un condensateur de $22 \mu\text{F}$ entre les bornes 5 et 6,
- un condensateur de $1 \mu\text{F}$ entre les bornes 9 et 5,
- un condensateur de $10 \mu\text{F}$ entre la borne 3 et le point milieu du potentiomètre d'entrée de $10 \text{ k}\Omega$,
- un condensateur de $3300 \mu\text{F}$ entre la borne 7 et le haut-parleur,
- un condensateur de $50 \mu\text{F}$ en série avec une résistance de 10Ω aux bornes du H.P.

L'alimentation nécessite un transformateur de 120 à 140 VA délivrant $50 \text{ V}/2,2 \text{ A}$ au secondaire. Le redressement est obtenu par un redresseur en pont et le filtrage assuré par un condensateur de $3300 \mu\text{F}$.



VERSION SYMÉTRIQUE
(Fig. 6)

- Utilisation des connexions :
- 1 - libre,
 - 2 - entrée inverseuse et masse pour l'entrée,
 - 3 - entrée non inverseuse (+).
 - 4 - libre,
 - 5 - alimentation négative,
 - 6 - contre-réaction,
 - 7 - sortie,
 - 8 - libre,
 - 9 - alimentation positive,
 - 10 - libre.

Cette version n'utilise par circuit que 4 condensateurs, une résistance et un potentiomètre qui

sont à brancher comme suit :

- un condensateur de $1 \mu F$ entre les bornes 9 et 5,
- un condensateur de $22 \mu F$ entre la borne 6 et la masse,
- un condensateur de $10 \mu F$ entre la borne 3 et le point milieu du potentiomètre de $10 k\Omega$,
- une résistance de 10Ω en série avec un condensateur de $50 \mu F$ entre la borne 7 et la masse.

L'alimentation utilise un transformateur de 120 à 140 VA à secondaire à point milieu délivrant $2 \times 25 V/2,2 A$, le redressement est assuré par un redresseur en pont et le filtrage pour deux condensateurs de $3\ 300 \mu F$.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Puiss. eff. max.	50 W
Sensibilité entrée	700 mV
Charge	8Ω
Tension alimentation	66 VDC ou ± 33 VDC
Tension alimentation max.	80 VDC ou ± 40 VDC
Courant alimentation	1,1 A
Distorsion harmonique à pleine puissance	0,5 % max.
Impédance entrée	40 000 Ω
Impédance sortie	$0,2 \Omega$
Tension entrée max.	2,5 A
Rapport Signal/Bruit	90 dB
Courant polarisation	20 mA
Température fonctionnement	- 20 °C à + 80 °C

MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ :

TERAL : 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS
Tél. : 344-67-00 - 307-47-11 (GARE DE LYON)

MAGASIN OUVERT DE 9 H A 20 H DU LUNDI AU SAMEDI COMPRIS

MODULES BF

Amplificateurs BF en modules, circuit hybride sur couche épaisse - courbe de réponse 20 Hz à 100 000 Hz 8 ohms.

- SI 1010 - 10 watts efficaces 72 F
- SI 1025 - 25 watts efficaces 168 F
- SI 1050 - 50 watts efficaces 206 F

TÉRAL PENSE A VOTRE SANTÉ

ENRICHISSEZ L'AIR QUE VOUS RESPIREZ

Une action scientifique contre la pollution de l'air : ● Rétablir l'équilibre ionique ● Tonifier l'air ● Supprimer les odeurs ● Combattre l'électricité statique, ceci par les **ions négatifs**. **NOS IONISATEURS D'AIR** sont approuvés et mesurés par le service d'études de protection contre la pollution (Certificat ARD N° 7119). Résultats cliniques très nets sur l'asthme, bronchique, l'hypertension artérielle, cicatrisation des brûlures et affections neurologiques, cardiologiques, etc.

PASTORALE : pour locaux de 80 à 100 m², forme boule 0,21 cm, 220 V 675 F

ZEPHYR. Pour locaux de 250 à 300 m², dim. 37 x 24 x 13 cm, 220 V 996 F

VIVEZ SAINEMENT



**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.

RAPY

GRATUIT!

DOCUMENTATION SANS ENGAGEMENT
Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

35801 DINARD

HPA 44

NOM : _____

ADRESSE : _____

CARACTERISTIQUES ET PERFORMANCES D'UNE CAMERA COULEUR

LES SÉPARATEURS TRICHROME DANS LES CAMÉRAS DE TÉLÉVISION

DANS le cas d'une caméra de télévision, nous devons effectuer la prise de vue à l'aide d'un seul tube analyseur lorsqu'il s'agit du noir et blanc et à l'aide de trois tubes lorsqu'il s'agit d'une télévision en couleur. L'agencement de ces trois tubes est tel qu'ils voient la même image avec les teintes différentes pour qu'ils puissent fournir les informations électriques qui traduisent exactement les composantes rouges, vertes et bleues de l'image à téléviser. Ceci nous conduit à la séparation trichromatique entre l'objectif de prise de vue et les trois analyseurs d'images qui sont généralement des plumbicons. On peut réaliser cette séparation à l'aide de deux miroirs dichroïques comme la montre la figure 1. Le miroir dichroïque situé après l'objectif réfléchit les composantes rouges sans arrêter les composantes vertes et bleues. Le miroir qui se trouve à 90° du premier réfléchit les composantes bleues alors qu'il laisse passer les vertes. En installant deux miroirs simples M_1 et M_2 , nous pouvons diriger les composantes bleues vers la cible de l'analyseur bleu. Les composantes vertes traversent les deux miroirs dichroïques et se trouvent ainsi dirigées vers la cible de l'analyseur vert. Afin d'obtenir une sélection parfaite, nous installons encore un filtre devant chaque tube analyseur.

Les mêmes miroirs dichroïques peuvent être employés dans un récepteur comme celui de la figure 2 où l'œil regarde les images

rouges, bleues et vertes des trois tubes de projection où l'addition des trois composantes produira des images en noir et blanc. Ces miroirs dichroïques fonctionnent avec des facteurs de transmission (transmittance) voisins de 100 % et avec des facteurs de réflexion (réflectance) supérieurs à 90 %.

La disposition des séparateurs trichromatiques de la figure 1 n'est plus valable dans les caméras modernes équipées d'un objectif du type Zoom. On supprime les miroirs plans et on emploie dans ces caméras des prismes faisant fonction de miroirs. La sélection s'effectue alors suivant le schéma de la figure 3 où les couches vaporisées sur une des faces du prisme constituent les miroirs dichroïques nécessaires à la sélection. L'emploi de ces prismes permet de réduire considérablement les dimensions et le poids de la caméra comme on peut le constater dans la figure 4.

CHOIX D'UN PRINCIPE D'ANALYSE EN COULEUR

Quel que soit le système de transmission employé (NTSC, PAL ou SECAM) la caméra de télévision doit toujours produire des informations électriques sous forme de tensions qui varient linéairement avec les composantes rouges, vertes et bleues d'une séquence télévisée. En supposant que les balayages des cibles des tubes de prises de vues soient parfaitement synchronisés et que la superposition des vues prises par les analyseurs soit rigoureusement parfaite, les tensions amplifiées à la sortie des analyseurs sont R

pour les composantes rouges, V pour les composantes vertes et B pour les composantes bleues. La figure 5 montre le schéma synoptique de la caméra couleur où R, V et B sont les tensions à la sortie des analyseurs. Étant donné que les tubes-image employés dans les récepteurs de télévision fonctionnent avec une caractéristique de transfert lumière-courant non linéaire où la luminance varie avec i , il sera nécessaire de procéder à une correction de gamma (γ) à la sortie des tubes analyseurs.

Les tensions R, V, B doivent être corrigées à l'aide des trois correcteurs de gamma de la figure 5 pour devenir des tensions $R' = R^{1/\gamma}$, $V' = V^{1/\gamma}$ et $B' = B^{1/\gamma}$. C'est à l'aide de ces trois tensions R', V', B' que nous devons obtenir le signal de luminance Y' qui permet de recevoir les émissions en couleurs avec les récepteurs en couleurs et le noir et blanc. La tension de luminance est donc définie par $Y' = 0,30 R' + 0,59 V' + 0,11 B'$

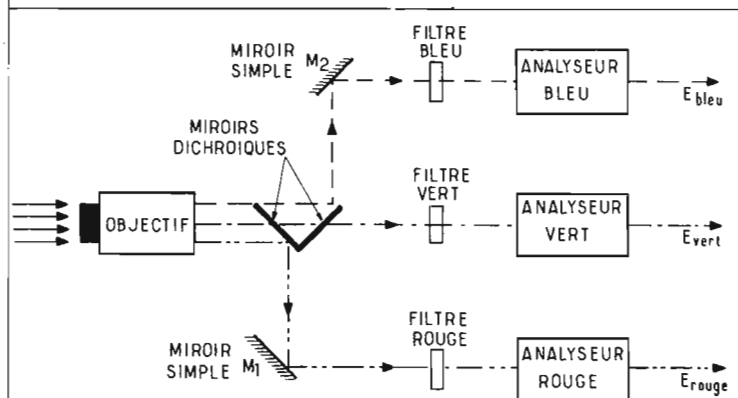


Fig. 1. - Principe d'une camera.

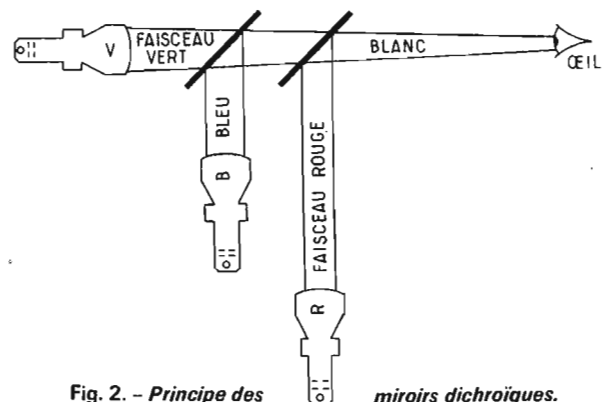


Fig. 2. - Principe des miroirs dichroïques.

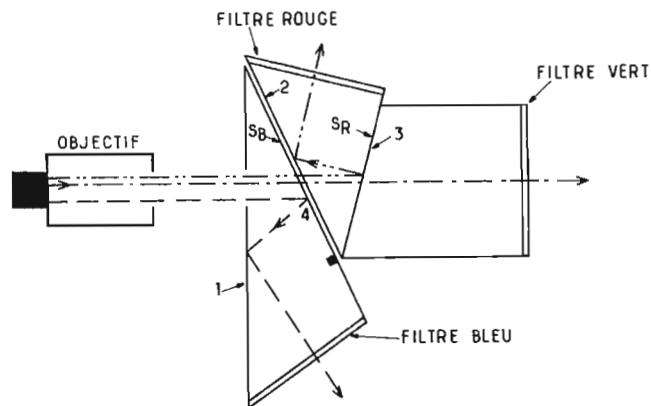


Fig. 4. - L'emploi des prismes permet de réduire considérablement les dimensions et le poids de la caméra.

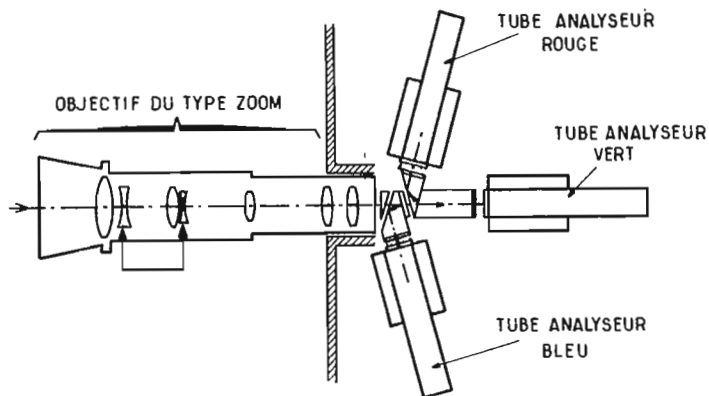


Fig. 3. - Principe d'une sélection par prismes optiques.

Le récepteur noir et blanc qui reçoit ce signal de luminance Y' fonctionne avec un tube-image dont la luminosité ou luminance se traduit par :

$$(Y')^r = (0,30 R \frac{1}{\gamma} + 0,59 V \frac{1}{\gamma} + 0,11 B \frac{1}{\gamma})^r$$

Le rapport des luminances Y et $(Y')^r$ doit être égal à 1 dans le cas d'une transmission parfaite. La luminance avant la correction de gamma est donnée par :

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B$$

La luminance observée sur l'écran du tube-image noir et blanc après correction de gamme est : $(Y')^r$ et le rapport entre luminance à la prise de vue et luminance à la reproduction est :

$$\frac{Y}{(Y')^r} \text{ le gamma normalisé est : } \gamma = 2,2$$

Si l'image de la prise de vue est blanche, ce rapport est égal à 1. Le tube-image reproduit alors la luminance exacte de la prise de vue.

Mais si l'image ne comporte que des composantes rouges saturées ($R = 1$), le rapport :

$$\frac{(Y')^r}{Y} = 0,23 \text{ pour } V = 0 \text{ et } B = 0$$

Si l'image ne comporte que des composantes vertes saturées on a : ($V = 1$) et

$$\frac{(Y')^r}{Y} = 0,53 \text{ pour } R = 0 \text{ et } B = 0$$

La luminance du récepteur est encore plus faible si les composantes de la prise de vue sont des bleues saturées ($B = 1$) ($V = 0$) ($R = 0$). Le rapport :

$$\frac{(Y')^r}{Y} = 0,07 \text{ seulement}$$

quand $B = 1$, $V = 0$ et $R = 0$

Nous constatons que la correction de gamma de la figure 5 ne constitue pas une solution satisfaisante.

Si nous étudions maintenant le fonctionnement du récepteur cou-

leur, nous constaterons ce même défaut dans la reproduction des luminances. Le récepteur couleur

reçoit également la tension de luminance Y' mais son décodeur reproduit aussi les tensions $R' - Y'$ et $B' - Y'$ que nous trouverons à la sortie de la caméra couleur de la figure 5.

Il suffit maintenant de mélanger ou matricer $R' - Y'$ avec $+Y'$ pour obtenir la tension R' et de matricer $B' - Y'$ avec $+Y'$ pour reproduire B' de la prise de vue. Mais il nous manque encore l'information du vert, soit V' .

Pour obtenir cette tension, nous employons une nouvelle matrice qui reçoit Y' et les tensions $-0,51 (R' - Y')$ et $-0,19 (B' - Y')$ comme le montre la figure 5. Comme $Y' = 0,30 R' + 0,59 V' + 0,11 B'$ nous pouvons facilement admettre que $Y' - Y' = 0$, c'est-à-dire que

$$Y' - Y' = (0,30 R' + 0,59 V' + 0,11 B') - (0,30 Y' + 0,59 Y' + 0,11 Y') = 0$$

Écrivons cette équation sous la forme :

$$0 = 0,30 (R' - Y') + 0,59 (V' - Y') + 0,11 (B' - Y')$$

Cette dernière équation nous donne la solution si nous posons :

$$0,59 (V' - Y') = -0,30 (R' - Y') - 0,11 (B' - Y')$$

La tension $V' - Y'$ est toute trouvée car :

$$V' - Y' = - \frac{0,30}{0,59} (R' - Y') - \frac{0,11}{0,59} (B' - Y')$$

La matrice de la figure 5 du récepteur reçoit $-0,51 (R' - Y')$ et $-0,19 (B' - Y')$ et délivre $V' - Y'$. Si nous ajoutons à cette tension $+Y'$, nous obtenons finalement l'information du vert, soit la tension V' .

Le récepteur noir et blanc ne reçoit que le signal Y' .

Le récepteur couleur reçoit également Y' et grâce à son décodeur les deux signaux de sous-porteuse $R' - Y'$ et $B' - Y'$.

C'est à l'aide de ces trois signaux Y' , $R' - Y'$ et $B' - Y'$ que le décodeur peut fournir les trois informations R' , V' , B' concernant les composantes rouges, vertes et bleues de la séquence télévisée. Ces tensions R' , V' , B' sont appliquées aux électrodes qui commandent la densité des faisceaux d'électrons des tubes de projection ou du tube à masque. Ces faisceaux frappent les luminophores rouges, verts et bleus et produisent les luminances : R'' , V'' , B'' correspondant aux tensions des tubes analyseurs : R , V et B .

La figure 5 montre la partie prise de vue avec la production des tensions Y' , $B' - Y'$ et $R' - Y'$ ainsi que la partie reproduction des couleurs à l'aide des tensions décodées R' , B' et V' .

CONCEPTION ET CHOIX D'UNE CAMÉRA COULEUR

Étant donné la non-linéarité du signal de luminance que nous venons de montrer, la plupart des caméras étaient équipées d'un 4^e tube analyseur réservé au signal de luminance, les trois tubes étaient réservés aux signaux de couleur. Le principal avantage de cette formule était de ne pas léser le téléspectateur du noir et blanc.

Il n'était plus pensable de concevoir une caméra couleur à 4 tubes dans la technique actuelle de miniaturisation et on s'est fixé un maximum de 3 tubes pour équiper la caméra. Il a semblé préférable d'utiliser une analyse à haut rendement lumineux n'utilisant pratiquement que la séparation dichroïque.

La partie centrale du spectre séparé qui reçoit presque la moitié de la puissance lumineuse totale est considérée comme une « pseudo luminance » pendant que les autres parties en haut et en bas du spectre représentent un rouge et un bleu élargis.

C'est à partir de ces trois composants désignés par Ψ , R et B que l'on déduit R , B , V au moyen de matrices, ce qui ramène le fonctionnement à celui d'une caméra aux primaires filtrées.

La caméra Thomson-CSF de la figure 6 fonctionne suivant ce principe. A l'arrière de l'objectif Zoom, il convient de disposer un système séparateur permettant de séparer le flux total lumineux en trois flux focalisés réservés aux tubes analyseurs Ψ , R et B qui sont des vidicons à oxyde de plomb de format 30 mm. Nous avons vu que l'analyse trichrome suppose la décomposition des éléments d'information d'une image en couleurs en trois images indépendantes, traitées séparément de

L'entrée à la sortie de la chaîne de prise de vues et reconstituées par superposition au niveau de l'écran du tube récepteur. Pour que l'image reconstituée soit fidèle, il faut que les trois signaux provenant des tubes analyseurs soient rigoureusement superposés. Le problème prioritaire d'une caméra couleur est donc d'assurer la permanence de cette superposition des trois images. En utilisant un quatrième tube, chargé à lui seul de fournir les détails que la superposition des primaires était incapable de restituer, ce problème prioritaire était ou semblait résolu. Dans une caméra à trois tubes il fallait donc absolument trouver un système original de superposition fonctionnant automatiquement en permanence, sans limite de temps, sans nécessité d'arrêt d'image et quel que soit le contenu de cette image. Ceci est obtenu dans la caméra TTV 1515 au moyen de références optiques injectées au niveau de la lentille de champs du séparateur comme le montre la figure 6. Ces références optiques sont communes aux trois voies Ψ , R et B sous forme de deux spots de lumière apportées par des microprismes et des fibres optiques en bordure du champ utile de l'image, mais en dehors de celle-ci, pendant les temps de suppression d'image. Ces références sont ensuite séparées en trois voies comme le reste de l'image utile. Elles sont extraites de chacune des informations Ψ , R et B comparées à des références électroniques fixes pour produire ensuite des tensions d'erreur, qui en cas de dérive commandent les 12 fonctions de balayage.

La difficulté principale dans la superposition des balayages est liée aux dimensions de l'image à analyser sur les cibles des tubes de prise de vue. Cette image occupe seulement 12×16 mm. Un détail de l'image peut représenter 0,1 % de sa hauteur H ce qui correspond à 1 point d'image de 10/1 000 de mm.

On voit que la moindre variation risque de faire perdre la finesse.

L'emploi de la superposition automatique de la caméra TTV 1515 donne une précision meilleure que :

0,05 % dans le cercle du centre de diamètre = 0,8 hauteur H.

0, 1 % dans le cercle de diamètre = 1 largeur L.

0, 4 % dans les quatre coins d'image.

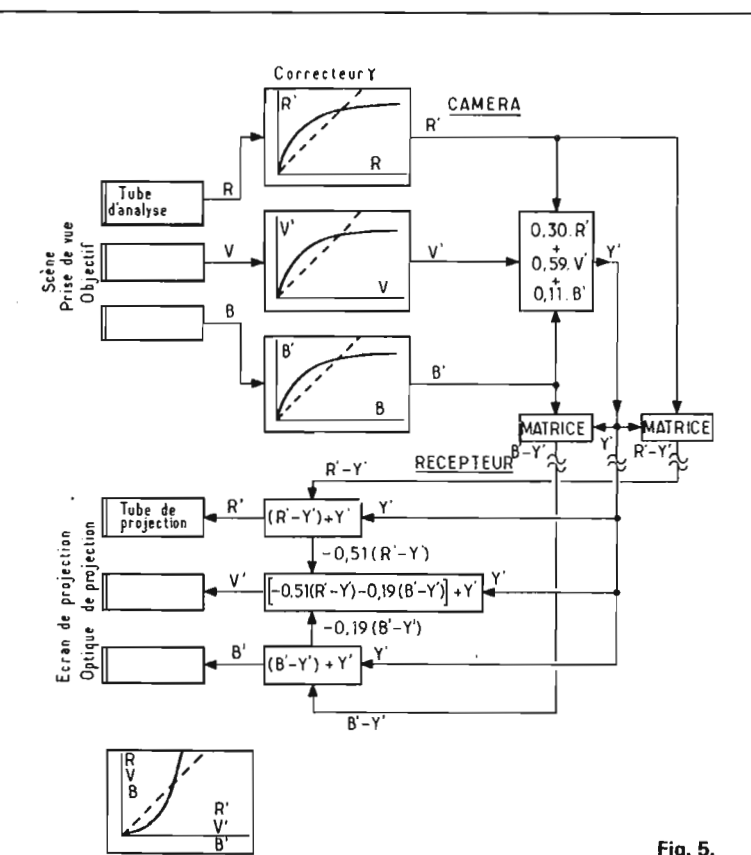


Fig. 5.

Cette précision est maintenue dans le temps.

La figure 6 montre comment on a produit deux repères lumineux fixes à la périphérie et à l'extérieur de l'image utile, avant sa séparation en trois images élémentaires. L'un des repères est situé à gauche et l'autre en bas de l'image. Ils donnent naissance à des signaux impulsions sur les voies séparées rouge, pseudo-luminance et bleue, dont on peut comparer les amplitudes et les phases relatives afin de déduire les tensions d'erreurs qui commandent les cadrages et les amplitudes des balayages, horizontal et vertical, des trois tubes analyseur. La traduction électronique de ces deux repères optiques est donc représentée par deux trains d'impulsions qui se manifestent sur chacune des trois voies. Le repère gauche produit un train d'impulsions situé en début de ligne et au milieu de la trame et le repère bas produit un train d'impulsions situé au milieu de la ligne et en fin de trame. L'asservissement du cadrage vertical et de l'amplitude horizontale est assuré par le repère optique gauche et l'asservissement du cadrage horizontal et de l'amplitude verticale est assuré par le repère optique bas.

La position et les dimensions de l'image de la pseudo-luminance

sont stabilisées à partir de références électroniques. Les cadrages verticaux et les amplitudes verticales des images rouge et bleue sont ensuite asservis à des références électroniques pendant que les cadrages horizontaux et les amplitudes horizontales des images rouge et bleue sont directement asservis à ceux de la voie pseudo-luminance.

LES COURBES DE RÉPONSE SPECTRALE DE LA CAMÉRA ET SES PERFORMANCES

On a cherché à conserver le maximum d'énergie transmise par l'objet en essayant de ne pas introduire des filtres complémentaires après les séparations par dichroïques. On s'est d'abord contenté de déterminer les fréquences des points de recouplement entre voies pour les miroirs dichroïques en tenant compte de la réponse de l'objectif, de l'ensemble séparateur optique et de la réponse des tubes analyseurs. Ceci a conduit vers la voie centrale appelée pseudo-luminance. La réponse spectrale de cette voie est plus large que celle de la voie verte que l'on doit obtenir par la suite, mais plus étroite

que celle de la voie luminance afin de conserver une certaine énergie dans les voies rouge et bleue.

On obtient ainsi le maximum de sensibilité de la caméra.

Celle-ci fournit alors les signaux R_i , Ψ et B_i pour l'échantillon.

Le matricage reconstitué ensuite les trois signaux rouge, vert et bleu à transmettre vers la sortie de la caméra.

Les courbes de réponse spectrale de la caméra associées à ce matricage linéaire sont déterminées pour un illuminant de prise de vue à 3 100 °K et une reproduction à 6 500 °K.

La tension vidéo du canal Ψ est traitée de façon à en augmenter omnidirectionnellement la résolution et en diminuer le niveau de bruit. Chaque point de l'image est comparé aux huit points qui l'entourent de façon à mettre en évidence et suramplifier toute transition. Ces corrections de contours se traduisent par une bande passante de 5 MHz sans aucune correction vidéo.

L'éclairage de la scène : 1 500 lux et 3 200 °K.

L'objectif est à focale variable de rapport 10, de 18 à 180 mm.

L'ouverture du diaphragme est limitée à 1/2,5.

La figure 6 montre la possibilité d'analyser des vues fixes à l'aide d'un diascope incorporé au séparateur optique. Une lampe L_1 commandée depuis le pupitre de réglage éclaire le porte-vues à travers un condensateur. Deux filtres polarisés croisés permettent le réglage du niveau lumineux. Après reprise par un objectif E, l'image du diascope est focalisée au niveau du cache des marqueurs optiques. Une solution pour pallier au défaut bien connu de traînage des tubes analyseurs consiste à éclairer uniformément la cible de chaque tube à l'aide d'une lampe L_2 qui injecte de la lumière à travers l'un des miroirs de renvoi du trajet optique du diascope. La température de couleur de cette lampe est contrôlée par un filtre que l'on remarque également dans la figure 6.

La sécurité du diascope exige la présence du volet d'obturation à la sortie des disques porte filtres.

Les couleurs peuvent être notablement modifiées en lumière polarisée à cause d'une réflexion par exemple où les différents rayons composant le faisceau lumineux ont une incidence variable sur la lame d'un miroir dichroïque. On a évité ce défaut en

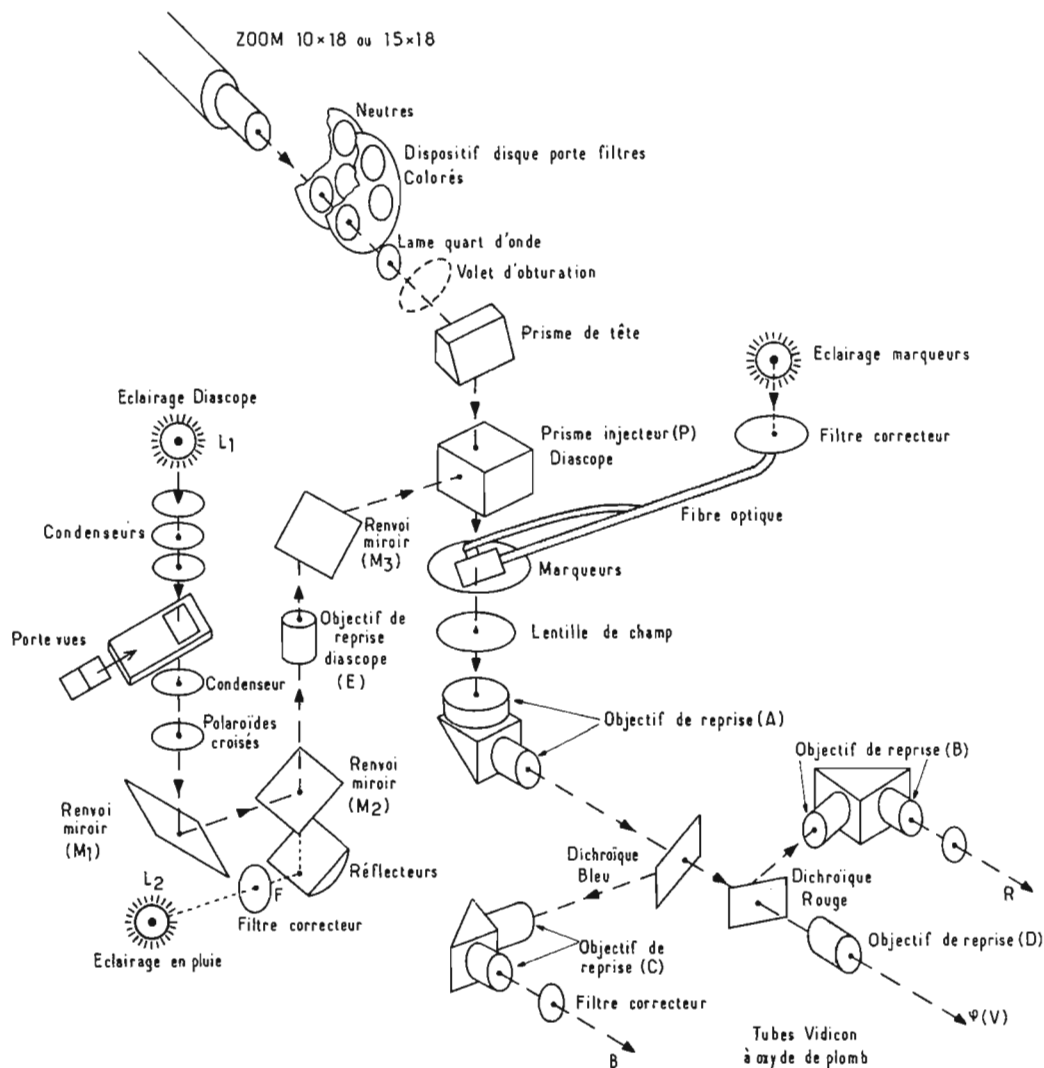


Fig. 6.

plaçant une lame quart d'onde sur le trajet optique de sorte que sa ligne neutre se trouve à 45° par rapport aux axes des miroirs dichroïques. Les lumières polarisées verticalement ou horizontalement seront donc polarisées circulairement après passage à travers la lame quart d'onde ce qui leur assurera un traitement identique à celui des lumières non polarisées.

Nous trouvons dans la figure 6 une première focalisation de l'image par l'objectif au niveau d'une lentille de champ. L'image est ensuite reprise par l'objectif de reprise A. Ce dernier renvoie l'image à l'infini. Nous trouvons sur ce trajet un premier miroir dichroïque destiné au bleu et un second miroir dichroïque destiné au rouge. L'image rouge est reprise par l'objectif B et l'image bleue par l'objectif C. L'image Ψ est reprise par l'objectif D. Un filtre correcteur rouge est inséré

dans le trajet R et un filtre correcteur bleu dans le trajet B. Cette disposition des dichroïques et des objectifs de reprise permet de placer les tubes d'analyse parallèlement entre eux.

Le fonctionnement en diascopie exige la fermeture du volet d'obturation et l'éclairage du diascopie. Le niveau lumineux est réglable à l'aide des deux polaroïdes croisés. L'image est ensuite renvoyée deux fois à l'aide des deux miroirs M_1 et M_2 avant d'être reprise par l'objectif E qui la dirige vers le miroir de renvoi M_3 . L'image est finalement focalisée au niveau du cache des marqueurs optiques après introduction dans la voie normale par l'intermédiaire du prisme injecteur P. L'éclairage en pluie est obtenu à l'aide de la lampe L_2 et du filtre F.

Cet éclairage est injecté dans le trajet optique du diascopie par le miroir M_2 , d'où l'éclairage des cibles à très faible niveau afin que

les tubes d'analyse délivrent un courant résiduel permanent de 2 à 10 nanoampères qui décharge la cible et supprime le traînage et réduit l'effet de rémanence.

Avec l'ouverture maximale de $F/2,5$, le rapport signal sur bruit efficace est alors égal ou supérieur à 46 dB pour 400 lux et égal ou supérieur à 34 dB pour 100 lux dans la voie Ψ .

La correction de gamma est au choix avec : $\gamma = 1$, $\gamma = 1,67$ et $\gamma = 2,2$.

La sensibilité spectrale des tubes d'analyse est de $400 \mu A/Lumen$.

En version câble coaxial unique, il existe 4 types de câbles reliant la caméra au contrôle de voie allant de 500 m de longueur à 4 000 m. L'exploitation s'effectue par télécommande. Le viseur électronique est équipé d'un tube de 17 cm de diagonale à grande brillance. Un système d'affichage électronique permet

d'indiquer sur l'écran du viseur la distance focale de l'objectif. Il est aisé d'avancer l'objectif pour introduire à son arrière différents multiplicateurs de focale, lesquels permettent d'étendre la gamme des distances focales dans les rapports 1,5 à 2,5 au prix d'une perte d'ouverture proportionnelle. L'objectif est du type $10 \times 18 L 41$ à focale variable de rapport 10 et de 18 à 180 mm avec une ouverture du diaphragme limitée à $1/2,5$.

R. ASCHEN

BIBLIOGRAPHIE

1° - Caractéristiques et performances de la chaîne de prise de vues; J.-M. Gaucheron Revue technique Thomson-CSF Volume 3.

2° - Cours de télévision couleur R. Aschen ENREA.

UN AMPLIFICATEUR B.F. SIMPLIFIE

On a souvent recours à un amplificateur très simple pour contrôler certaines sources de modulation ou bien pour transformer un montage d'écoute au casque en écoute sur haut-parleur.

Il existe désormais des amplificateurs BF dotés de circuits intégrés mais dont le prix de revient reste de loin beaucoup plus élevé que celui à trois transistors que nous vous proposons. Il va sans dire que ce montage ne possède pas de performances transcendantes et qu'il s'agit surtout de le prendre comme un montage d'initiation pour les débutants.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 donne le schéma de principe général de ce montage. Comme on peut le constater, très peu de composants sont nécessaires. Trois transistors silicium sont utilisés, deux NPN et un PNP.

De ce fait la liaison entre tous les étages est continue. L'entrée du signal BF s'effectue au niveau de la base du transistor T_1 faisant office de « driver ». Le condensateur C_1 coupe la composante continue qui pourrait éventuellement être appliquée à l'entrée.

Dans ces conditions la sensibilité d'entrée de l'amplificateur se situe autour de 30 mV sous environ 10 k Ω d'impédance.

Le transistor « driver » comporte dans son circuit collecteur les bases des transistors complémentaires de sortie T_2 et T_3 . L'inversion de phase requise pour ce genre de montage est assurée par la complémentarité de ces derniers transistors.

La résistance R_3 placée entre les deux bases de ces transistors permet de minimiser la distorsion de croisement, quant à la résistance variable R_4 elle permet de fixer le courant de repos de l'ensemble.

Une contre-réaction générale est appliquée à l'entrée de l'amplifica-

teur par l'intermédiaire de la résistance R_2 .

La composante continue du push-pull série est coupée par le condensateur C_2 qui applique les tensions BF amplifiées au petit haut-parleur d'une bobine mobile de 8 à 15 Ω d'impédance.

Côté alimentation le montage nécessite une tension de 6 à 9 V. Un condensateur C_3 de 100 μ F au moins, placé en parallèle sur l'alimentation permet d'éviter les accrochages intempestifs.

REALISATION PRATIQUE

On peut utiliser pour ce montage tous les supports voulus, barrettes à cosses, plaquettes à cosses, plaquettes perforées sans cuivre ou bien plaquette M Board.

L'emploi de plaquettes toutes perforées, au pas de 5,08 ou 2,54 mm facilite grandement le montage. On peut par exemple utiliser une plaquette M Board nouvelle série type « M 34 ».

Ces plaquettes M Board de type spécial ne comportent pas de lignes conductrices parallèles comme les M Board du type M 19. Elles sont réalisées sur le même matériau de base « XXP » et sont simplement perforées de trous au pas de 5,08 mm. Elles ne comportent aucun cuivrage, si bien que la liaison entre les composants s'effectue à l'aide de l'excédent des connexions de sortie des éléments.

Le type M 34 de plaquette possède de faibles dimensions 100 x 55 mm et est régulièrement perforé au pas de 5,08 mm. Dans ces conditions la plaquette en question comporte 10 rangées de 20 repérées à l'aide des lettres A à J perforées de 20 trous numérotés de 1 à 20 de la gauche vers la droite.

Nanti de ces coordonnées on peut s'inspirer du schéma possible d'implantation des éléments de la figure 2. Les composants sont placés à plat sur ladite plaquette.

(suite page 255)

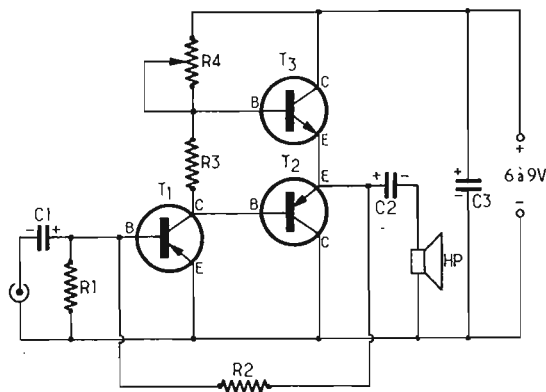


Fig. 1.

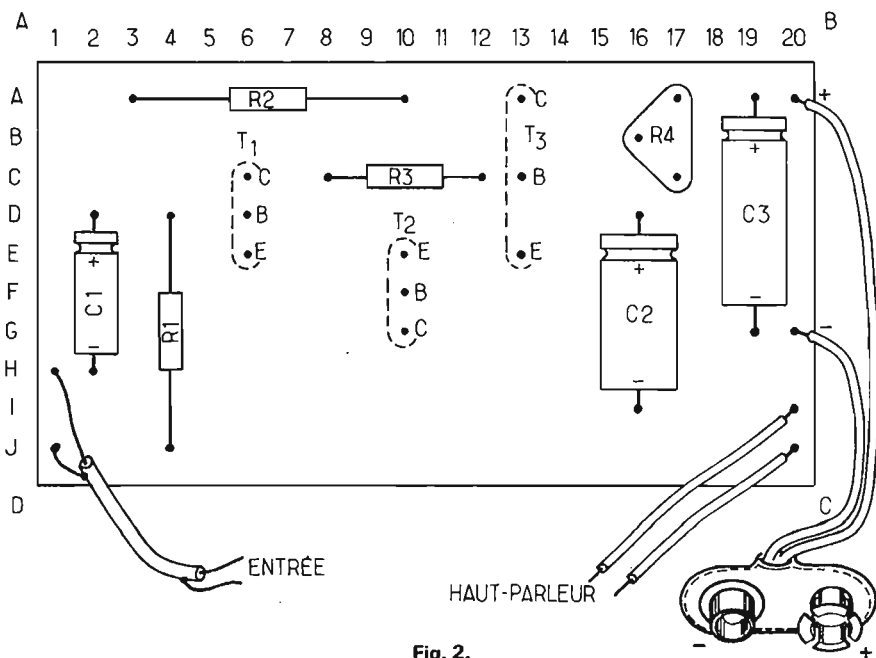


Fig. 2.

pour mesurer les capacités...

SI la mesure des résistances s'effectue très simplement à l'aide d'un contrôleur universel, en revanche, la mesure des capacités nécessite un appareillage plus complexe car il est nécessaire de disposer d'une source de tension alternative.

La technologie des transistors permet de disposer d'un générateur de tension à moindre frais, c'est-à-dire que le montage que nous allons décrire, permet de donner un ordre de grandeur sur la valeur des condensateurs mesurés, mais ne peut en aucun cas rivaliser les véritables appareils de mesure. Il nous suffira simplement de dire que le schéma de principe de ce petit capacimètre simplifié a été tiré des boîtes d'expériences à l'électronique de la firme HEATHKIT dont la réputation de ces kits n'est plus à démontrer.

Le principe général de fonctionnement du montage, fait appel à un pont de mesure très simple et dont l'équilibre est contrôlé auditivement à l'aide d'un casque ou bien d'un auriculaire « cristal ».

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de ce « pont de mesure » est présenté figure 1. Comme nous l'avons précisé, il faut disposer d'une tension alternative, c'est précisément le rôle des transistors T_1 et T_2 . Ces derniers du type NPN, forment un amplificateur BF. Pour ce faire, on confère au transistor T_1 un gain relativement important en le polarisant par la résistance R_6 disposée entre base et collecteur. La liaison au transistor suivant est continue et réalisée par la résistance R_4 . Chaque transistor comporte par ailleurs une résistance de charge et l'entretien des oscillations est provoqué par le condensateur C_3 , placé de la base du transistor T_1 au collecteur du suivant. Dans ces conditions, on dispose au niveau du collecteur du transistor T_2 d'une tension alternative que le condensateur C_2 se charge d'appliquer au point de mesure proprement dit.

Il est évident que le signal engendré par l'oscillateur est audible. On sait par ailleurs que l'équilibre du pont sera obtenu lorsque l'on aura :

$$C_x \cdot R_2 = R_1 \cdot C_1$$

Ce qui revient à dire que l'on déterminera facilement C_x :

$$C_x = \frac{R_1}{R_2} \times C_1$$

On entendra le signal BF lorsque le pont ne sera pas équilibré, il suffira alors à l'aide d'un élément variable, tel R_2 de rechercher cet équilibre en constatant, une diminution du signal BF sonore, jusqu'à sa disparition correspondant au zéro, c'est-à-dire, à l'équilibre du pont.

Sur le montage d'expérimentation pour C_1 , il a été adopté un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$.

Si l'on cherche à mesurer un condensateur C_x et que la valeur de la résistance variable étalonnée est de $50 \text{ k}\Omega$ on obtiendra :

$$C_x = \frac{10\,000}{50\,000} \times 0,1 = 0,2 \mu\text{F}$$

Il est évident qu'un soin attentif doit être porté à l'étalonnage de la

résistance variable R_2 , grâce à un index et une échelle.

Pour la mesure de plusieurs gammes, c'est-à-dire, pour des condensateurs de plus faibles valeurs, on peut disposer d'un commutateur afin de donner à C_1 des valeurs plus faibles soit : 10 nF et 1 nF .

L'alimentation du montage s'effectue par ailleurs sous 6 V de tension.

RÉALISATION PRATIQUE

Comme il s'agit d'un montage d'initiation, et non d'un véritable appareil de mesure, on pourra simplement disposer les composants sur une petite plaquette M Board, dont les lecteurs sont désormais familiarisés.

Il est prudent dans ces conditions de disposer d'une plaquette M 19, afin de pouvoir aisément implanter les éléments.

La plaquette M 19 comporte douze bandes conductrices repérées à l'aide des lettres « A et L ».

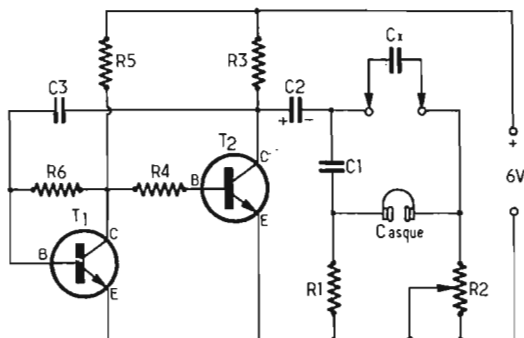


Fig. 1.

LISTE DES COMPOSANTS

- R_1 = $10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 - R_2 = potentiomètre de $100 \text{ k}\Omega$ à variation linéaire
 - R_3 = 680 (bleu, gris, marron)
 - R_4 = $100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)
 - R_5 = $1 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, rouge)
 - R_6 = $150 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, jaune)
 - C_1 = $0,1 \mu\text{F}$ plaquette, 10 nF plaquette ou 1 nF suivant gamme.
 - C_2 = $10 \mu\text{F}/6\text{V}$
 - C_3 = $4,7 \text{ nF}$
 - T_1 = 2N 3393, 2N 2222A
 - T_2 = 2N 3393, 2N 2222A
- casque : impédance 2 à $4 \text{ k}\Omega$ ou auriculaire cristal haute impédance.

Fig. 2.

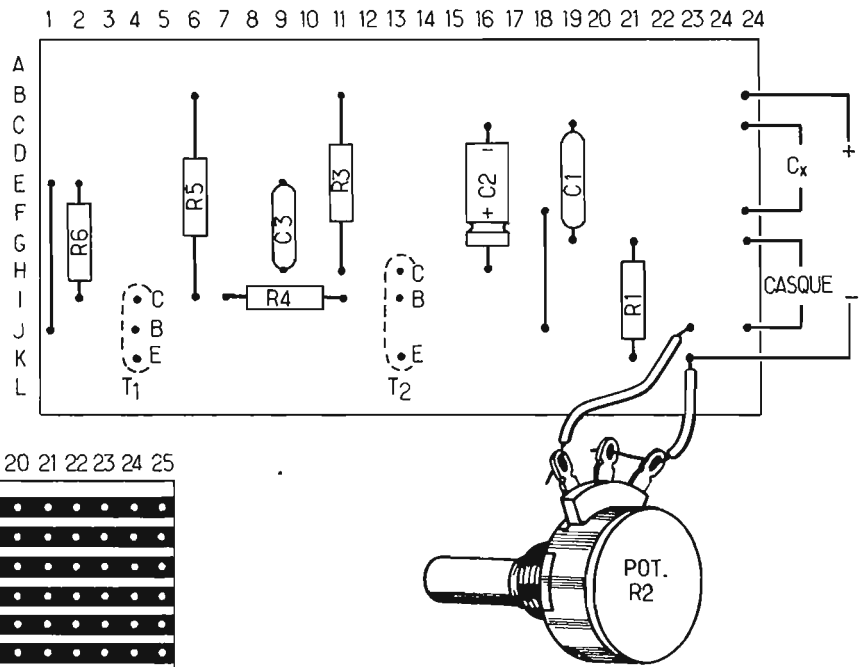
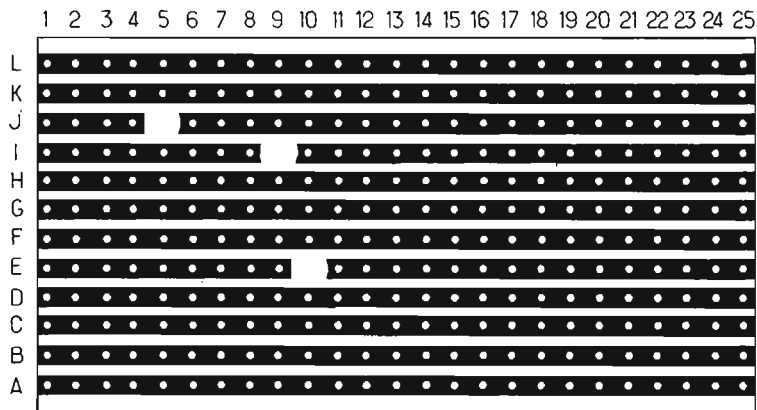


Fig. 3.



Ces bandes sont régulièrement perforées de 25 trous numérotés de 1 à 25 de la gauche vers la droite. Grâce à ces coordonnées on peut repérer très facilement l'implantation des composants sur la plaquette.

La figure 2 donne à cet effet une implantation pratique des élé-

ments sur la plaquette en question. Tous les composants y sont disposés à plat. Deux straps de liaison entre les bandes conductrices sont prévus en E1 J1 et F18 J18.

Seul le potentiomètre R_2 ramené sur la face avant du boîtier sera monté extérieurement à la plaquette. Comme il est d'usage,

la figure 3 précise les diverses interruptions de circuits nécessaires au bon fonctionnement du montage.

Avant de mettre sous tension, il conviendra de vérifier la continuité du montage et de veiller à ne pas trop charger en soudure les composants, afin d'éviter les

court-circuits accidentels, entre les bandes conductrices.

On pourra alors, à l'aide de capacités de valeurs connues, procéder à l'étalonnage de la résistance R_2 directement graduée en microfarads, nanofarads, ou picofarads suivant la valeur donnée à CA, grâce à un index et une échelle.

UN AMPLIFICATEUR BF SIMPLIFIÉ (suite de la page 253)

Pour la liaison d'entrée, il sera préférable d'utiliser un fil blindé souple et isolé.

La figure 3 donne la vue de dessous, c'est-à-dire les diverses liaisons à effectuer entre les compo-

sants sous la plaquette. Cette même figure peut par ailleurs être utilisée pour la réalisation d'un

véritable circuit imprimé puisque ne sont représentés que les trous de passages des connexions des composants utilisés.

Avant la mise sous tension, on vérifiera la continuité du circuit. La seule mise au point nécessaire, consiste à régler la résistance R_4 de façon à obtenir au point milieu des transistors T_2 et T_3 au niveau des émetteurs la moitié de la tension d'alimentation.

LISTE DES COMPOSANTS

- R_1 = 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_2 = 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R_3 = 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R_4 = 1 k Ω résistance ajustable
- C_1 = 10 μ F / 6V
- C_2 = 100 à 250 μ F / 6V
- C_3 = 100 μ F / 12 V
- T_1 = BC 169C
- T_2 = 2N2907, 2N2904
- T_3 = 2N2222, 2N1711
- HP = bobine mobile de 8 à 15 Ω

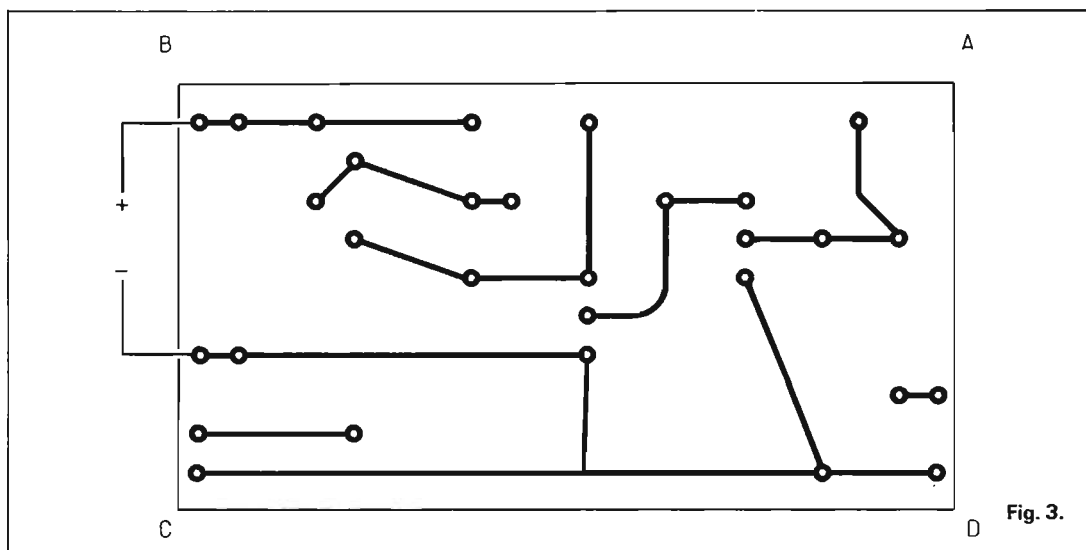
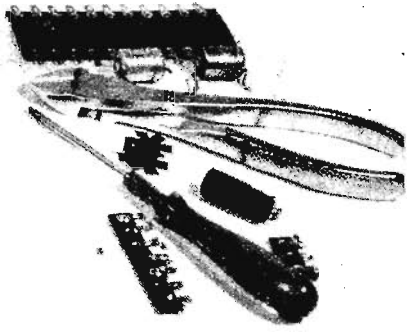


Fig. 3.



ABC de L'ELECTRONIQUE

DANS le précédent A B C, on a donné les caractéristiques et les applications d'un circuit intégré SGS-ATES.

Voici des applications du circuit intégré SESCOSEM type ESM 203 - ESM 227.

L'étude ci-après a été inspirée par un article de M. G. POGAM, publié dans SESCOSEM INFORMATIONS n° 2.

Le CI ESM 203 ~ ESM 227

Le circuit intégré cité permet la régulation du régime de petits moteurs à courant continu comportant un inducteur constitué par deux aimants permanents.

Dans ce cas, la force contre-électromotrice (f.c.e.m.) est calculable à l'aide de la relation :

$$E = k N \varnothing \quad (1)$$

dans laquelle :

N = régime (vitesse) du moteur;

\varnothing = flux inducteur;

k = une constante.

La fonction du circuit intégré (CI) est de rendre E, la force contre-électromotrice, constante lorsque la tension d'alimentation et le couple résistant varient.

Pour atteindre ce résultat on utilise le schéma de principe de la figure 1.

La f.c.e.m. est alors :

$$E = \frac{k_2}{k_1} U_{\text{réf.}} + R_{12} \left(\frac{1}{k_1} - 1 \right) - R_M \quad (2)$$

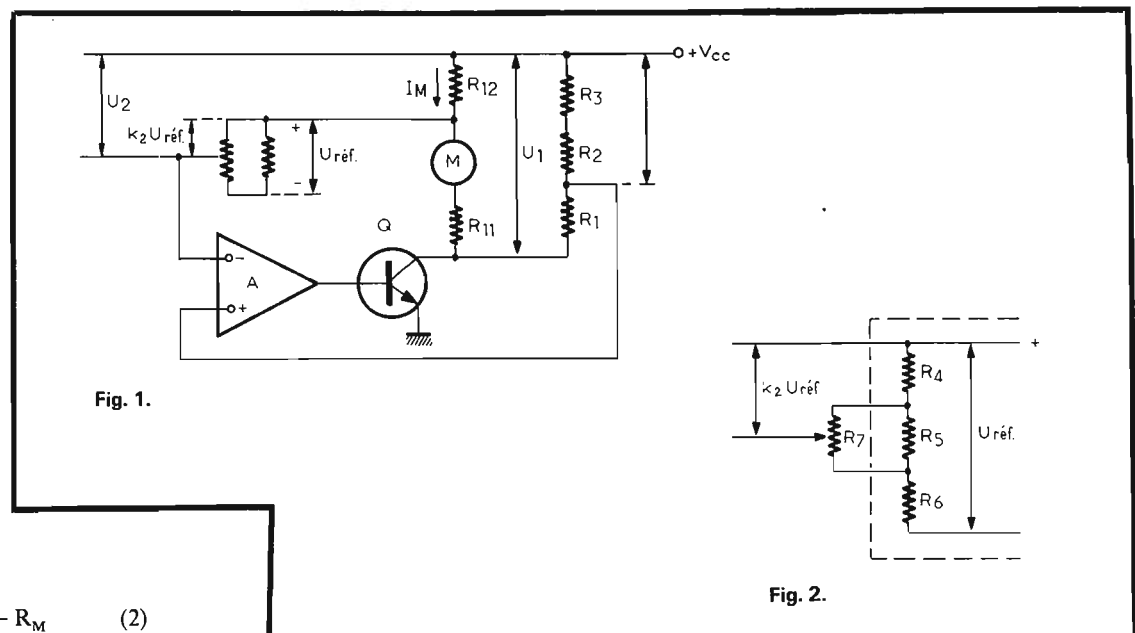


Fig. 1.

Fig. 2.

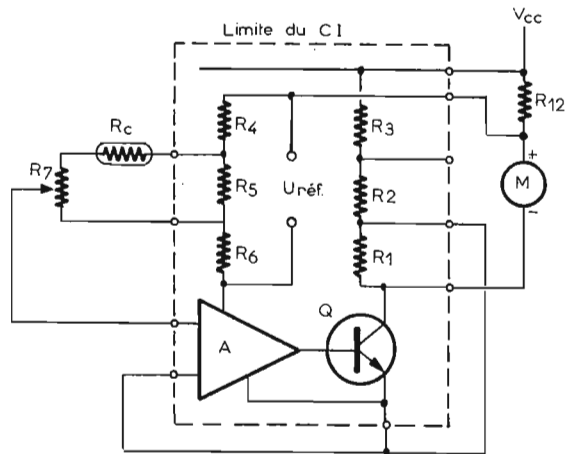


Fig. 3.

Si la compensation du couple est réalisée, la formule (2) se simplifie et devient :

$$E = \frac{k_2}{k_1} U_{ref.} \quad (3)$$

On détermine le terme k_2 à l'aide d'un potentiomètre, comme on le voit sur la figure 2. Les résistances R_1 , R_5 et R_6 font partie de l'intérieur du CI et ont pour valeurs nominales, les suivantes :

$$R_4 = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$R_5 = 27 \text{ k}\Omega,$$

$$R_6 = 2,3 \text{ k}\Omega,$$

R_7 = potentiomètre de réglage du régime du moteur, disposé, évidemment, à l'intérieur du CI.

On suppose que le flux inducteur Φ est constant. Dans ce cas, la f.c.e.m. E est une fonction de N .

Ce résultat est atteint en pratique, en munissant les petits moteurs d'aimants permanents à coefficient de température négatif. Si cela est réalisé, on constate que pour un régime N donné, la valeur de E est donnée par l'expression :

$$E = E_0 (1 + \alpha t) \quad (4)$$

dans laquelle : E_0 est constante. t est la température et α est approximativement égal à $-1,7 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$

Il est alors nécessaire d'apporter une correction thermique en raison du fait que la f.c.e.m., E n'est pas une fonction linéaire de N uniquement.

Cette correction doit agir de façon à ce que E , la f.c.e.m. imposée par la régulation varie selon la même loi.

On l'obtient grâce à k_2 dont la valeur est modifiée par une thermistance agissant comme compensatrice.

SCHEMA D'APPLICATION

On aboutit alors au schéma de la figure 3 sur lequel on remarquera la thermistance R_c montée en série avec le potentiomètre de réglage de vitesse, R_7 , monté extérieurement au CI et accessible à l'utilisateur.

Il se produit une variation de E , fonction de celle de k_2 selon la formule :

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{\Delta k_2}{k_2}$$

dans laquelle les variations sont indiquées par Δ

La valeur de k_2 est donnée par l'expression :

$$k_2 = \frac{R_4}{R_0} + \frac{R_5}{R_0} + \frac{R_c + \alpha R_7}{R_c + R_7}$$

dans laquelle :

$$R_0 = R_4 + R_5 + R_6.$$

Si $R_7 \geq R_5$, ce qui est vrai en première approximation et, si $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$, R_c est alors petite devant αR_7 , le terme correctif.

On obtient dans ces conditions :

$$k_2 \approx \frac{R_4 + \alpha R_5}{R_0} + \frac{R_c R_5 / R_7}{R_0}$$

$$\text{mais : } \frac{R_4 + \alpha R_5}{R_0}$$

ne varie pas avec la température parce que les résistances figurant dans cette expression font partie du CI et, varient, dans le même sens.

De ce fait, on peut écrire :

$$\frac{\Delta k_2}{k_2} = \frac{R_5 R_c \Delta R_c / R_0 R_7 R_c}{k_2}$$

expression dans laquelle :

$$k_2 = \frac{k_1 E}{U_{ref.}}$$

ce qui conduit à la formule ci-après :

dans laquelle tous les termes ont été définis, sauf le suivant :

$\Delta R_c / R_c$ = coefficient thermique de la thermistance dont le fabricant donne la valeur.

APPLICATION PRATIQUE

Soit le cas d'un moteur dont le régime est représenté par une vitesse angulaire de 2 200 tr/mn, la force c.e.m. étant $E = 3,3 \text{ V}$ et dont le coefficient thermique correspondant est $-1,7 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$.

Utilisons la formule (5).

On a :

$$\frac{\Delta R_c}{R_c} = -3,6 \cdot 10^{-2}/^\circ\text{C}$$

valeur convenant à la thermistance utilisée qui est de la marque CICE, type K/T matériau III a.

Le coefficient constant k_1 est égal à 0,14.

Ensuite :

$U_{ref.} = 1,5 \text{ V}$ en valeur nominale.

$$E = 3,3 \text{ V};$$

$$R_5 / R_0 = 0,45,$$

R_7 = potentiomètre de 10 k Ω .

On peut alors obtenir la valeur de $\Delta E/E$, de la formule (5), ce qui donne :

$$\frac{\Delta E}{E} = -5,26 \cdot 10^{-6} \cdot R_c / ^\circ\text{C}$$

Le moteur, ayant une dérive propre de $-1,7 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$, il sera nécessaire de prendre pour R_c la valeur ci-après :

$$R_c = \frac{1,7 \cdot 10^{-3}}{5,26 \cdot 10^{-6}}$$

ce qui donne 323 Ω environ.

DISPERSIONS

On peut aussi, en examinant l'expression (5) qui donne $\Delta E/E$, prévoir le comportement des dis-

persions affectant chacun des paramètres considérés.

En effet, la formule (5) a comme éléments constants, k_1 = rapport des résistances, R_5/R_c = rapport de résistances.

Les éléments $U_{ref.}$, E , R_c , R_7 et $\Delta R_c/R_c$ subissent une dispersion; $U_{ref.}$ est compris entre 1,35 et 1,65 V; E varie de $\pm 5\%$ de part et d'autre de sa valeur nominale, pour le régime choisi de la rotation du moteur; R_c est donné avec une tolérance de $\pm 20\%$, ou, avec tri, $\pm 10\%$; R_7 est un potentiomètre courant, dont la tolérance est de $\pm 10\%$.

Enfin, $\Delta R_c/R_c$, coefficient thermique de la résistance CTN (CTN + à coefficient négatif de température) dépend de la matière dont elle est constituée et défini avec une tolérance de $\pm 10\%$.

Enfin, $\Delta R/R$, coefficient thermique de la résistance CTN (CTN = à coefficient négatif de température) dépend de la matière dont elle est constituée et définie avec une tolérance de $\pm 10\%$.

Il est alors possible, en tenant compte de ces tolérances, de déterminer une valeur maximum du coefficient de dérive de E . Il sera de l'ordre de 40%, c'est-à-dire :

$$0,7 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$$

si l'on part de la valeur $-1,7 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ pour le moteur, mais c'est le pire des cas.

La courbe de la figure 4 donne le résultat obtenu à l'aide de la compensation thermique calculée dans cette étude.

Remarquons l'aspect du CI, à la figure 5. Le boîtier est rectangulaire à 14 broches de type classique.

Une étude plus détaillée du fonctionnement de ce CI est donnée dans la note d'application et dans l'information GP n° 5197. Ces deux documents peuvent être demandés au Service commercial de la SESCOSEM (voir référence 1 à la fin de cet article).

La partie encadrée de la figure B représente le CI avec ses éléments intérieurs.

CIRCUITS INTÉGRÉS

TAA 230.

ET TAA 320 A

Voici des applications des nouveaux CI de RTC-LA RADIO-TECHNIQUE-COMPELEC, tous deux à transistor du type MOST (voir référence 2).

Le schéma commun de ces CI est donné par la figure 6.

Le TAA 230 est utilisable comme amplificateur tandis que le TAA 320 A convient comme détecteur de seuil.

On voit que l'intérieur de ces CI

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{\Delta k_2}{k_2} = \frac{\Delta R_c}{R_c} \left[\frac{1}{k_1} \cdot \frac{U_{ref.}}{E} \cdot R_c \frac{R_5}{R_7} \cdot \frac{1}{R_0} \right] \quad (5)$$

est assez simple, leur constitution se limitant à trois composants : TR 1, un transistor MOS. TR 2, un transistor NPN bipolaire et une résistance R_0 de $1\text{ k}\Omega$.

Le CI comporte trois points de branchement désignés par G, D et S, initiales bien connus de « grille » (ou « porte » ou « GATE ») D, (drain) et S, (source).

Ce seraient, avec cette nomenclature, les électrodes d'un circuit équivalent à un seul transistor FET et traité comme tel dans une certaine mesure.

L'entrée G se fait sur la « grille » de TR 1 et sa source est reliée à S en même temps que le collecteur de TR 2 monté en collecteur commun, bien entendu.

Le drain de TR 1 est relié à la

base de TR 2 et la sortie de l'ensemble est sur l'émetteur de TRD, désignée par D. La liaison est directe.

La résistance R_0 polarise le drain de TR 1.

APPLICATION DU TAA 320

Ce circuit intégré est utilisable comme amplificateur BF à impédance d'entrée très élevée, obtenue, évidemment, sur la « grille » de TR 1. Cet amplificateur convient à un lecteur phonographique à cristal, par exemple. Il donne à la sortie 25 mA sous 20 V .

On conseille ce composant dans

tous les montages où il est nécessaire que l'entrée soit à haute impédance. Outre les amplificateurs BF, des applications sont possibles comme les suivantes : convertisseurs d'impédance, tem-

porisateurs, amplificateurs de microphones etc.

Le TAA 320 se présente dans un boîtier TO 18. Ses principales caractéristiques sont données au tableau I :

TABEAU I

$-V_{DSS}$	max. 20 V
$-I_D$	max. 25 mA
$-V_{GS}$ ($-V_{DS} = 10\text{ V}$; $-I_D = 10\text{ mA}$)	typique 11 V
f_{GS} ($-V_{DS} \leq 20\text{ V}$; $T_j \leq 125\text{ }^\circ\text{C}$)	min. 100 G
g_{21S} ($-V_{DS} 20\text{ V}$; $-I_D = 10\text{ mA}$, $f = 1\text{ kHz}$)	typique : 75 mA

Correction de la dérive en température

$V = 12\text{ V}$ $R_m = 10,5\ \Omega$

$R_{12} = 1,65\ \Omega$

potentiomètre = 10 k

$E = 3,3\text{ V}$

N tr/mn

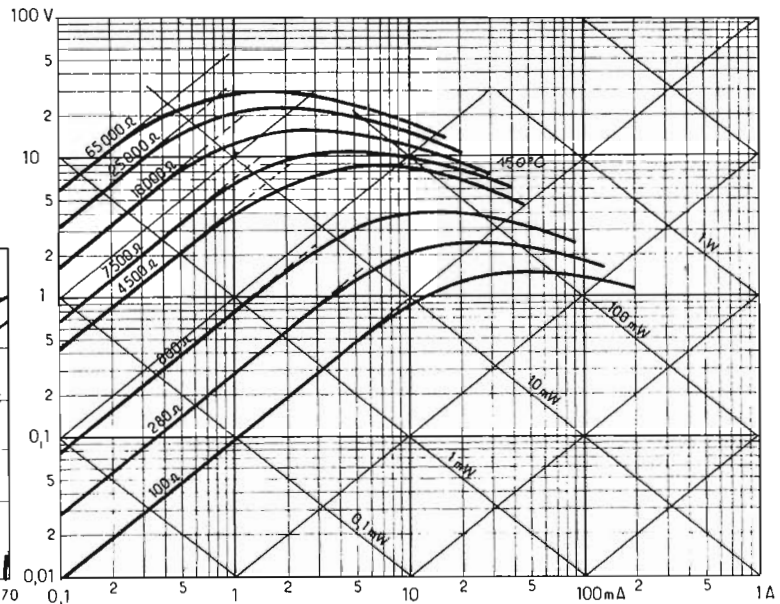
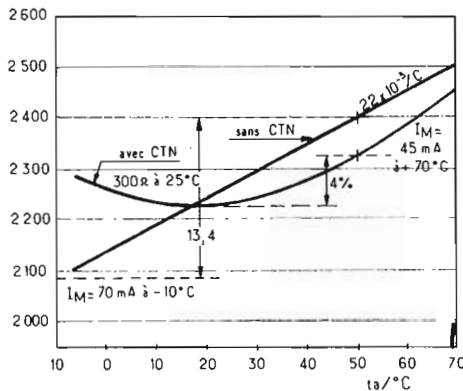


Fig. 4.

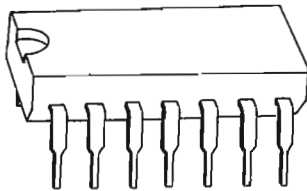


Fig. 5.

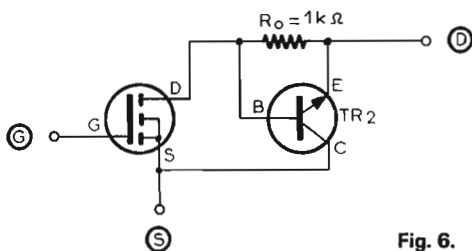


Fig. 6.

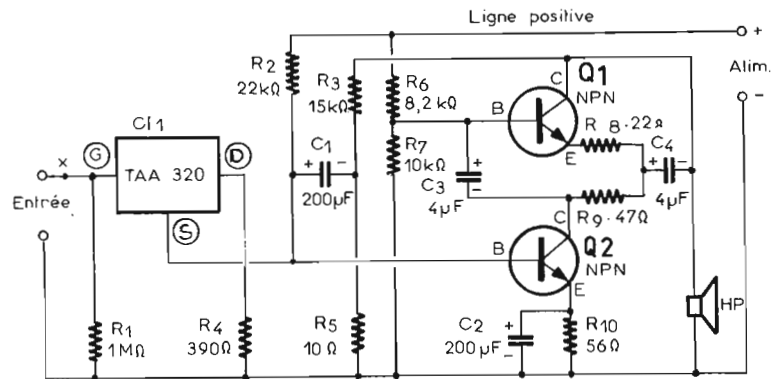


Fig. 7.

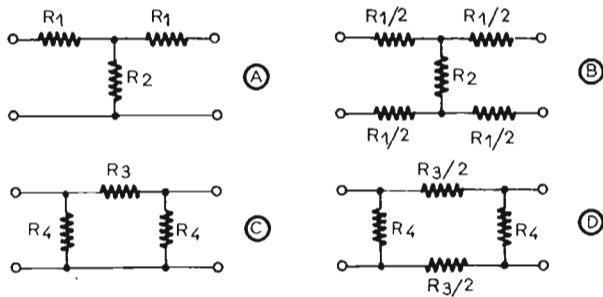


Fig. 8.

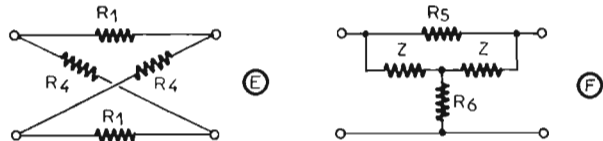


Fig. 9.

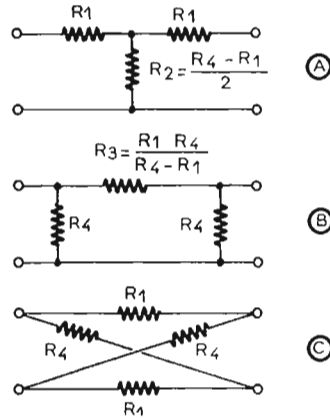


Fig. 10.

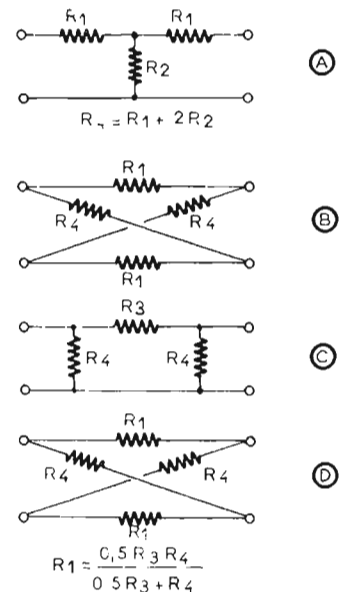


Fig. 11.

Comme application, voir à la figure 7, le schéma d'un amplificateur BF comportant un CI du type TAA 320 suivi de deux transistors bipolaires BD 115.

Le signal est appliqué à l'entrée et à l'électrode G du MOST, donc sur haute impédance (voir tableau). La résistance de fuite R_1 est de $1\text{ M}\Omega$ ce qui réduit à cet ordre de grandeur la valeur de l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

Un condensateur d'isolation peut être monté au point x si nécessaire, par exemple un condensateur de $4\text{ }\mu\text{F}$.

Ce montage fonctionne avec $V_B = 20\text{ V}$, $I_c = 52\text{ mA}$ (typique) et $-I_d = 8,6\text{ mA}$ (typique). La grille (G) du CI est polarisée à partir de la ligne négative d'alimentation à laquelle on peut référer les autres tensions. Le « drain » (D) a une charge de $390\text{ }\Omega$ et cette résistance est reliée à la ligne négative, ce qui se justifie par le fait (voir figure), que l'électrode désignée comme drain du MOST, est en réalité l'émetteur du NPN TR 2.

La « source (S) du MOST est aussi la source du MOST TR 1. Elle est polarisée positivement par R_2 reliée à la ligne positive. On prélève le signal qui sort sur le drain (D) du MOST, et on l'applique à l'étage de sortie $Q_1 - Q_2$ de la manière suivante : du drain (D) le signal est transmis directement à la base de Q_2 , un NPN du type BD 115 de la RTC.

L'émetteur de Q_2 est polarisé par R_{10} et découplé par C_2 . Un signal en opposition avec celui de la base, est obtenu sur le collec-

teur de ce transistor et il est transmis par C_3 à la base de Q_1 , du même type que Q_2 .

Cette base est polarisée à la tension positive convenable par le diviseur de tension $R_6 - R_7$ monté entre les deux lignes d'alimentation.

La sortie unique du signal amplifié par l'ensemble $Q_1 - Q_2$ est sur C_4 de $4\text{ }\mu\text{F}$, relié au haut-parleur qui doit être prévu pour 4 W , puissance modulée fournie par cet amplificateur.

Voici les valeurs des éléments : $R_1 = 1\text{ M}\Omega$, $R_2 = 22\text{ k}\Omega$, $R_3 = 15\text{ k}\Omega$, $R_4 = 390\text{ }\Omega$, $R_5 = 10\text{ }\Omega$, $R_6 = 8,2\text{ k}\Omega$, $R_7 = 10\text{ k}\Omega$, $R_8 = 22\text{ }\Omega$, $R_9 = 47\text{ }\Omega$, $R_{10} = 56\text{ }\Omega$. $C_1 = 200\text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 200\text{ }\mu\text{F}$, $C_3 = 4\text{ }\mu\text{F}$, $C_4 = 4\text{ }\mu\text{F}$.

Les caractéristiques du TAA 320 A seront données ultérieurement. Voici maintenant quelques indications sur des circuits électriques souvent utilisés en électronique.

RÉSEAUX A RÉISTANCES

Ces réseaux peuvent servir d'atténuateurs et adaptateurs, en BF et en HF. On les réalisera de manière à ce que les résistances utilisées présentent le moins possible de composantes réactives aux fréquences des signaux à atténuer.

Les formes les plus classiques sont celles en T et en π données à la figure 8 : en (A) le réseau en T asymétrique, en (B) le réseau symétrique déduit du précédent est nommé parfois, en H (voir réfé-

rence 3 à la fin de cet article).

En (C) le réseau asymétrique en π et en (D) le réseau asymétrique correspondant. On utilisera les réseaux asymétriques avec des circuits de même nature, par exemple des lignes coaxiales.

De même, les réseaux symétriques conviendront à des entrées et sorties de circuits symétriques, par exemple des lignes bifilaires. La présente étude est inspirée par un document TELEFUNKEN.

Le calcul des éléments R de ces réseaux est le même pour les réseaux symétriques que pour ceux asymétriques.

Ayant déterminé les valeurs des résistances pour les réseaux asymétriques, on obtiendra ceux des réseaux symétriques en prenant des résistances de même valeur (par exemple R_2 et R_4) ou de valeur moitié : $R_1/2$ et $R_3/2$.

D'autres réseaux sont également utilisés actuellement comme ceux de la figure 9.

Celui indiqué en (E) est à connexions croisées et comprend deux résistances série R_1 et deux résistances R_4 croisées.

Celui de (F) est le T ponté. déduit du réseau en T auquel on a ajouté R_5 entre les points hauts d'entrée et de sortie.

Les réseaux en T et π et T ponté conviennent également très bien dans les montages à caractéristiques variables en remplaçant les résistances fixes par des résistances variables. Pour des montages nécessitant une certaine précision, on utilisera aussi des résistances ajustables pour obtenir les caractéristiques fixes requises.

TRANSFORMATION DES RÉSEAUX

On peut obtenir des réseaux équivalents entre ceux à résistances croisées et ceux en T ou en π .

Les équivalences sont possibles dans les deux sens. La figure 10 donne l'équivalence du réseau à résistances croisées.

Dans ce cas, on connaît les valeurs de R_1 et R_4 de ce réseau, représenté en (C). On calcule, alors, R_2 et R_3 selon les formules données en (A) et (B), celles de R_1 et R_4 restent inchangées. Il faut que $R_4 > R_1$.

La transformation en sens inverse est indiquée à la figure 11.

Dans ces réseaux, si l'on veut passer au réseau croisé à partir du réseau en T, on laisse R_1 inchangé et on calcule R_4 en fonction de R_1 et R_2 . De même pour passer du réseau croisé au réseau en π ; on laisse R_4 inchangé et on calcule R_1 d'après la formule donnée en D de la figure 11.

RAPPORT D'ATTÉNUATION

Soit U_1 la tension appliquée à l'entrée d'un réseau et U_2 celle obtenue à la sortie. Les réseaux étant à résistances, il est absolument certain que $U_2 < U_1$ et il est alors commode de considérer le rapport :

$$D = U_1/U_2,$$

qui est alors supérieur à 1, ce qui facilitera les calculs.

On considère aussi le terme :

$$a = 20 \log D$$

qui est, évidemment, égal, au nombre de décibels de tension correspondant au rapport $D > 1$.

On se souviendra que, d'après la définition des logarithmes décimaux on a :

$$D = 10^{0,20}$$

L'impédance Z du réseau est la même à l'entrée et à la sortie. Elle peut être calculée ou mesurée.

Pour la mesurer, ce qui sera utile à titre de vérification d'un montage préalablement déterminé par le calcul, on procédera d'abord à la mesure de Z_1 et Z_k , défini selon les indications de la figure 12.

En (A) on a représenté les réseaux sous forme de quadripôles (montages dont on considère les deux points d'entrée et les deux points de sortie).

Les tensions d'entrée et de sortie sont respectivement U_1 et U_2 .

On mesure d'abord Z_1 définie comme étant égale à la tension d'entrée lorsque la sortie est laissée non connectée, ce qui revient à dire que l'impédance sur laquelle se « fermerait » cette sortie serait infinie.

Ensuite, on court-circuite cette sortie (donc impédance nulle) et on mesure Z_k d'entrée.

Connaissant Z_1 et Z_k on calcule Z d'après la relation :

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_k}$$

Autrement dit, Z est la moyenne géométrique de Z_1 et Z_k . Soit par exemple le cas du réseau en T de la figure 8 (A).

Si on laisse la sortie ouverte, R_1 n'a plus aucune fonction et la mesure de Z_1 ne peut donner que la somme de R_1 et R_2 donc, dans le T on a :

$$Z_1 = R_1 + R_2$$

Dans le cas du réseau en H ((B)

dans le montage (C) figure 8, la résistance d'entrée est R_3 et R_4 , en parallèle ce qui donne :

$$Z_k = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

Les mêmes valeurs sont obtenues pour les réseaux symétriques.

Remarquons que les résistances étant disposées symétriquement entre l'entrée et la sortie, les courants d'entrée et ceux de sortie seront proportionnels aux tensions U correspondantes.

Pour les réseaux à résistances croisées ou en T ponté, le calcul de Z_1 et Z_k se fait de la même manière, mais les formules sont plus longues... on les trouvera toutes réunies au tableau II.

CALCUL DIRECT DE Z

Comme Z est la racine carrée de Z_1 et Z_k et comme ces gran-

Z et des résistances de chaque réseau. Par exemple, dans le cas du T (figure 8 (A)) on trouve :

$$D = \frac{U_1}{U_2} = \frac{Z + R_1}{Z - R_1}$$

formule très utile pour calculer l'atténuation.

Plus intéressante encore est la formule inverse, donnant R_1 et R_2 en fonction de D .

En effet, on demande, le plus souvent, une atténuation D dans un circuit d'impédance Z . On cherche alors, les valeurs des éléments du réseau, R_1 et R_2 dans ce cas du T.

on trouve :

$$R_1 = \frac{Z(D-1)}{Z(D+1)}$$

$$R_2 = \frac{2Z}{D - (1/D)}$$

Voici le tableau II donnant toutes les formules utiles dans le calcul des réseaux mentionnés.

TABLEAU II

Grandeur	Réseau en T	Réseau en τ	Réseau en T ponté	Remarques
$Z =$	$R_1 + R_2$	$\frac{R_4 (R_3 + R_4)}{R_3 + 2 R_4}$	$\frac{Z^2 + 2 Z R_6 + Z R_5 + R_5 R_6}{2 Z + R_5}$	(1) -
$Z_1 =$	$R_1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$	$\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$	$\frac{2 Z R_5 R_6 + Z^2 R_5}{Z^2 + 2 Z R_6 + Z R_5 + R_5 R_6}$	(2) -
$Z = \sqrt{Z_1 Z_k} =$	$\sqrt{R_1^2 + 2 R_1 R_2}$	$R_4 \sqrt{\frac{R_3}{R_3 + Z R_4}}$	$\sqrt{R_5 R_6}$	(3) Cette formule (3) se déduit de (1) A (2)
R_2, R_3 et R_6	$R_2 = \frac{Z^2 - R_1^2}{2 R_1}$	$R_3 = \frac{2 Z^2 R_4}{R_4^2 - Z^2}$	$R_6 = Z^2 / R_5$	(5) déduite de (3)
$D = U_1 / U_2 =$	$\frac{Z + R_1}{Z - R_1}$	$\frac{R_4 + Z}{R_4 - Z}$	$\frac{Z + R_5}{Z}$	(7) -
R_1, R_4 et R_5	$R_1 = Z \frac{D-1}{D+1}$	$R_4 = \frac{D+1}{D-1}$	$R_5 = Z (D-1)$	(8) déduite de (7)
R_2, R_3 et R_6	$R_2 = \frac{2 Z}{D - \frac{1}{D}}$	$R_3 = Z \frac{D - \frac{1}{D}}{2}$	$R_6 = \frac{Z}{D-1}$	(9) déduite de (7) et (5)

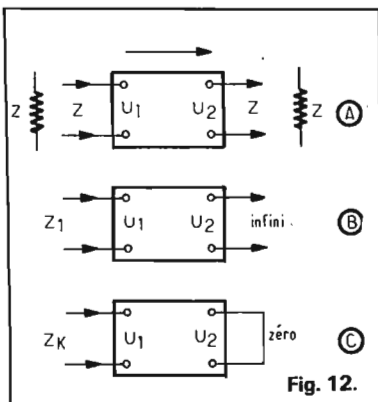


Fig. 12.

figure 8), on voit que les deux résistances $R_1/2$ de sortie n'ont aucune fonction et il reste :

$$Z_1 = (R_1/2) + R_2 + (R_1/2) = R_1 + R_2$$

La valeur de Z_k est donnée plus loin.

Dans le montage (C) figure 8, l'entrée comprend la résistance Z_1 composée $R_4 + R_3$, en parallèle sur R_4 lorsque rien n'est connecté à la sortie,

$$\text{donc : } Z_1 = \frac{R_4 (R_4 + R_3)}{2 R_4 + R_3}$$

Si la sortie est en court-circuit,

deux sont données en fonction de $R_1... R_6$, on pourra déterminer directement Z en fonction de ces résistances.

Ainsi dans le cas du réseau en T (figure 8 (A)) on a trouvé :

$$Z_1 = R_1 + R_2$$

$$Z_k = R_1 + \left[\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right]$$

Le produit $Z_1 Z_k$ est alors égal à :

$$R_1^2 + 2 R_1 R_2$$

et pour avoir Z on extraira la racine carrée de ce produit.

Le rapport $D = U_1 / U_2$ peut aussi se déterminer en fonction de

La suite de l'étude des réseaux sera donnée dans l'ABC suivant.

RÉFÉRENCES

- (1) Sescosem Information N° 2 nov. 73 - Article G. POGAM pages 3 et 4.
- (2) RTC actualités N° 23 octobre 73 page 10.
- (3) Téléfunken MANUEL 1974 (en allemand) page 3 rubrique technique.



qu'est-ce qu'un laser

SI vous avez la curiosité (déplacée) de demander à plusieurs personnes de votre entourage : « Qu'est-ce que le LASER? », vous pourrez collectionner une superbe série de réponses du genre : « C'est l'arme absolue » ou bien : « C'est un instrument qui émet un rayon mystérieux et destructeur » ou encore : « C'est le rayon de la mort ». Tout cela parce que, dans trop de cas, vos interlocuteurs auront été « informés » par la presse à sensation.

Il nous semble donc important de faire le point sur le sujet.

D'ABORD. LE NOM

Le nom de LASER est formé des premières lettres de « Light Amplifier by Stimulated Energy Radiation », soit : « Amplificateur de lumière par rayonnement d'énergie stimulée ».

En fait, dans la quasi-totalité des cas, le LASER est une source de lumière. Cela peut paraître en contradiction avec son nom, qui parle d'amplification, mais il ne faut pas oublier que tout amplificateur peut se transformer en un générateur, si l'on renvoie à son entrée une petite partie de son énergie de sortie.

Donc, le LASER n'émet pas un rayonnement « mystérieux » : il émet tout simplement de la lumière. Dans certains cas, nos yeux ne peuvent pas la voir, car il peut s'agir d'infra-rouge, au-delà du domaine de sensibilité de notre rétine.

« Une source de lumière, diront certains, oh, alors ce n'est pas tellement intéressant! ». Mais si, car cette lumière a une qualité qui n'apparaît pas dans le nom de l'instrument : elle est « cohérente ». Il s'agit là d'une qualité formidable, sans précédent dans toutes les sources de lumière antérieurement connues, si exceptionnelle, même, que peu de gens savent ce que cela signifie. Il faut dire que l'explication n'en est pas si aisée.

PROPOS COHÉRENTS

Pour faire comprendre ce qu'est cette qualité de « cohérence » de la lumière d'un LASER, nous allons prendre un exemple en utilisant le cas des ondes sonores, en gardant bien présente à l'esprit la différence fondamentale de nature qu'il y a entre les ondes lumineuses (oscillations électromagnétiques, analogues aux ondes hertziennes, se propageant à 300 000 km/s) et

les ondes sonores (oscillations d'un milieu de transmission, souvent l'air, se propageant dans l'air à une vitesse voisine de 0,34 km/s).

Imaginons deux salles voisines. Dans la première, que nous appellerons A, il y a un générateur BF classique, réglé sur 435 Hz, commandant, par un amplificateur, un bon haut-parleur. On y entend donc, d'une façon tout à fait régulière et continue, le *la* du 3^e octave.

Dans une autre salle, que nous appellerons B, il y a un grand nombre de violonistes, ayant accordé une des cordes de leur instrument sur 435 Hz. Certains pincotent un peu la corde, faisant des « pizzicati », d'autres l'excitent avec un coup d'archet extrêmement bref, disons chaque fois de 1/50 à 1/10 de seconde.

Quelqu'un qui entre dans la salle B entendra bien un son identifiable; s'il a l'oreille musicienne, il dira même qu'il s'agit du *La*₃. Mais il lui sera impossible de sortir de sa poche un diapason accordé sur ce même *La*, pour faire une vérification par la méthode des battements.

Dans la salle A, il peut le faire : il va mettre son diapason en vibration. et, si la fréquence fournie par

le générateur BF diffère de 2 Hz de celle du diapason, on entendra, deux fois toutes les secondes, le son du diapason devenir plus fort puis plus faible. Il s'agit du phénomène de « battement ». L'onde acoustique qui arrive à l'oreille de la personne qui écoute dans la salle A est une composition de celle qui vient du haut-parleur et de celle qui vient du diapason. Comme ces ondes n'ont pas exactement la même fréquence, deux fois par seconde, elles se trouvent en phase et le son se renforce, deux fois par seconde, elles se trouvent en opposition de phase et le son s'affaiblit.

Dans la salle B, on pourra bien « comparer » auditivement la hauteur du son du diapason, mais on ne pourra faire des battements. Pourquoi? Tout simplement parce que chaque source sonore n'émet pas assez longtemps une note soutenue pour qu'elle puisse se déphaser lentement par rapport à celle du diapason. Au niveau de l'oreille de l'auditeur de la salle B, il arrive de courts trains d'ondes sonores, de différents endroits, sans relation de phase les uns avec les autres. Chaque train est suffisant pour permettre à l'oreille de « reconnaître » la note, mais pas assez long pour faire une mesure reposant sur la phase.

Le son, dans la salle A, est cohérent, alors qu'il ne l'est pas dans la salle B.

La « cohérence », dans le domaine des propagations des phénomènes ondulatoires, consiste donc en l'émission, par la source du phénomène, d'un train d'ondes entretenues. Un phénomène ondulatoire non cohérent est provoqué par une succession d'émissions de trains d'ondes relativement courts, n'ayant pas de rapport de phase donné l'un avec l'autre.

LES LUMIÈRES INCOHÉRENTES

On connaît, jusqu'à présent, cinq façons principales de produire de la lumière, qui sont, rappelons-le :

- l'incandescence, qui consiste à chauffer un corps jusqu'à ce qu'il émette un rayonnement lumineux (c'est ce que font les ampoules électriques);

- la luminescence gazeuse, qui consiste à faire passer du courant dans un gaz sous faible pression;

- la production de lumière par certaines jonctions semi-conductrices fonctionnant dans le sens direct (diodes électro-luminescentes ou L.E.D.);

- la triboluminescence, qui consiste à soumettre à un écrasement avec frottement certaines substances, qui émettent alors des radiations lumineuses;

- la chimioluminescence, dégagement de lumière se produisant quand certains produits chimiques réagissent entre eux à froid (lumière des vers luisants, par exemple).

Nous citerons aussi pour mémoire la phosphorescence (rémission de lumière par un corps dit « phosphorescent », préalablement éclairé) et la fluorescence

(émission de lumière visible par un corps recevant des rayons X, des rayons cathodiques, des rayons ultra-violet, etc.).

Toutes ces formes de production de la lumière produisent, sauf dans des cas spéciaux que nous verrons plus loin, de la lumière « incohérente » : dans le volume de ce qui produit la lumière, il y a des quantités innombrables de petits « oscillateurs », qui produisent un bref train d'ondes, pendant un temps très court, souvent bien inférieur à la nanoseconde. Ces différents « micro-oscillateurs » cessent chacun d'agir après avoir émis ce bref train d'ondes, ils n'ont aucun rapport de phase défini entre eux.

Dans beaucoup de cas, ce qui vient encore compliquer la situation, ces « micro-oscillateurs » ne fonctionnent pas tous sur la même fréquence. La lumière ainsi produite comporte donc plusieurs couleurs différentes. Dans le cas de la lumière émise par l'incandescence, il y a même toutes les fréquences d'oscillations possibles, donc toutes les couleurs possibles.

Pour certaines luminescences de gaz, il n'y a que quelques fréquences d'oscillations bien définies. Par exemple, dans la lumière produite par ionisation de la vapeur de sodium, on trouve surtout deux fréquences, très voisines l'une de l'autre :

$5,089\ 855\ 10^{14}$ Hz et
 $5,085\ 538\ 10^{14}$ Hz

On dit, si la fréquence émise par tous les « micro-oscillateurs » est la même (ce qui est pratiquement le cas de la vapeur de sodium ionisée), que la lumière est « monochromatique » (ne comportant qu'une seule couleur). Mais, en général, cette qualité de monochromatisme, si elle est nécessaire pour que la lumière soit cohérente, n'est pas du tout suffisante.

Pour reprendre l'analogie avec le domaine sonore, dans notre

« salle A » (avec un générateur BF, un amplificateur et un haut-parleur), le son est émis sur une fréquence unique, par un seul oscillateur : il est cohérent. Dans la salle B (plusieurs violonistes), il y a beaucoup d'oscillateurs, ils sont tous à la même fréquence (son pur), mais le son n'est pas cohérent. Pour donner l'analogie de la lumière blanche, il faudrait une salle où l'on aurait rassemblé un nombre énorme de violonistes, jouant chacun une note absolument quelconque (avec des violons éventuellement désaccordés d'une façon purement erratique) pendant un temps court. On aurait alors des mélanges de sons à toutes les fréquences : ce ne serait plus un son, mais un « bruit ». Par exemple, quand un gaz se détend dans l'atmosphère par une buse, il y a production de toutes les fréquences possibles, ce qui donne un bruit dit « souffle ». Nous avons alors l'analogie dans le domaine sonore de la lumière blanche d'une lampe à incandescence. C'est d'ailleurs en raison de cette analogie que l'on parle d'un « bruit blanc » pour un signal sonore qui comporte toutes les fréquences d'oscillation.

AVANTAGES (et inconvénients) DE LA COHÉRENCE DE LA LUMIÈRE

La lumière produite par un LASER (nous verrons plus loin comment il fonctionne) est cohérente. Tout se passe donc comme si elle n'était émise que par un seul oscillateur fonctionnant en ondes entretenues. On arrive alors à produire un pinceau de rayons dont le parallélisme dépasse de très loin tout ce que l'on pouvait faire avec une autre source de lumière.

Si l'on veut obtenir des rayons parallèles, il « n'y a qu'à » placer

une source lumineuse ponctuelle au foyer d'une lentille. Oui, mais... il n'y a pas de source lumineuse ponctuelle, c'est-à-dire rassemblant en un « point », de diamètre nul, toute la lumière. Il faudrait que ce point soit d'une « brillance » infinie... ce qui est évidemment impossible. Donc, comme on peut réaliser seulement des sources de lumière relativement petites, si l'on place une de ces sources au foyer d'une lentille, chaque point de la source donnera des rayons qui, après traversée de la lentille, produiront des faisceaux lumineux faits de rayons parallèles, mais il y aura plusieurs faisceaux, faisant entre eux un angle d'autant plus grand que le diamètre réel de la source de lumière est plus important par rapport à la distance focale de la lentille (Fig. 1).

Le faisceau « global » émergent sera donc relativement divergent, ce qui fait que la tache lumineuse que l'on obtient en envoyant ce faisceau sur un écran situé à une distance D de la lentille aura un rayon pratiquement proportionnel à D au-delà d'une certaine distance. L'éclairement de l'écran diminuera donc en raison inverse de la surface de la tache, soit en raison inverse du carré de la distance D.

Le faisceau de rayons produits par un LASER, lui, est d'un parallélisme tel que la tache lumineuse qu'il produit sur un écran a un diamètre qui augmente à peine quand D passe de quelques mètres à quelques kilomètres.

Pour préciser un peu plus les choses (Fig. 2), supposons que deux points, P₁ et P₂, situés à une distance d l'un de l'autre, émettent un phénomène vibratoire et qu'ils sont rigoureusement à la même fréquence, en étant, de plus, rigoureusement en phase. Il va de soi que dans la direction x (perpendiculaire à la ligne P₁ P₂). Les oscil-

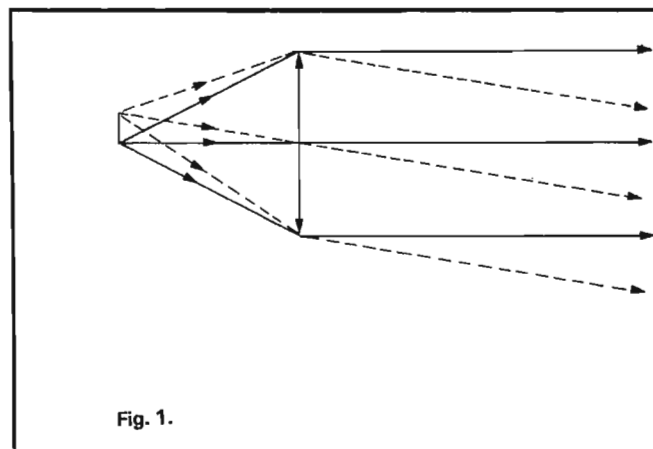


Fig. 1.

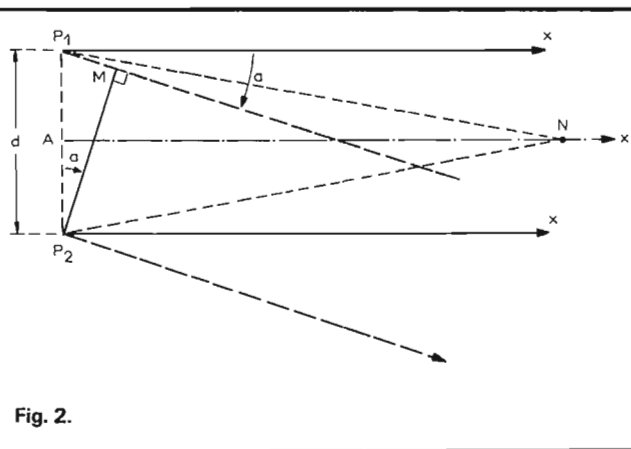


Fig. 2.

lations issues de P_1 et celles issues de P_2 arriveront en phase (à grande distance, ou simplement en un point N sur la médiatrice Ax de $P_1 P_2$): il y aura donc une oscillation forte en ces points.

Prenons maintenant une direction y faisant un angle α avec la direction x . Dans cette direction, les oscillations issues de P_1 ont un retard de phase qui correspond au trajet :

$$P_1 M = d \sin \alpha$$

Si ce trajet $P_1 M$ correspond à une demi-longueur d'onde, les oscillations issues de P_1 et de P_2 arriveront en opposition de phase dans la direction y à grande distance : il n'y aura alors, dans la direction y , aucun envoi d'énergie oscillante.

Il y a donc un faisceau d'énergie rayonnée qui n'a qu'une ouverture telle que $d \sin \alpha$ soit petite par rapport à la longueur d'onde du rayonnement.

Si nous avons affaire à une source lumineuse dont la dimension $P_1 P_2$ soit de 6 mm, par exemple, comme la longueur d'onde du rayonnement émis par certains lasers est de l'ordre de 6.10^{-7} m, on voit que le faisceau de lumière émis ne pourra s'écarter de la direction principale que d'un angle α tel que

$$6.10^{-3} \sin \alpha \leq 6.10^{-7} \text{ soit } \sin \alpha < 10^{-4}$$

On aura, par exemple, l'essentiel de l'énergie rayonnée dans un cône dont le demi-angle au sommet, α , sera de l'ordre de

$1,15 \cdot 10^{-3}$ degré (4,12 secondes d'arc) car le sinus de cet angle est de l'ordre de 2.10^{-5} , cinq fois plus petit que 10^{-4} .

Un rapide calcul montre que la tache de lumière, mesurant 6 mm de diamètre à courte distance, mesurera environ 2 cm à 2 km du laser.

Il semble donc qu'une telle source lumineuse n'ait que des avantages; nous verrons plus loin qu'il y a cependant des problèmes soulevés par son emploi : les phénomènes de diffraction.

UN « VRAI » POINT LUMINEUX

Tout élève de première sait qu'une lentille de bonne qualité, recevant des rayons parallèles, les fait converger en son foyer. Qui n'a pas allumé du feu au moyen d'une bonne loupe concentrant les rayons du soleil?

Mais, à part le laser, il n'y a pas de source de rayons vraiment parallèles dans l'univers, mis à

part des rayons issus d'une étoile autre que notre Soleil (car ce dernier a un diamètre apparent visible à l'œil nu). Or, il y a peu de chances que l'on fasse beaucoup d'effets spectaculaires en concentrant avec une lentille les rayons de Sirius ou de Véga.

A partir du moment où l'on dispose d'une source de rayons dont le parallélisme est quasi-parfait, comme les rayons du laser, en les concentrant avec une bonne lentille, on doit obtenir un « point » lumineux véritable. Et c'est bien ce qui arrive. Mais, contrairement à Sirius, un laser envoie sur la surface de la lentille une puissance notable, atteignant souvent plusieurs watts. Si l'on concentre ces rayons en un point parfait, la densité de puissance (en watts par mètre carré) sera donc énorme en ce point. Et c'est bien pourquoi, quand on concentre le faisceau d'un bon laser avec une lentille en un point, on s'aperçoit qu'une petite lame d'acier pas trop épaisse, placée en ce point, est percée presque immédiatement d'un trou microscopique.

Pourquoi n'en va-t-il pas de même avec les rayons du Soleil, alors que ce dernier rayonne presque 1 kW/m^2 ; au niveau du sol par temps très clair en été? Tout simplement parce que (Fig. 3) une lentille L donne une image non « ponctuelle » du Soleil : les rayons venant du « haut » de l'astre (en trait plein) convergent en A , ceux qui viennent du « bas » pointillé) convergent en B : l'image du Soleil a le diamètre AB , à peu près le centième de la distance focale de la lentille. Ce n'est pas énorme, il est vrai, mais c'est suffisant pour que la densité de puissance, suffisante pour carboniser du bois, enflammer du papier, ne soit pas assez grande pour produire les effets que donne un laser illuminant une bonne lentille convergente. Une loupe de 10 cm de distance focale, par exemple, ayant un diamètre de 7 cm, concentre la puissance reçue (soit 8 W dans les meilleurs cas)

dans un cercle de 1 mm de diamètre. Avec un laser de 0,1 W, on concentrera la puissance dans un cercle de l'ordre de $1 \mu\text{m}$ de diamètre : la puissance totale sera 80 fois plus petite que dans le cas de l'image du Soleil, mais la densité de puissance (en watts par mètre carré) sera de $1,27.10^8 \text{ kW/m}^2$, alors que, pour l'image du Soleil, on n'avait que

10^4 kW/m^2 environ, soit 12 000 fois moins.

Au foyer de la lentille, on pourra donc observer des effets stupéfiants : une densité de puissance aussi grande peut volatiliser presque instantanément une parcelle d'un matériau très réfractaire. On voit tout de suite comment le laser est devenu, pour certains, le « rayon de la mort ».

COMMENT FONCTIONNE UN LASER?

Nous en arrivons (enfin!) au fonctionnement de cette source si bizarre. Nous trouverons dans un laser un générateur de puissance et une « cavité résonnante ».

On connaît bien ces dispositifs dans le domaine des hyperfréquences, ou dans celui de l'acoustique. En lumière, c'est un peu particulier. La cavité en question est constituée par deux miroirs qui peuvent être :

- des miroirs plans rigoureusement parallèles;
- deux fragments de miroirs sphériques ayant le même centre de courbure;
- deux miroirs paraboliques ayant le même point focal pour les deux.

Prenons le cas des miroirs plans parallèles. Les rayons lumineux qui vont et viennent entre ces miroirs peuvent se trouver en phase avec d'autres qui ont subi plus de réflexions. Ainsi, pour une longueur d'onde donnée, la lumière poursuit son va-et-vient entre les miroirs avec une atténuation très faible. Une autre lon-

gueur d'onde, pour le même parcours, se trouverait donner des résultats tout à fait différents, avec une sorte de « mauvaise transmission », due au rapport entre la longueur d'onde et la distance des miroirs.

Bien sûr, cette distance, même si elle est très petite, correspond à des dizaines ou des centaines de milliers de longueur d'ondes, car, pour la lumière, il y a des longueurs d'ondes (dans le visible) qui vont de $0,4 \mu\text{m}$ à $0,8 \mu\text{m}$, l'infrarouge s'étendant de $0,8 \mu\text{m}$ à 3 ou $4 \mu\text{m}$ (rappelons que le μm , ou « micron », souvent noté μ tout court, est le millième de millimètre). Il peut donc y avoir des longueurs d'ondes extrêmement proches les unes des autres pour lesquelles la cavité en question constitue un résonateur accordé.

Signalons, pour la précision des noms, que l'ensemble des deux miroirs parallèles montés ainsi s'appelle un « interféromètre de Perrot et Fabry ».

Cette cavité résonnante, ou cet interféromètre, va donc jouer le même rôle que le circuit accordé dans un oscillateur. Mais, comme dans un oscillateur, il va falloir une source d'énergie pour entretenir les oscillations.

L'ÉNERGIE « STIMULÉE »

Le mécanisme de l'émission de lumière par un gaz ionisé où l'on fait passer du courant électrique est assez complexe. Disons, en gros, que l'énergie électrique agit sur les électrons des atomes du gaz, en augmentant leur énergie. Ces électrons passent alors d'un certain « niveau énergétique » à un autre. Les atomes dans lesquels ces électrons ont changé de niveau énergétique (et de position par rapport au noyau) peuvent demeurer tels quels pendant un temps assez court, mais il s'agit d'un état « métastable », un peu comme un crayon qui tiendrait verticalement sur sa mine, parce qu'une minuscule goutte de colle se trouve entre celle-ci et le plan sur lequel elle repose.

Dans les cas habituels, ces atomes portant des électrons ayant changé de niveau énergétique se « déchargent » spontanément de leur énergie. Les électrons retournent à leur niveau d'énergie normale, le surplus étant alors émis sous forme lumineuse, correspondant à une fréquence lumineuse bien déterminée : si l'énergie d'un électron passe de la valeur E à la valeur e , il y a émission d'une radiation de fréquence F telle que :

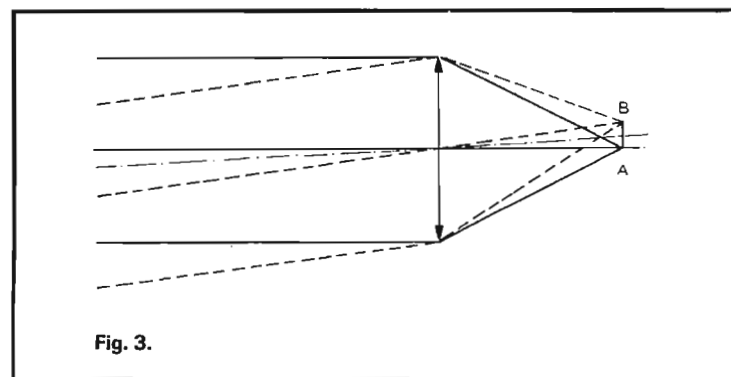


Fig. 3.

$$E - e = h F$$

la constante h étant la fameuse « constante de Planck », qui vaut $6,626 \cdot 10^{-34}$ Joules \times secondes. Cette valeur peut sembler monstrueusement petite, mais il ne faut pas oublier que les fréquences des oscillations lumineuses sont de l'ordre de $5 \cdot 10^{14}$ Hz et que les énergies de chaque électron sont de l'ordre de $3 \cdot 10^{-19}$ J.

Donc, les atomes ayant des électrons à un niveau anormal d'énergie ne peuvent rester longtemps dans cet état, tout comme le crayon ne peut rester vertical, même avec l'aide de la minuscule goutte de colle. Cet état « métastable », c'est-à-dire instable en réalité, mais figé quelques microsecondes dans son instabilité, cesse spontanément si on laisse le phénomène évoluer tout seul.

Mais les choses se passent autrement si cet atome contenant des électrons à haute énergie se trouve « sollicité » par un rayon lumineux allant et venant entre deux miroirs parallèles. Il va alors laisser échapper son énergie pour « amplifier » l'onde lumineuse qui passe. Cela sera d'autant plus facile que la fréquence de cette onde lumineuse est voisine de la fréquence de la lumière qu'aurait produite cet atome en se « désactivant » spontanément.

Si la « cavité résonnante » formée par les deux miroirs est donc accordée sur une fréquence adéquate, la lumière émise par quelques atomes désactivés spontanément va se trouver amplifiée par d'autres atomes que le passage de l'onde lumineuse va aider à se désactiver au moment voulu avec la fréquence voulue.

C'est ce qui explique que l'on appelle « émission d'énergie stimulée » le fonctionnement du laser : l'atome contenant les électrons à un niveau anormal d'énergie est prêt à libérer son énergie : il le fera

d'autant plus facilement qu'on le « stimule », par le passage d'une onde lumineuse.

COMMENT « PRÉLEVER » DE LA LUMIÈRE ?

L'objection qui vient tout de suite à l'esprit quand on a suivi le raisonnement ci-dessus est que cet instrument fabriqué de la lumière « en vase clos », en quelque sorte : la lumière va et vient entre les deux miroirs plans, en se renforçant par la désactivation des atomes contenant des électrons à haut niveau d'énergie, mais cela ne nous donne rien à l'extérieur.

En fait, on ne prendra pas, pour constituer les miroirs, des éléments qui réfléchissent la totalité de l'énergie qu'ils reçoivent. On s'arrangera pour que l'un des miroirs laisse passer une petite partie du rayonnement qu'il reçoit, il en réfléchira, par exemple, 90 %, et il en laissera passer 10 %. Ce sont précisément ces 10 % qui sor-

tiront sous forme d'un faisceau lumineux. La perte de réflexion due à la partie transmise sera largement compensée par l'amplification de la lumière résultant de la désactivation des atomes préalablement activés par l'énergie électrique fournie au gaz.

Un laser à gaz est constitué comme le montre la figure 4. Il comporte un tube T contenant un gaz (souvent un mélange hélium-néon) à faible pression. Ce tube est fermé à ses deux extrémités par deux lames à faces parallèles rigoureusement planes, G et G', inclinées à un certain angle pour des raisons de réflexions parasites et de polarisation de la lumière. Ce tube est parcouru par du courant (pour activer les atomes du gaz). Le courant servant à ioniser le gaz passe par deux électrodes E₁ et E₂. Ces dernières, pour ne pas gêner le passage de la lumière, sont situées dans des tubes annexes, débouchant sur le tube principal près des extrémités de ce dernier.

Les deux miroirs, M₁ parfaitement réfléchissant et M₂ légèrement transparent, sont placés en dehors

du tube. Quand on a obtenu le parallélisme parfait, on voit un mince faisceau de lumière rouge rubis sortir de M₂. Son intensité est si grande qu'on le voit dans l'air, grâce à l'illumination par le faisceau des poussières de l'air.

Les miroirs utilisés sont souvent du type « multicouches », réalisés par des évaporations successives de métal ultra-mince, réfléchissant et transparent et de produit transparent. Un tel miroir, fait d'une sorte d'empilement de lames transparentes et de lames métalliques ultra-fines, réfléchit au mieux une certaine radiation, dont la longueur d'onde est en rapport avec l'épaisseur des couches transparentes. Il présente surtout l'avantage d'absorber extrêmement peu de lumière : pratiquement, celle qu'il ne réfléchit pas le traverse en quasi-totalité.

Le problème le plus délicat, dans la réalisation, est le calage rigoureux des deux miroirs au parallélisme parfait jusqu'à ce que le fonctionnement en laser s'amorce (on dit souvent : « Jusqu'à ce que le tube lase », ce néologisme signifiant « fonctionne en mode laser »).

Il n'y a qu'une fraction extrêmement faible de l'énergie envoyée dans le gaz du tube qui se trouve transformée en énergie lumineuse. En envoyant plusieurs watts de puissance électrique dans le gaz, on se trouve heureux si l'on récolte quelques milliwatts de puissance dans le faisceau laser.

L'utilisation de l'argon comme gaz permet de réaliser un laser à faisceau vert. Il y a des modèles de ce genre dans lesquels on envoie près de dix ampères de courant dans le tube à gaz, sous une tension de près de 300 V, soit près de 3 kW de puissance électrique. On peut alors avoir un faisceau laser d'une puissance qui atteint le watt (en régime continu).

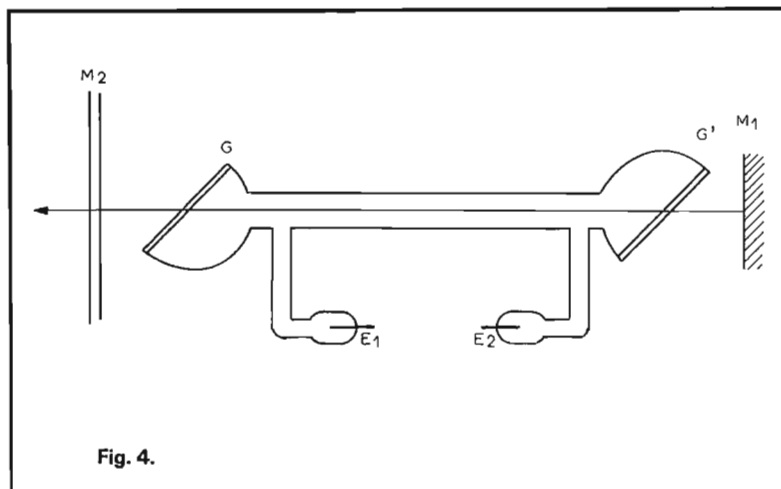


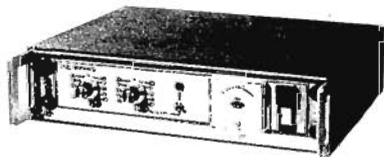
Fig. 4.

tradelec

SPÉCIALISTE DU MATÉRIEL AUDIO PROFESSIONNEL

présente...

STANCOIL LTD

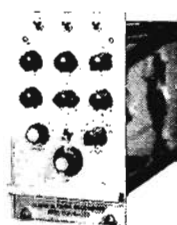


SUPPRESSEUR UNIVERSEL

de tous bruits indésirables quel qu'en soit l'origine.

Respect intégral de la bande passante.

AUDIO & DESIGN

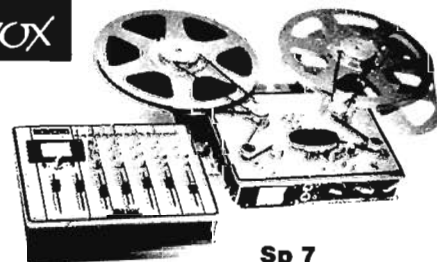


E. 800

EQUALISER

± 20 dB (de 2 en 2 dB) sur 3 des 27 fréquences plus filtre passe haut et "booster" réglable jusqu'à + 10 dB.

STELLAVOX



AMI

Console de mélange mono-stéréo

Sp 7

mono, bi et tri - piste - 4 vitesses 3,3 kg, 21 x 27 x 8 cm

tradelec 229, rue VERCINGETORIX 75014 PARIS. TEL : 533-00-40.

Jusqu'ici, nous n'avons envisagé qu'un gaz monoatomique (néon, argon) ionisé. Le phénomène de l'activation des électrons se passait alors dans des atomes séparés. On peut avoir un fonctionnement analogue avec des molécules, ou groupes d'atomes, dans lesquelles on active certains électrons. On le fait, entre autres, dans le gaz carbonique, CO₂. La fréquence du rayonnement est alors nettement plus basse, le faisceau est dans l'infra-rouge, non visible à l'œil-nu, mais le rendement est meilleur que dans les lasers à gaz mono-atomique. On peut produire un faisceau de près de 100 W (de puissance lumineuse continue) pour une puissance électrique de quelques kilowatts. Un tel faisceau, concentré par une lentille donne, au foyer de cette dernière, un énorme dégagement d'énergie et produit des effets spectaculaires. Cela commence un peu à ressembler (à ceci près que le faisceau est invisible) au fameux laser de James BOND (voir « Goldfinger ») et aux « rayons de la mort » de différents auteurs. Mais on ne peut concentrer l'énergie qu'à faible distance du tube.

LES « MODES »

Ces lasers à gaz, atomiques ou moléculaires, peuvent donner simultanément plusieurs faisceaux laser correspondant à des fréquences différentes d'oscillation laser. Cela tient au fait que les atomes (ou les molécules) peuvent, en se désactivant, donner des oscillations de différentes fréquences, suivant les différentes variations possibles de « niveaux d'énergie » des électrons excités.

La cavité résonnante peut avoir un très grand nombre de fréquences d'accord, puisqu'elle a une longueur, entre les miroirs, qui représente plusieurs dizaines ou centaines de milliers de longueurs d'ondes. Les miroirs sélectifs multicouches favorisent évidemment certaines longueurs d'ondes, mais il y a souvent plusieurs raies émises en mode laser en même temps.

On peut arriver, moyennant des précautions tout à fait spéciales, à faire en sorte que le laser ne fonctionne que sur un seul « mode ». Il envoie alors un faisceau rigoureusement monochromatique. La fréquence de ce faisceau est d'ailleurs ajustable par modification de la

longueur de la cavité (cette modification est faite avec une démultiplication énorme, pour qu'une action importante de la main fasse bouger un des miroirs de moins d'un centième de micromètre, le mouvement étant tel que le miroir déplacé reste rigoureusement parallèle au miroir fixe.

Si l'on envoie les lumières de deux de ces lasers « monodoses » sur une cellule photo-électrique, on peut alors arriver à mettre en évidence un « battement » entre les deux fréquences : il y a apparition, dans le courant de la cellule, d'une composante haute fréquence que l'on peut voir sur un excellent oscilloscope : on arrive à un battement à moins de 100 MHz. Cela peut sembler énorme, mais il ne faut pas oublier que les fréquences des oscillations lumineuses sont de l'ordre de 5.10¹⁴ Hz : pour que ces deux lasers présentent un battement à une fréquence inférieure à 10⁸ (100 MHz), il faut déjà que les deux fréquences des lasers monomodes soient égales à 10⁸/5.10¹⁴ soit à 5.10⁻⁷ près.

C'est un travail de patience pour arriver à voir ce battement, tant il est facile de « sauter par dessus » en réglant la fréquence d'un des lasers, mais il s'agit là d'un phénomène physique sans précédent. L'auteur de ces lignes a eu la chance d'assister à une telle expérience, qui montre jusqu'à l'évidence la qualité de « cohérence » de la lumière des lasers.

LES FRANGES D'INTERFÉRENCES ET LA DIFFRACTION

Quand on envoie la lumière d'un laser sur un obstacle quelconque qui disperse cette lumière, ou même simplement sur

un système optique (lentille ou miroir) qui agit sur elle, on constate que la lumière produite est fort peu homogène : elle présente des bigarrures étranges partout.

Cela tient à deux phénomènes, la diffraction et les interférences. Tout cela semble horriblement compliqué, mais la réalité est plus simple que les noms des phénomènes ne le font craindre.

La diffraction est le phénomène suivant : quand de la lumière arrive sur un petit obstacle, sur une raie fine, sur une fente, sur le bord bien net d'un écran, cet obstacle devient une source de lumière (Fig. 5). On a donc un envoi de lumière dans des régions que le faisceau F n'atteindrait pas lui-même (sur la figure 5, nous avons supposé que le faisceau F était fait de rayons parallèles, le petit objet O les « diffracte » dans toutes les directions).

Ce phénomène n'est pas propre au laser : les petites particules de poussière que l'on voit remuer dans un faisceau de rayons solaires émettent de la lumière par diffraction.

Seulement, quand il s'agit de lumière laser, tout est spécial. Tant qu'il n'y a qu'un seul obstacle qui disperse des rayons par diffraction, tout va bien (et encore...), mais dès qu'il y en a deux, c'est la panique...

Pourquoi? Parce que les deux points lumineux (ou qui en tiennent lieu) vont envoyer des ondes lumineuses qui vont faire des interférences, comme dans le cas des points P₁ et P₂ de la figure 2. Suivant la position d'un point sur un écran, il recevra plus ou moins de lumière, selon que les ondes lumineuses diffractées par les deux points arrivent en phase ou en opposition de phase.

Il y aura donc des raies sombres et claires un peu partout. Et,

même s'il n'y a qu'un seul point diffractant la lumière, comme dans le cas de la figure 5, on constatera déjà des séries de raies sombres et claires, par interférence entre la lumière directe du Laser et la lumière diffractée par O.

C'est d'ailleurs ce jeu d'ombres et de lumière qui est une sorte de « signature optique » de la position du point diffractant O. En plaçant, dans le faisceau du Laser, un objet, et en enregistrant sur une plaque photographique les dessins bizarres produits par l'interférence des ondes diffractées par l'objet et des ondes directes, on obtient une sorte d'« empreinte lumineuse » de l'objet. On appelle cela un « hologramme ». A partir de cet hologramme, en utilisant la même lumière cohérente, on peut reconstituer l'objet, dans ses trois dimensions.

LE LASER A RUBIS

Le principe du Laser est donc de placer, entre deux miroirs adéquats, constituant une cavité résonnante, un milieu qui puisse produire de la lumière ou amplifier une onde lumineuse qui passe, quand celle-ci est à une fréquence égale à celle que le milieu « photogénérateur » aurait produite par lui-même.

Mais il n'est pas indispensable que ce milieu générateur (ou amplificateur) de lumière soit un gaz ionisé.

On peut faire appel à un solide, essentiellement à un cristal, dans lequel on a activé quelques atomes... en les éclairant très fort.

Le cristal en question peut être un rubis (souvent du type artificiel), ou un verre spécial au néodyme. On en fait un petit cylindre, parfaitement taillé sur deux bouts, souvent en faces planes et parallèles. Quelquefois, une des faces est métallisée; elle peut présenter la forme de « prisme en toit », assez analogue à celui qui, dans les appareils photographiques reflex, redresse l'image pour en permettre l'observation en sens normal.

Il reste à éclairer « très fort » ce cylindre. Le plus souvent, on fait appel, pour cela, à un tube à décharge dans un gaz, analogue à celui que les photographes emploient dans les lampes éclair dites « électroniques ».

C'est un condensateur de forte capacité qui stocke une énergie énorme (plusieurs centaines de Joules) qu'on va décharger dans le tube éclair, produisant un « flash » d'énorme puissance.

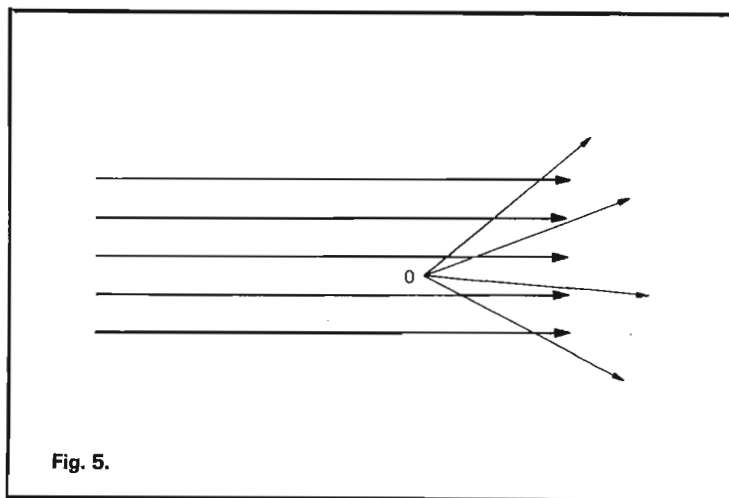


Fig. 5.

Comme il faut que la lumière émise par ce tube soit concentrée au maximum dans le cristal, on utilise souvent la disposition de la figure 6. Le rubis et le tube flash sont placés dans un miroir en forme de cylindre à base elliptique. Le tube occupe un foyer de l'ellipse, le rubis un autre. Ainsi, presque tous les rayons issus du tube flash, après réflexion sur le miroir elliptique, vont converger dans le rubis.

On déclenche l'éclair du flash, en amorçant le tube par une électrode auxiliaire, souvent extérieure au tube, qui provoque un commencement d'ionisation dans le gaz du tube (souvent du Xénon). Un éclair blanc-bleuâtre d'une intensité énorme (mais non cohérent) sort du tube; la majeure partie de la lumière entre dans le rubis, active des atomes de ce dernier, et le fonctionnement Laser donne un éclair rouge d'une grande puissance.

LA COURSE AUX MÉGAWATTS

Malheureusement, dans le système décrit ci-dessus, on obtient non un éclair unique sortant du rubis, mais une succession de petits éclairs, se produisant pendant l'éclair du flash. En effet, dès que le rubis a accumulé, dans ses atomes excités, suffisamment d'énergie, il fait partir un éclair Laser, perd son énergie, en reçoit de nouveau par l'éclair du flash qui dure plus longtemps, refait un éclair Laser, etc.

L'idéal serait donc de « bourrer d'énergie » le rubis, en lui interdisant de fonctionner en mode Laser avant que la totalité de l'éclair du flash ait activé les atomes du

rubis : on sait que ces derniers peuvent rester dans l'état excité quelques microsecondes, même quelques centaines de microsecondes, sans qu'il y en est un nombre trop grand qui se désactive spontanément (par émission d'une lumière très analogue à la fluorescence).

On peut y arriver de différentes façons.

La première, historiquement parlant, consiste à utiliser un milieu à transparence commandée, dite « cellule de Kerr ». Sans entrer dans trop de détails, disons que certains liquides peuvent, quand ils sont placés entre des filtres polarisants croisés, ne laisser passer aucune lumière, alors que si, en plus, on leur applique un champ électrique, le passage de la lumière est rétabli.

On peut donc interposer une telle cellule sur le passage des rayons, entre les miroirs parallèles de l'interféromètre. On attend que l'éclair du flash soit terminé et on rend la cellule transparente : l'éclair Laser jaillit à ce moment.

Un autre moyen consiste à utiliser un « verre non linéaire ». Il s'agit d'une sorte de verre qui a la curieuse propriété d'être relativement opaque pour les faibles intensités lumineuses, et très transparent pour les fortes intensités de lumière. Il agit, en quelque sorte, à l'opposé de ces verres de lunettes spéciaux, qui deviennent plus absorbants au soleil qu'à l'ombre.

Une lame d'un tel verre, placée entre les miroirs, retarde un peu la production de l'éclair Laser, ne le laissant se produire que quand l'énergie disponible est presque à son maximum.

La solution la plus répandue consiste à faire tourner un des miroirs normalement parallèles de

l'interféromètre. A chaque tour, si la position de l'axe de rotation est bien réglée, le miroir tournant devient rigoureusement parallèle au miroir fixe, pendant un temps extrêmement court.

La rotation du miroir est extraordinairement rapide (300 à 500 tours par seconde, soit 18 000 à 30 000 tr/mn). On repère la position du miroir par un faisceau lumineux réfléchi sur lui, calé de telle façon qu'il déclenche l'éclair du flash un peu avant que le miroir tournant arrive au parallélisme avec le miroir fixe. Le retard introduit est choisi égal à la valeur voulue pour que l'éclair du flash ait produit la quasi-totalité de son énergie. C'est au moment du parallélisme des miroirs que se produit l'éclair Laser, très court (moins de 100 ns) et d'une extrême intensité.

En combinant le miroir tournant et le verre « non-linéaire », on est arrivé à produire des éclairs Laser de quelques nanosecondes, ayant une puissance crête qui se chiffre alors en centaines de mégawatts.

Pour aller plus loin encore dans la course aux puissances, on emploie un premier laser à rubis qui produit une impulsion lumineuse, sa lumière étant envoyée dans un second Laser à rubis, qui sert, cette fois, d'amplificateur.

On peut ainsi dépasser le gigawatt, mais une telle énergie ne peut être transmise dans l'air : il a production d'étincelles dans le passage du faisceau.

LES LASERS SEMI CONDUCTEURS

On connaît les diodes photo-émissives (L.E.D.). La jonction

semi-conductrice est génératrice de lumière. Si on donne à la diode une forme spéciale, avec une épaisseur très faible, deux faces rigoureusement planes et parallèles, l'une métallisée avec dépôt épais, l'autre avec une métallisation semi-transparente, on réalise ainsi un Laser.

L'épaisseur étant minime, les dimensions des miroirs extrêmement faibles, la directivité du faisceau d'un tel Laser est moindre que dans le cas du Laser à gaz ou à rubis, mais c'est une solution extrêmement simple.

APPLICATIONS DES LASERS

Chose étrange, la recherche sur les Lasers a conduit à des résultats fort intéressants avant que l'on ne sache exactement ce que l'on allait faire de cette lumière. On a dit qu'il s'agissait d'une « solution qui cherchait son problème ». Mais, depuis, on a trouvé des foules d'emplois. Outre la recherche scientifique, le faisceau à haute énergie, focalisable en un point extrêmement précis, a reçu des masses d'applications mécaniques, allant du micro-forgeage à la découpe des circuits intégrés, en passant par l'ajustage des résistances en dépôt métallique, sans parler des utilisations en télécommunications (la finesse du faisceau est un avantage énorme), en médecine et en chirurgie (on emploie des « bistouris Laser » pour des interventions sur le fond de la rétine). Il serait presque impossible de dresser maintenant un tableau des applications de ce nouveau moyen de production de la lumière, et d'ailleurs, une rubrique spéciale tient régulièrement les lecteurs de la Revue au courant des progrès dans ce domaine.

LUIS G. MONTRES

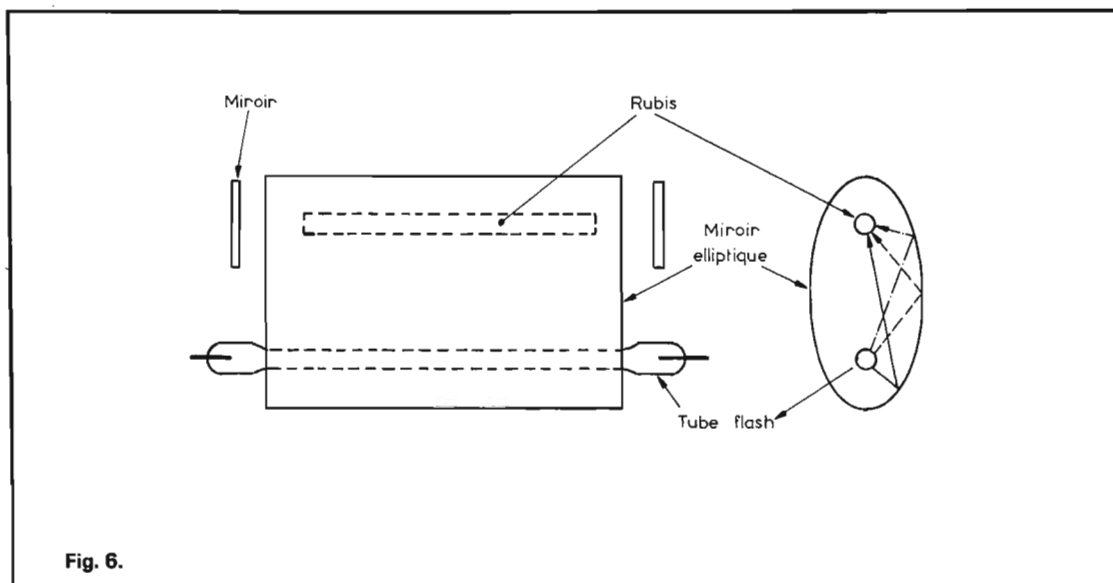
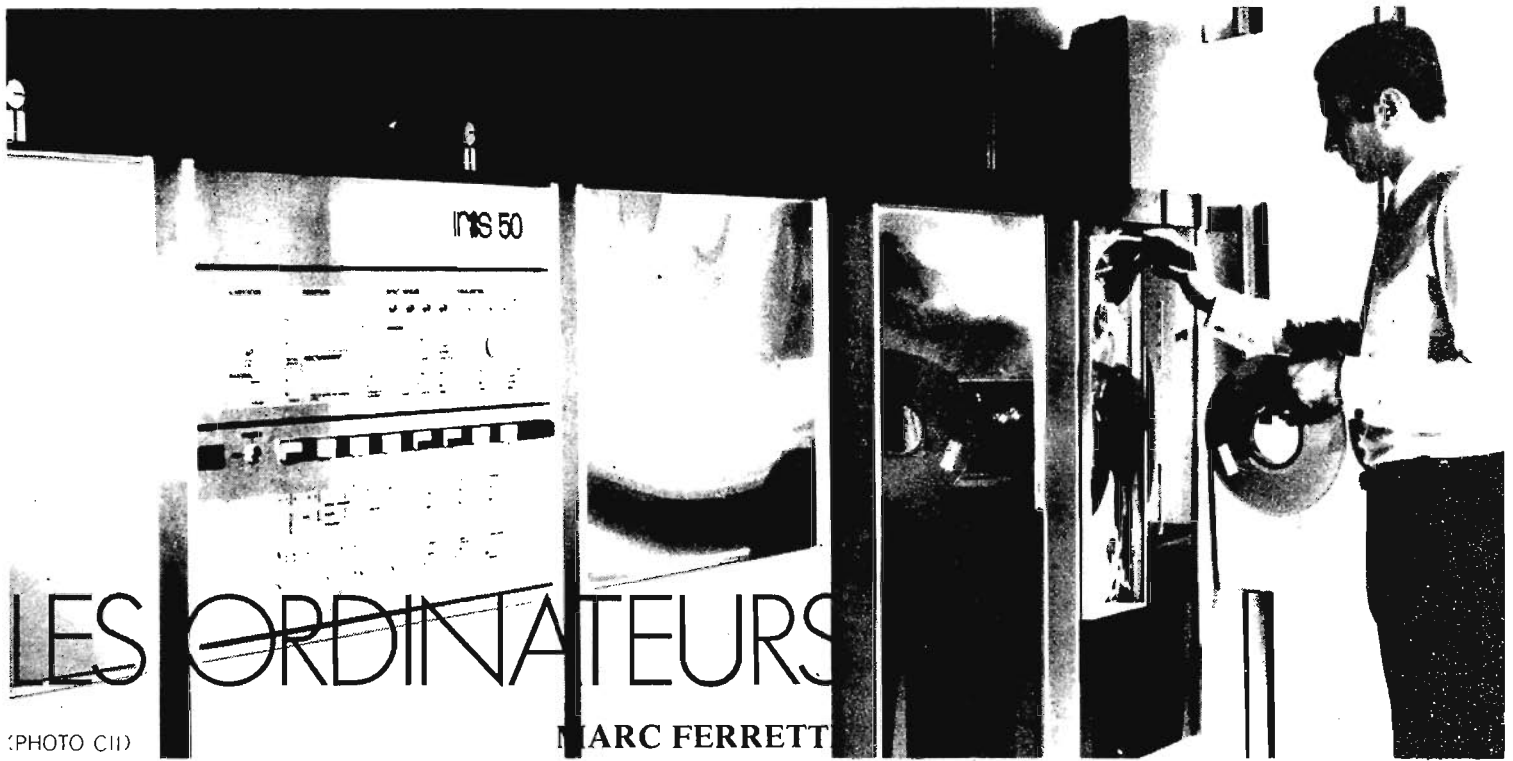


Fig. 6.



(PHOTO CII)

LES ORDINATEURS

MARC FERRETT

INFORMATIQUE

PERSONNE n'ignore que la science des calculateurs a vu le jour pendant la Deuxième Guerre mondiale, grâce aux ressources énormes qui lui ont été consacrées par l'administration militaire américaine; dès 1942, de vastes projets scientifiques (calculs balistiques par exemple) ont exigé la mise au point rapide de machines à calculer automatiques (photo n° 1) nécessaires pour résoudre des équations algébriques et différentielles compliquées.

Le calcul scientifique n'a jamais cessé d'être l'un des principaux stimulants de la science des calculateurs. Des problèmes complexes se posent dans toutes les sciences, et d'abord en physique, en chimie, en sociologie et en biologie, et dans tous les domaines de l'organisation scientifique du travail. Les calculateurs ont exercé dans tous ces secteurs une influence extraordinaire et sont devenus indispensables.

Au début, l'utilisation des calculateurs était limitée non seulement par le petit nombre de machines, mais aussi par leur accès difficile. L'utilisation des techniques « conversationnelles » offre, aujourd'hui, aux utilisateurs

une interaction permanente avec la machine, au moyen de dispositifs d'entrée-sortie perfectionnés, en particulier des systèmes d'affichage graphique.

Ce n'est qu'à un stade ultérieur que les calculateurs électroniques ont été appliqués au traitement des données dans l'administration et les affaires. Les procédures comptables telles que l'établissement des feuilles de paye et des factures, la manipulation de fichiers de diverse nature ont posé les premiers problèmes de cette catégorie. Ces applications se distinguent du calcul scientifique par l'existence d'une part, de structures de données plus complexes, et d'autre part, d'opérations arithmétiques moins élaborées. Sous l'impulsion du progrès des sciences de la gestion, et grâce au vaste potentiel de calcul offert par les ordinateurs, le traitement de données commerciales et administratives est devenu beaucoup plus complexe : il s'agit de régler des procédures d'optimisation pour le contrôle des stocks, la répartition des ressources, la planification, l'analyse des marchés, la simulation des systèmes, l'analyse des investissements... Les travaux de ce type sont souvent impossi-

bles à distinguer du calcul scientifique, effaçant ainsi toute distinction nette entre les deux types d'applications.

LES GÉNÉRATIONS D'ORDINATEURS

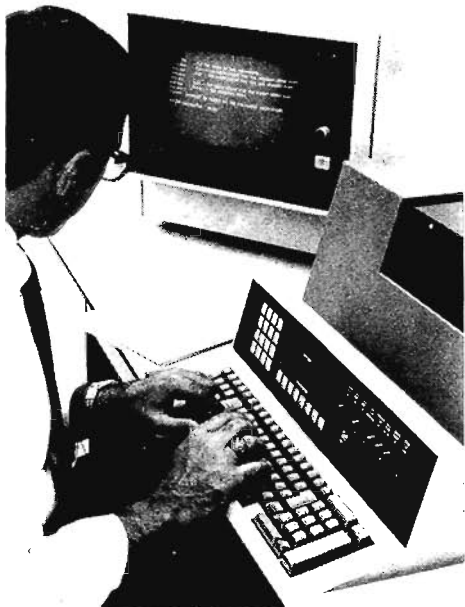
Depuis le moment où le premier ordinateur électronique digital disponible commercialement a assuré le traitement des données du recensement des États-Unis, en

1950, quatre générations successives ont vu le jour, caractérisées, chacune par une mutation technologique suffisamment importante.

Les ordinateurs de la première génération (les Univac I et II, les IBM 701, 704, 705 et 709, le Mercury de Ferranti...) se caractérisent par l'emploi du tube électronique comme composant de base. La seconde génération date de 1960; elle fait appel largement aux transistors (IBM 7090 et 7094, Univac 1107, RCA 301 et 501).



Photo n° 1 - Les calculateurs sont devenus rapidement un outil indispensable. (Cliché NCR)



◀ Photo n° 2
L'écran cathodique permet à l'opérateur d'instaurer un dialogue encore plus ouvert avec l'ordinateur.
(Cliché IBM)



Photo n° 3 ▶
L'ordinateur en temps réel: l'utilisation communique directement avec l'unité centrale du calculateur.
(Cliché Marconi)

C'est en 1965 que la troisième génération d'ordinateurs (IBM 360 et CDC 6000, IRIS 50, ICL 1900, RCA Spectra 70, GE 635) a fait son apparition. Elle est caractérisée par une nouvelle organisation logique et non pas par une modification de la technologie des circuits. Les modifications de l'organisation logique ont porté sur la protection de mémoire, permettant le déroulement simultané de plusieurs programmes (« multiprogrammation »), et sur la desserte de plusieurs stations terminales simultanées: l'ordinateur peut communiquer en même temps avec des dizaines d'utilisateurs.

La série IBM 370, présentée en juillet 1970, représente une évolution vers la quatrième génération. Cette génération nouvelle est conçue en vue des besoins en télétraitement, en multiprogrammation et en traitement des grandes banques de données. Les ordinateurs de la quatrième génération doivent être caractérisés par :

- des circuits de grande complexité logiques: les « LSI » (large-Scale Intégration) où un nombre important (100 et plus) de circuits électroniques se trouvent concentrés sur un même élément semi-conducteur.
- un « parallélisme » accru: possibilité de mise en parallèle de plusieurs unités centrales et de plusieurs ensembles de stockage des informations, avec des cadences très élevées de transmission entre sous-ensembles.
- le système d'exploitation (« operating system ») supervisant le flux

des travaux au sein de l'ordinateur est, partiellement mécanisé: il se trouve donc câblé, relevant ainsi du domaine du « hardware »*.

- les possibilités d'interaction avec des postes de télétraitement doivent être sensiblement augmentées, atteignant le niveau de 1 000 postes terminaux.

BATCH ET TIME-SHARING

Ces générations successives peuvent également être définies par la manière dont elles traitent les problèmes. Dans la première

génération, ceux-ci étaient traités un par un. Dans la seconde génération, ils étaient traités par « lots » (batch-processing), plusieurs problèmes sont « enfilés » dans l'ordinateur qui les traite l'un après l'autre en passant automatiquement d'un problème au suivant.

Les ordinateurs de troisième génération constituent des usines à traiter l'information, traitant les données automatiquement dans un processus continu. Les problèmes, introduits par cartes perforées le plus souvent, sont placés dans une mémoire relativement lente qui constitue un réservoir de stockage

de l'information. Leur introduction dans l'unité centrale de traitement est programmée automatiquement, selon leurs caractéristiques; après traitement, les résultats sont dirigés à nouveau vers une mémoire de stockage, à partir de laquelle ils peuvent être imprimés sur place ou à distance.

Cette mémoire lente, réservoir des informations, est constituée par des ensembles de disques magnétiques.

Une variante du « Batch-processing » est la « remote-batch » ou transmission à distance des lots de travaux. On la rencontre dans les organisations qui possèdent un ordinateur de traitement central, et des équipes d'exploitation dans des stations réparties en divers lieux plus ou moins éloignés du système central. Lorsqu'un travail est prêt dans une des stations, sous forme de cartes perforées ou de bandes magnétiques, il est introduit dans le terminal, transmis à l'ordinateur et enregistré sur une bande ou un disque magnétique. Le traitement sera fait ultérieurement (la nuit par exemple) en mode par lots. Les résultats seront renvoyés, par exemple le lende-



Photo n° 4 - Les ordinateurs de quatrième génération sont conçus pour le traitement parallèle et le partage de temps. Les opérations en temps réel, le calcul à distance, l'interrogation à distance, le traitement en ligne sont disponibles; ils disposent, en outre, de toutes les possibilités requises pour un travail en temps partagé.

(Cliché Burroughs)

* Le « hardware » signifie, littéralement, « quincaillerie ». C'est en fait tout ce qui est « palpable » dans un système: mémoires, imprimantes, circuits divers. Tout ce qui n'est pas palpable (les programmes) fait partie du « software ».

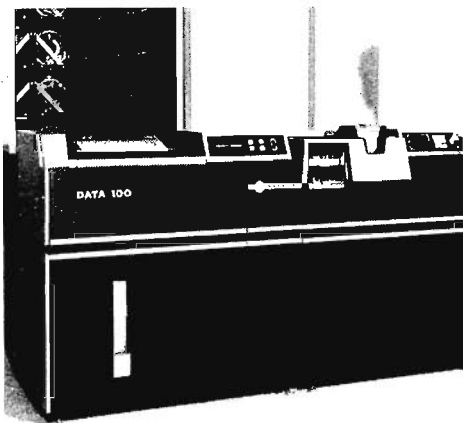


Photo n° 5 - Terminal lourd destiné à l'exploitation à distance des ordinateurs en « remote batch ». (Cliché Sintra)

main, par le processus inverse. Ce mode conduit à un coût beaucoup moins élevé que le traitement « on line », c'est-à-dire en mode d'exécution non différée.

Si l'on veut un temps de réponse plus court (de l'ordre de l'heure), il faut travailler en « remote job entry » : dès que l'ordinateur reçoit un travail il le met immédiatement à une place qui est fonction de sa priorité dans la file d'attente des travaux en cours d'exécution. On évite ainsi d'attendre qu'un lot de travaux soit constitué pour commencer l'exécution du premier, et que tous les travaux soient terminés pour commencer la

transmission, en retour, des résultats.

En mode « time-sharing », le temps de réponse est encore plus court. Dans un système travaillant en « time-sharing » (ou « temps partagé ») plusieurs utilisateurs engagent concurremment une série d'interactions avec un ensemble de traitement de l'information, en vue de résoudre, chacun, son problème. L'utilisation cherche à recevoir, à son terminal, des réponses immédiates plutôt que d'attendre la fin du cycle de traitement d'un lot de travaux.

Marc FERRETI

PETIT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

De nombreuses expressions couramment utilisées dans le monde des informaticiens, sont d'origine anglaise. Nous avons jugé intéressant d'établir une compilation des termes les plus utilisés.

ADD (to) : additionner.

BATCH : lot « batch processing » traitement par lots, traitement différé.

BCD (« binary codes decimal ») : décimal codé binaire.

BIT (« binary digit ») : chiffre binaire.

BUFFER : tampon - « buffer storage » : mémoire tampon.

BYTE : groupe de positions binaires. « 8-bit byte » : octet. « 4-bit byte » : quartet.

CALCULATOR : machine à calculer.

COBOL : « common business oriented language » : langage orienté vers les problèmes de gestion.

COMPILE (to) : compiler « compiler » : compilateur - « compiling » : compilation.

COMPUTER : ordinateur - « computer-aided design » : conception assistée par ordinateur.

« computer-aided instruction » : enseignement assisté par ordinateur.

« computer manufacturer » : constructeur d'ordinateur.

« computer-output microfilming », impression sur microfilm.

COMPUTING : calcul.

CONSOLE : pupitre de commande.

CONTROL : gestion, commande.

CORE : noyau, tore magnétique. Par extension : mémoire centrale.

CPU : - « central processing unit » : unité centrale.

CRT - « cathode-ray tube » : tube cathodique.

DATA : données - « data bank » : banque de données.

« data communication » : transmission de données.

« data compression » : compression de données.

« data handling » : traitement de données.

DEBUG (to) : mettre au point (un programme), dépanner (une machine).

DECIMAL : décimal.

DECREMENT : pas de régression, diminution.

DELAY : retard.

DELETE (to) : éliminer, effacer.

DESK : pupitre, bureau, « desk calculator » : calculateur de bureau.

DEVICE : dispositif.

DIGIT : chiffre décimal ou binaire.

DIGITAL : digital.

DISC : disque.

DISPLAY : affichage.

DIVIDE (to) : diviser.

(à suivre)

A NICE JEAN COUDERT

*vous présente
le plus grand choix
aux meilleurs prix...*

TOUS LES MATÉRIELS
HI-FI

*ainsi que les KITS
accessoires, haut-
parleurs, etc.*

Service après-vente

INSTALLATION GRATUITE - CRÉDIT

JEAN COUDERT 85. bd de la Madeleine
06-NICE - Tél. : 87-58-39

NOUVEAU STUDIO D'ENREGISTREMENT

2 SALLES - CONTROLE VIDEO - PIANO

LOCATION POSSIBLE POUR RÉPÉTITIONS

Enregistrement de groupes, solistes, sur du
MATÉRIEL PROFESSIONNEL PAR SPÉCIALISTES
CONSOLE 24 VOIES - 4 SORTIES :

Effets, échos, réverbération, phasing, etc.

GRAVURE DE DISQUES 33/45 T - REPIQUAGES 78 T

COLLECTIONNEURS! Faites réenregistrer vos précieux 78 tours sur bande ou sur « microsillons » 33 ou 45 tours avec corrections de gravure.

ENREGISTREMENTS DE :

Maquettes, disques souples pour publicité, sonorisation de diapo, de films pour l'audiovisuel (musique ou commentaires). Programmation par « tops » magnétiques.

ENREGISTREMENTS de cours pour l'orthophonie, la phonétique, l'audiothérapie.

REPRODUCTION MULTIPLE : bandes, cassettes, cartouches.

**ENREGISTREMENTS VIDÉO
PRESSAGE DE DISQUES**

ON « TOURNE » 24/24 SUR
Rendez-vous

**LOCATION DE SONO
HI-FI**

**TOUTES LES GRANDES MARQUES
AUX MEILLEURS PRIX**



OUVERT de 10 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
FERMÉ : Dimanche et Lundi
★ C.C.P. 30004-81 La Source
★ METRO : Temple ou République

175, rue du Temple 75003 PARIS
Tél. 272-99-92

EXPÉDITIONS : 1/3 à la commande par mandat ou chèque bancaire à l'ordre d'AUDITORIUM 2. Le solde contre-remboursement. PORT EN SUS.

ALARMES ELECTRONIQUES (2)

ALIMENTATION 0~25 V.

DANS un précédent article paru dans le Haut-Parleur de décembre 1973, on a décrit un dispositif universel d'alarme. Il utilisait un circuit intégré et, par conséquent, il possède

les avantages inhérents à ce choix de semi-conducteurs : simplification de la réalisation, réduction du volume et du poids, possibilités multiples d'emploi et prix de revient modéré.

Dans la même catégorie, des spécialistes ont étudié d'autres circuits intégrés, également destinés aux appareils d'alarme et utilisables dans de nombreuses applications comme celles citées dans le

précédent article. Le CI adopté est cette fois-ci le 3040 de la marque INTECH disponible chez TEKELEC - AIRTRONIC à Sèvres.

LE 3040

Ce circuit intégré est monté dans un boîtier rectangulaire DUAL IN LINE de forme et dimensions classiques, à 14 broches dont le branchement est donné à la figure 1. Les caractéristiques maxima de ce CI sont données au tableau I ci-après :

lui conviennent ou être monté comme composant amovible, dans un support 14 broches et dans ce dernier cas, c'est le support qui sera soudé par ses 14 broches aux connexions de la platine de câblage.

Le 3040 est un CI monolytique

Tension d'alimentation	+ 18 V
Tension d'entrée	5 V
Courant constant de sortie	100 mA
Courant oscillant de sortie	100 mA
Gamme de température	- 25 °C à + 85 °C
Température de stockage	- 55 °C à + 125 °C

Ce CI comme tous ceux de même forme, peut être soudé directement aux connexions qui

fonctionnant comme moniteur à quatre tensions de niveaux différents. Chaque entrée est portée à

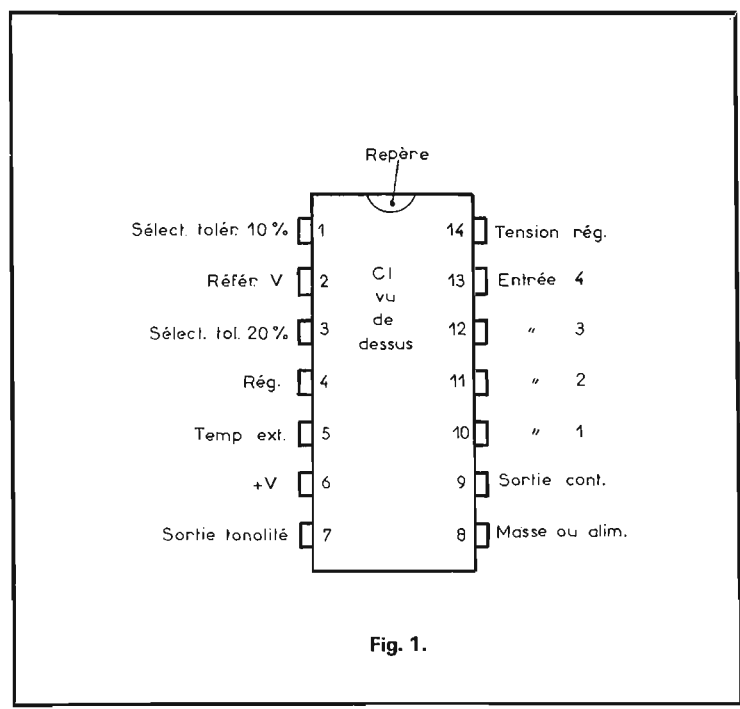


Fig. 1.

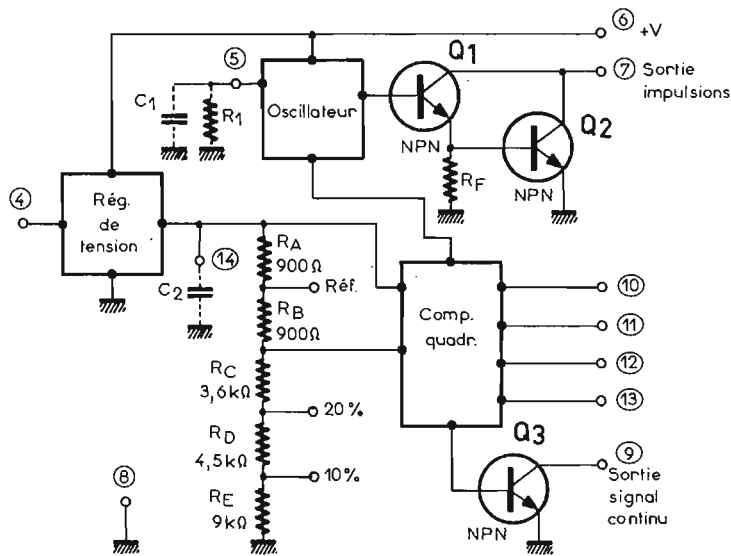


Fig. 2.

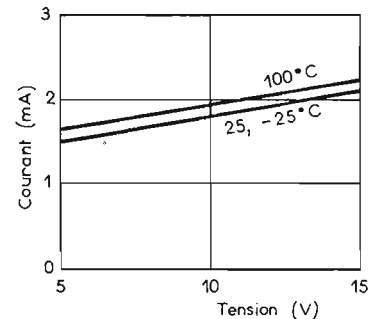


Fig. 3.

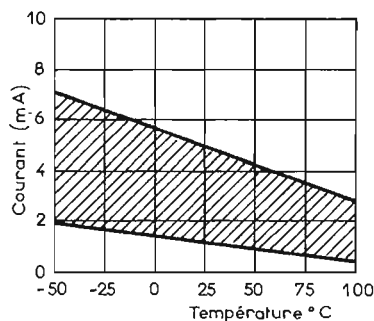


Fig. 4.

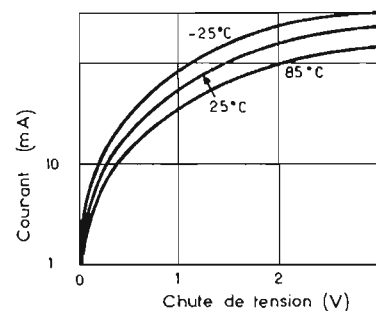


Fig. 5.

un niveau de tension déterminé. Selon les entrées, si le niveau vient à varier de plus de $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, ou de $\pm 20\%$, l'alarme de produit.

Deux sorties sont disponibles, l'une fournit un signal continu pouvant commander une LED (diode électro-luminescente), une ampoule, ou une entrée de circuit TTL. L'autre sortie donne un signal à impulsions susceptible d'actionner un haut-parleur ou un flash (éclair) pour photo éventuelle. Une tension très bien stabilisée, de 2,4 V est produite par le CI et peut être prélevée pour une application extérieure. Le CI peut être alimenté par une source de 4,5 à 18 V. A noter que pour le niveau à $\pm 5\%$, les points 1 ou 3 ne doivent pas être utilisés.

APPLICATIONS GÉNÉRALES

On donne à la figure 2 le système simplifié du CI avec les composants extérieurs nécessaires à l'étude de son fonctionnement.

Les « points » de terminaison (broches du CI) sont indiqués par

des numéros 1 à 14 et correspondent évidemment à ceux indiqués à la figure 1.

Tous les éléments intérieurs du CI figurent sur le schéma mais on y trouve également trois composants à monter à l'extérieur : C_1 , R_1 , et C_2 dont les connexions sont d'ailleurs marquées en pointillé.

Ils doivent être montés entre masse et les points terminaux 14 (C_2) et 5 (C_1 et R_1). L'examen du schéma permet de voir que dans ce CI se trouvent trois parties importantes : l'oscillateur, le comparateur quadruple et le régulateur de tension. Ce dernier donne une tension régulée de 2,5 V aux bornes d'un diviseur de tension branché entre le point 14 et la masse, donc en parallèle sur le condensateur extérieur C_2 .

Le point 14 correspond également à un point du comparateur, d'autre part le point 4 permet l'emploi de la tension régulée pour une utilisation extérieure si nécessaire.

On voit que le diviseur de tension permet d'obtenir des rapports de tension différents et bien déterminés. Ces rapports sont choisis

de façon à ce que, dans le cas d'aucune connexion extérieure, la tension aux bornes de la résistance de $900\ \Omega$ (R_A) soit égale exactement à 5% de la tension régulée totale. Les 95% restants de cette tension totale servent de tension de référence pour le comparateur quadruple.

Si l'une des entrées, 10, 11, 12 ou 13 se trouve à une tension différente du potentiel de référence, les tensions d'action : de signal continu (point 9) ou à impulsions (point 7) sont engendrées et utilisables.

L'oscillateur commande depuis sa sortie un amplificateur DARLINGTON à deux transistors NPN, Q_1 et Q_2 avec sortie sur leurs collecteurs. Ce DARLINGTON est évidemment à l'intérieur du CI tout comme Q_3 , amplificateur NPN pour la sortie du signal continu du point 9.

On voit, en examinant le diviseur $R_A - R_B - R_C - R_D - R_E$ qu'il possède des prises, l'une au point 1, l'autre au point 3.

Lorsqu'on met à la masse le point 1 (donc R_E court-circuitée) le rapport de division passe à 10%

ou bien de 5% tandis que si l'on met à la masse le point 3, le rapport passe à 20%.

COURBES CARACTÉRISTIQUES

Pour le projet de l'appareil d'alarme convenant dans une application déterminée, il est utile de connaître les caractéristiques du CI, obtenues d'après des mesures faites par le fabricant, que l'utilisateur pourrait d'ailleurs effectuer également s'il le désire pour vérifier les courbes fournies.

A la figure 3 on donne la consommation, au repos, du CI, en fonction de la tension d'alimentation.

En ordonnées la consommation en mA, et en abscisses la tension. On voit que la consommation croît avec la tension, depuis 1,5 mA environ pour 5 V jusqu'à 2,1 mA environ pour 15 V. Le courant croît aussi d'une fraction de mA (0,15 environ) lorsque la température passe de $-25\ ^\circ\text{C}$ à $100\ ^\circ\text{C}$.

A la figure 4, la variation du courant d'alimentation, en fonction de la température est donnée avec plus de précision.

En ordonnées, le courant, en mA et en abscisses la température depuis -50°C jusqu'à $+100^{\circ}\text{C}$.

Voici à la figure 5, la chute de tension (en abscisses) en fonction du courant (en ordonnées) pour trois températures différentes.

Il s'agit du courant et de la tension de sortie du signal continu, point 9. Plus le courant consommé par l'utilisation augmente, plus la chute de tension (et non la tension) augmente. La variation du courant est également fonction directe de l'augmentation de la température, entre -25°C et $+85^{\circ}\text{C}$. A la figure 6, les courbes (chacune pour une température différente) donnent la chute de tension en fonction du courant à impulsions fourni au point 7.

La connaissance du comportement du dispositif lorsque la température varie est du plus haut intérêt dans un appareil d'alarme. On pourra ainsi prévoir un emplacement où la variation de la température ambiante soit faible afin qu'elle ne fausse pas le fonctionnement du système lorsque ce fonctionnement ne s'intéresse pas à la température comme élément de commande de l'alarme.

CARACTÉRISTIQUES DE FRÉQUENCE

A la figure 7 on donne la fréquence de l'oscillateur (en kHz) et la résistance R_1 en ohms avec la valeur de la capacité C_1 comme paramètre.

La mesure a été faite avec une tension d'alimentation de 10 V à la température ambiante de 25°C . On a fait varier R_1 d'une manière continue et on a essayé successivement des condensateurs C_1 de $10\ \mu\text{F}$, $1\ \mu\text{F}$, $0,1\ \mu\text{F}$, $0,01\ \mu\text{F}$, $0,001\ \mu\text{F}$ et $0,0001\ \mu\text{F}$ (100 pF).

Soit par exemple le cas de $C_1 = 0,1\ \mu\text{F}$. Lorsque R_1 varie de $5\ \text{M}\Omega$ à $500\ \text{k}\Omega$, donc dans le rapport $5/0,5 = 10$, la fréquence passe de 1 Hz à 7 Hz environ. Si C_1 diminue de n fois, la fréquence augmente de n fois, pour les mêmes valeurs de R_1 .

Dans le cas de montages d'essai où à plusieurs applications on pourra prévoir pour R_1 un potentiomètre de $5\ \text{M}\Omega$ en série avec une résistance fixe de $500\ \text{k}\Omega$ et pour C_1 un commutateur à 7 positions au plus, introduisant un circuit des condensateurs de valeurs convenables choisies d'après les

indications de la figure 7 ou encore, des condensateurs de valeurs intermédiaires par exemple, la succession des valeurs suivantes : $10\ \mu\text{F}$, $5\ \mu\text{F}$, $1\ \mu\text{F}$, $0,5\ \mu\text{F}$ etc.

Remarquons que la gamme des fréquences pouvant être obtenues avec cet oscillateur est très étendue, depuis 0,1 Hz (1 vibration complète pendant 10 s) jusqu'à 100 kHz, domaine ultrasonore.

Le signal de l'oscillateur est de forme rectangulaire à périodes partielles de durée inégale ou égale. Le rapport cyclique peut être modifié en agissant sur la valeur de R_1 , comme indiqué sur la figure 8, la capacité C_1 restant constante. Dans ce cas, si R_1 varie $5\ \text{M}\Omega$ à $0,5\ \text{M}\Omega$, le pourcentage

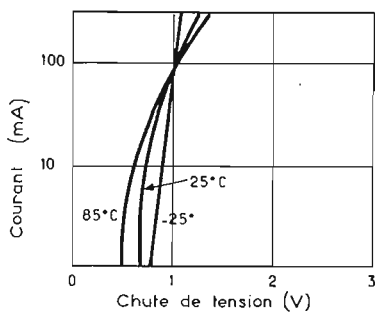


Fig. 6.

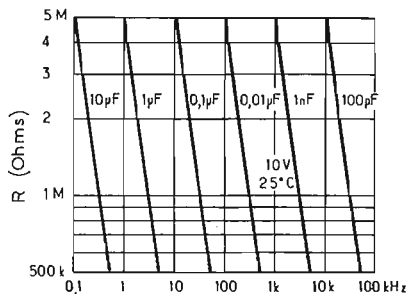


Fig. 7.

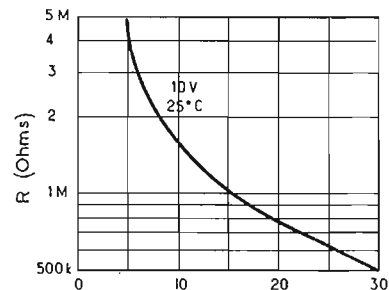


Fig. 8.

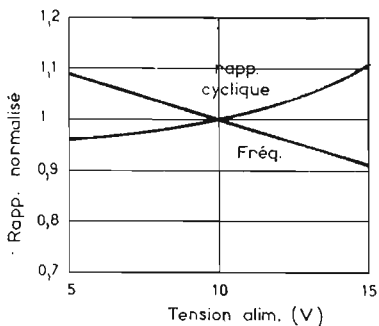


Fig. 9.

de rapport cyclique varie de 5 % à 30 %. La mesure a été faite à 25°C avec une alimentation de 10 V.

Remarquons que la variation de R_1 modifie aussi la fréquence et, de ce fait, cette dernière, si elle est imposée, devra être ramenée à la valeur requise en faisant varier la capacité selon la loi de la proportionnalité inverse.

A la figure 9, on donne en abscisses la tension d'alimentation en volts et en ordonnées la fréquence normalisée ou le rapport cyclique normalisé selon la courbe examinée.

Ainsi, si la tension d'alimentation est de 10 V par exemple, les deux grandeurs normalisées sont 1

ce qui correspond à une certaine fréquence f (déterminée par R_1 et C_1) et un certain rapport cyclique ϱ (déterminé par R_1).

On voit ainsi que si la tension d'alimentation passe de 10 V à 5 V, la nouvelle fréquence sera f multipliée par 1,08 (fréquence normalisée) tandis que la nouvelle valeur du rapport cyclique sera $0,96\varrho$ environ.

Les deux courbes indiquent que f et ϱ varient en sens inverse.

Voici aussi, à la figure 10 deux courbes montrant la variation des mêmes grandeurs normalisées en fonction de la température. Toutes deux diminuent lorsque la température augmente mais selon des lois différentes, celle du rapport cyclique étant linéaire.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Elles sont données par le
tableau II ci-après :

TABLEAU II				
(TA = 25 °C, V = + 5 to + 15 V)				
PARAMÈTRE	MIN.	TYP.	MAX.	UNITÉ
Tension d'alimentation courant	4,5		18	V
V _{CC} = 5 V pas d'alarme		1,5	3	mA
V _{CC} = 15 V pas d'alarme		3	6	mA
V _{CC} = 5 V alarme		3		mA
V _{CC} = 15 V alarme		6		mA
Courant d'entrée trigger chaque entrée		1	10	μA
Précision du courant trigger				
à 5 %	4,5		5,5	%
à 10 %	9		11	%
à 20 %	18		22	%
Tension de référence	2,3		2,5	V
Stab. de temp. de la tension de référence		± 50		ppm/°C
Sortie du signal continu				
chute de tension avec alarme				
à 10 mA		0,3	0,5	V
à 100 mA		1	2	V
Courant de fuite à 15 V		0,1	10	μA
Oscill. Chute de tension				
à 100 mA		1	1,8	V
Courant de fuite à 15 V		0,1	10	μA
Fréquences	0,1		10000	Hz
Rapp. cyclique	5		40	%
Temp. fonction	- 25		+ 85	°C
Temp. Stockage	- 55		+ 125	°C

MODE D'UTILISATION

Le moniteur quadruple réalisable d'après le schéma de la figure 2 et en tenant compte des caractéristiques du tableau II et des courbes données aux figures 3 et 10 peut être mis en fonctionnement comme suit : en premier lieu on choisit une tolérance : 5 %, 10 %, ou 20 %. Les points 1 ou 3 du CI seront connectés à la masse comme on l'a indiqué au cours de l'analyse du schéma ou laissés non connectés. La tension de commande qui doit être supérieure à 2,5 V provient du dispositif qui doit être surveillé. Cette tension est appliquée aux points d'entrée 10, 11, 12 ou 13 par l'intermédiaire des potentiomètres de 10 kΩ.

On a adopté, dans le schéma de

la figure 11 la terminologie suivante : V₁ = tension appliquée au potentiomètre dont le curseur est relié à l'entrée du point 12 et V₄ pour le point 13.

On règle ces potentiomètres de la manière suivante : par exemple, celui du point 10, on applique la tension V₁ à l'intégralité du potentiomètre et on modifie la position du curseur de façon à ce que la tension de référence du point 2 nommé justement point de référence, soit nulle par rapport à la masse.

Il suffira, par conséquent de brancher un voltmètre à forte résistance entre le point 2 et la masse.

Procéder de la même manière pour les autres entrées.

Remarquons, sur la sortie de la tension régulée, point 14, la pré-

sence d'un condensateur de découplage, ce condensateur ne doit pas être omis.

Sa valeur sera d'autant plus grande que la fréquence de travail sera faible, par exemple 10 μF à f = 1 kHz.

Cette sortie de tension régulée de 2,5 V, du point 14 est également utilisable comme point de référence.

La sortie 14 a une impédance de 10 Ω et peut fournir un courant de 5 mA.

D'autre part, la sortie TTL, point 9 doit être alimentée à un point d'alimentation distinct, de 5 V par l'intermédiaire d'une résistance de l'ordre de la centaine d'ohms.

Voici maintenant des schémas d'application donnant quelques idées sur les possibilités de monta-

ges pratiques du circuit intégré 3040 comme dispositif d'alarme.

APPLICATIONS

Si nécessaire, le dispositif d'alarme peut être commandé aussi bien par des tensions positives que par des tensions négatives. Si tel est le cas, connecter les entrées aux points les plus négatifs disponibles au lieu de la masse. De cette façon, toutes les tensions seront commandées par rapport au potentiel le plus négatif et de ce fait aucune connexion ne sera nécessaire.

Un exemple de montage est donné à la figure 12, valable pour les entrées 10, 11, 12 et 13. Remarquons que la tension négative est V₁ et le point opposé du potentiomètre est connecté à une tension de + 5 V au lieu de zéro volt (masse) comme précédemment.

Il faut que cette tension de 5 V soit plus stable que les autres et la dérive de l'alimentation sera plus faible que 2,4 %. Les tolérances sont alors : 4,54 % au lieu de 5 %, 8,3 % au lieu de 10 %, 14,2 % au lieu de 20 %.

A la figure 13 on donne un schéma avec valeurs des éléments convenant au cas où il y a des entrées de signaux de commande non utilisées. Dans ce schéma, il s'agit des entrées 10, 11 et 12, mises à la masse avec le point 2 de masse. Seule l'entrée 13 est commandée et reçoit une tension de commande dosée par le potentiomètre de 10 kΩ.

Sur ce schéma, on trouve aussi le mode de branchement de la sortie de tonalité point 7 reliée à un haut-parleur de 8 Ω; celui de la sortie du point 9 reliée à une diode luminescente LED.

A noter que ce point 9 peut aussi commander la luminosité d'une lampe ou d'un relais. Ce circuit peut aussi être sensibilisé pour une tension d'oscillation ou de ronflement qui se superposerait à une tension continue. La tension variable sera alors transmise au point d'entrée choisi directement depuis le point V₁ (ou V₂, ou V₃, ou V₄) vers le curseur et l'entrée 10, 11, 12 ou 13 respectivement par un condensateur de capacité convenable, par exemple 0,1 μF (voir figure 14). En adoptant ce montage, le fonctionnement sera assuré par une tension alternative de pointe de 120 mV avec 5 %, 230 mV avec 10 % et 420 mV avec 20 %.

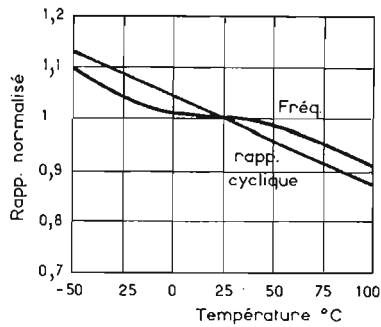


Fig. 10.

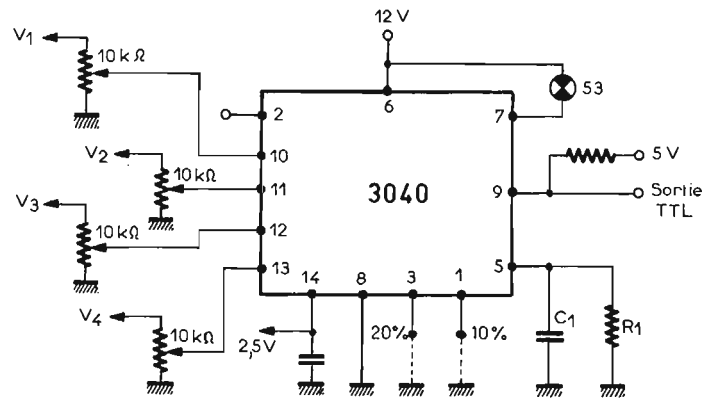


Fig. 11.

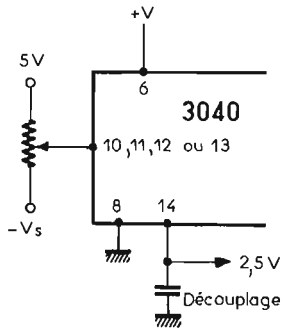


Fig. 12.

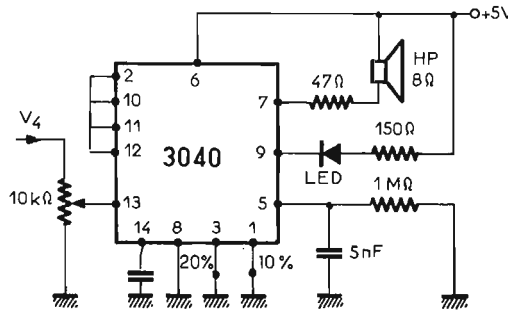


Fig. 13.

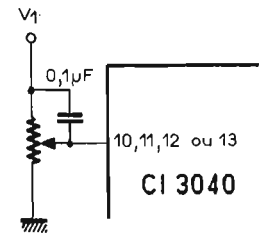


Fig. 14.

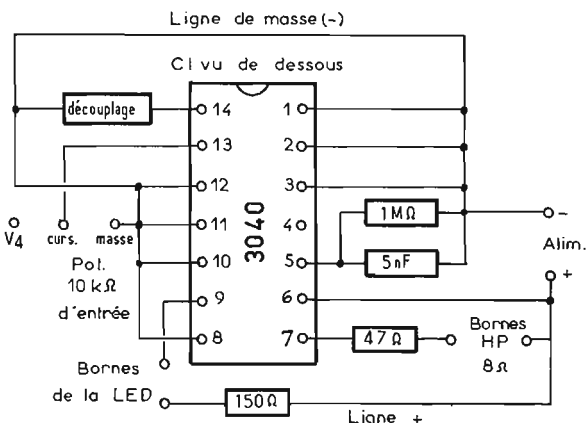


Fig. 15.

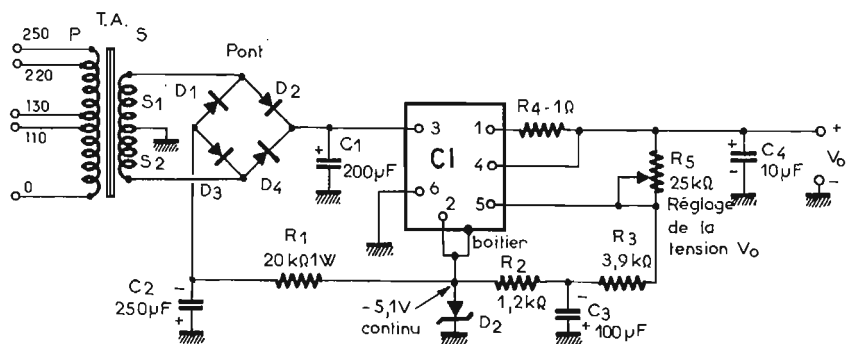


Fig. 16.

Voici à la figure 15 un plan de câblage « explosé » permettant d'élaborer une platine imprimée pour le montage du circuit de la figure 12.

Tout croisement des fils a été évité ce qui permettra d'adopter la même disposition des composants sur la platine imprimée ou sur une platine VEROBORD.

Les connexions sont en petit nombre. Une ligne de masse part de la borne - ALIMENTATION pour aboutir au point 8. A cette ligne négative sont directement connectés les points 3, 2, 1, 11, 10 et 8 ainsi que des fils de composants suivants : résistance de 1 MΩ et condensateur de 5 nF

dont les autres fils sont au point 5, le condensateur de découplage du point 14 (par exemple 10 μF) et le point de masse du potentiomètre.

La ligne positive V+ est connectée au point 6 et relie les points suivants : borne + alimentation, borne HP (l'autre va à la résistance de 47 Ω connectée à la sortie point 7); borne de 150 Ω reliée à la LED, celle-ci reliée au point 9 du CI.

ALIMENTATIONS

Ce montage d'alarme peut fonctionner avec des alimentations de tensions comprises entre 5 V et

18 V. Des tensions de 5 V, 9 V, 12 V, 15 V conviendront très bien. Des tensions réglées sont recommandables et le filtrage devra être de bonne qualité.

ALIMENTATION DE LABORATOIRE 0 - 25 V

Pour toutes sortes d'essais, en particulier pour déterminer la tension d'alimentation qui convient le mieux à un appareil en étude, il est intéressant de disposer d'une alimentation à tension de sortie réglable comme celle représentée par le schéma de la figure 16. On

utilisera des semi-conducteurs MOTOROLA. Le CI est le type MC 1561 R, les quatre redresseuses D₁ à D₄ constituent le pont MDA 920 - 3, la diode zener est un type 1 N 5231 - B.

On devra trouver un transformateur dont le primaire sera adapté ou adaptable à la tension du secteur, par exemple 0 - 110 - 130 - 220 - 250 V et le secondaire 45 + 45 V.

Le montage nécessite quatre résistances fixes, un potentiomètre R₅ de 25 kΩ linéaire et de préférence, bobiné. Il consommera un courant de l'ordre du milliampère. Pour obtenir la tension de sortie, il suffira de régler R₅.

Un générateur de formes d'onde à circuit intégré

DANS les laboratoires aussi bien que chez le particulier qui désire mettre au point, surveiller et au besoin soigner ou améliorer une installation Hi-Fi, le classique générateur BF, ne délivrant que des sinusoïdes, se trouve de plus en plus remplacé par ce qu'on appelle un générateur de fonctions. Un tel générateur délivre non seulement des sinusoïdes, mais aussi des rectangulaires et des triangulaires, et cette dernière forme d'onde rend particulièrement aisées les appréciations de linéarité qu'on peut être

amené à faire sur un amplificateur, à l'aide d'un oscilloscope. De plus, un tel générateur délivre une amplitude parfaitement stable, en fonction de la fréquence, et ce sans ces effets déroutants de retard de régulation qu'on observe souvent, avec un générateur à pont de Wien, lors d'un changement de gamme.

Or, la réalisation d'un générateur de fonctions, à composants discrets, demande un travail de câblage assez long, des appareils de mesure précis pour la mise au point, ainsi que des connaissances

assez approfondies sur le fonctionnement du montage et de ses composants, pour le cas, assez vraisemblable, que tout ne fonctionne pas comme prévu, lors de la mise sous tension.

Depuis peu, il existe un circuit intégré (Intersil 8038) qui est un générateur de fonctions complet et qui ne demande, dans la version la plus simple de son schéma d'utilisation, que cinq composants passifs auxiliaires. Sans coûter plus cher que le jeu équivalent de composants discrets, il facilite très

largement la réalisation d'un générateur. Certes, un étalonnage et une mise au point restent toujours nécessaires, et cette mise au point devra même être soignée, si on est exigeant quant aux performances, mais au moins, on est sûr que cela fonctionnera dès la mise sous tension. Et il est parfaitement possible de se contenter, dans un premier temps, d'une mise au point rapide à l'oscilloscope, quitte à parfaire, ultérieurement, les réglages et l'étalonnage, à l'aide d'un distorsiomètre et d'un fréquence-mètre numérique.

I. - CARACTÉRISTIQUES ET UTILISATION DU CIRCUIT INTÉGRÉ INTERSIL 8038

POURQUOI TROIS FORMES D'ONDE?

La plupart de nos lecteurs savent certainement à quoi sert un générateur de fonctions. Mais ceux qui l'ignorent, ne sont pas nécessairement des théoriciens n'aimant évoluer que dans l'abstrait. Au contraire, il ne leur sera facile d'étudier un principe que s'ils ont déjà une idée de ses applications.

La moins habituelle des trois formes d'onde, illustrées par la figure 1, est la triangulaire. En somme, il s'agit d'une tension qui varie linéairement en fonction du temps, tantôt dans le sens positif, tantôt dans le sens négatif. Et si un amplificateur, à l'entrée duquel on applique une telle triangulaire, la restitue sans déformation à sa sortie, on peut dire que cet

amplificateur est linéaire. Sur l'écran d'oscilloscope, cette linéarité est bien plus facile à vérifier que dans le cas d'une sinusoïde. Mais une triangulaire contient aussi des harmoniques impaires. Si sa fréquence de récurrence est de 10 kHz, elle contient également du 30 kHz, du 50 kHz, du 70 kHz, etc., et si l'amplificateur analysé ne passe pas les fréquences élevées, on observe une certaine déformation par « arrondi » sur la triangulaire. Cette forme d'onde accuse donc à la fois les défauts de linéarité en forme et en fréquence d'un amplificateur, et il faut encore savoir distinguer entre les deux.

Pour cela, on dispose de la rectangulaire, qui n'est rien d'autre qu'un courant continu découpé à une cadence plus ou moins rapide. Même en surmodu-

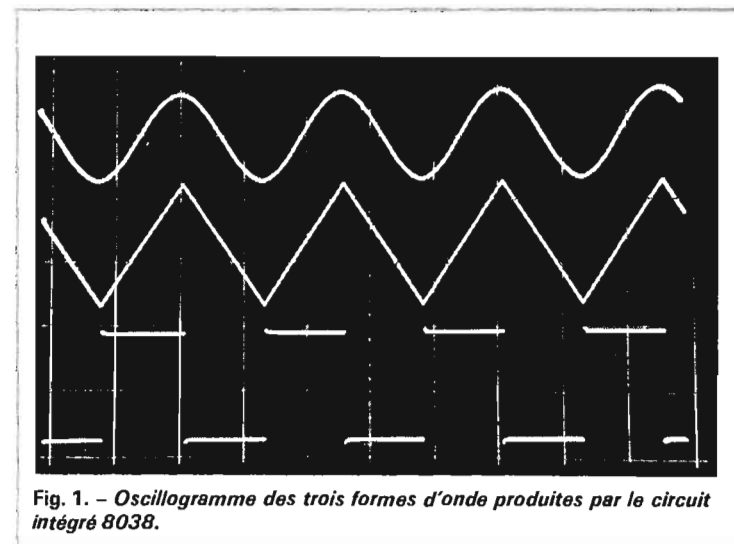


Fig. 1. - Oscillogramme des trois formes d'onde produites par le circuit intégré 8038.

lant ou en saturant un amplificateur avec une rectangulaire, c'est toujours une rectangulaire qu'on

obtient à sa sortie, alors qu'une triangulaire ou une sinusoïde se trouveraient fortement écrêtées.

Insensible à la non-linéarité de forme, la rectangulaire n'accuse ainsi que celle de fréquence. Un arrondi plus ou moins prononcé des flancs indique que l'amplificateur testé ne passe que difficilement les fréquences élevées, alors que les parties en principe horizontales indiquent, en s'inclinant ou en se déformant, un transfert insuffisant aux fréquences basses.

Si bien que la sinusoïde reste, finalement, réservée à des cas assez particuliers. On l'utilise, notamment, quand la méthode de la rectangulaire ne donne pas assez de précision, quant aux fréquences de coupure d'un amplificateur, et on procède alors à un relevé, point par point, d'une courbe donnant la tension de sortie en fonction de la fréquence. De même, on ne peut se servir que de la sinusoïde pour relever la courbe de réponse d'un correcteur d'enregistrement, d'un réglage de tonalité ou d'un filtre, car les autres formes d'ondes contiennent trop d'harmoniques, pour qu'un tel relevé soit valable. Pour ces applications, il est nécessaire que la sinusoïde soit disponible avec une amplitude parfaitement indépendante de la fréquence, et cette performance s'obtient beaucoup plus facilement avec la méthode du générateur de fonctions, qu'avec un générateur RC à pont de Wien. Finalement, la sinusoïde peut également servir à des mesures distorsionométriques, si son taux d'harmoniques propre est nettement inférieur au taux de distorsion de l'amplificateur analysé. Puisque ce sont, généralement, des taux de distorsion inférieurs à 1 % qu'on demande en la matière, tous les types courants de générateurs BF ne sont, de toute façon, utilisables qu'avec un filtre complémentaire.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU 8038

Le diagramme fonctionnel de la figure 2 montre que le circuit intégré contient deux générateurs (ou sources) de courant. L'une d'elles (n° 2) est mise en service par un commutateur électronique, commandé par un flip-flop. Ce commutateur étant ouvert lors de la mise sous tension, le condensateur C, extérieur au circuit, se trouve chargé, linéairement, par la source 1, et ce jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne le seuil de déclenchement du comparateur 1. Celui-ci va alors provoquer le basculement du flip-flop, lequel actionne le commutateur

mettant en service la source 2. Mais l'intensité de cette source (2 I) est deux fois plus élevée que celle de la première (I). Et comme $2I - I = I$, le condensateur C va maintenant se décharger exactement avec la même allure qu'il s'était chargé, et ce jusqu'à ce que sa tension atteigne le seuil du comparateur 2. Le flip-flop bascule alors de nouveau, et le cycle suivant commence.

Basculant ainsi à chaque alternance, le flip-flop produit une rectangulaire qui est disponible, après amplification, sur la borne 8. La triangulaire prend naissance aux bornes de C, mais puisqu'elle y apparaît avec une impédance interne très élevée, on prévoit un amplificateur, ou plus exactement un adaptateur d'impédance (gain unité en tension), aboutissant à la borne 3.

commandée par une résistance distincte, il est possible d'obtenir un rapport d'intensités différent de 2, c'est-à-dire des formes d'onde dont le rapport cyclique est différent de l'unité (durée d'une alternance différente de l'autre), voire des rapports cycliques tels que 1/50, déterminant des dents de scie sur la sortie « triangulaires », et des trains d'impulsions sur la sortie « rectangulaires ».

Finalement, l'intensité des sources de courant, donc la fréquence de travail, dépend également de la polarisation des transistors qui composent ces sources. Cette tension de polarisation est à appliquer sur la borne 8 laquelle se trouve, dans le schéma de la figure 3, à côté de la borne 7 (en haut, tout à gauche), qui aboutit à un diviseur de tension (R_1, R_2 délivrant la valeur opti-

ler avec des résistances de charge relativement élevées, et comme ils ne se prêtent guère à des corrections capacitives, on risque d'observer des imperfections de commutation à partir de quelques dizaines de kilohertz, alors que de tels défauts n'apparaissent qu'à partir de plusieurs mégahertz dans le cas d'un montage discret, conçu suivant le même principe électrique. Si on attache beaucoup d'importance à une forme d'onde correcte, on ne devra donc pas utiliser le circuit intégré au-delà de 20 ou de 30 kHz.

LES CARACTÉRISTIQUES DE 8038

Versions. - Le 8038 existe en 5 versions commerciales différentes, désignées par les sigles AM, BM, AC, BC, et CC. La première lettre du sigle, A, B et C, est un critère de qualité, pour un nombre limité de caractéristiques (distorsion, linéarité, coefficient de température), ainsi que cela sera précisé ci-dessous. Les lettres M (militaire) et C (consommateur) désignent les gammes de température d'utilisation, et qui sont de -55 à +125 °C et de 0 à +75 °C, respectivement. Le moins cher est, évidemment, le type CC, et le BC coûte déjà plus de deux fois plus.

Alimentation. - Le 8038 peut être alimenté avec une tension unique, comprise entre 10 et 30 V, avec le négatif (borne 11) à la masse. On peut également utiliser une tension symétrique par rapport à la masse, comprise entre ± 5 V et ± 15 V. Dans ce cas, le circuit délivre des signaux symétriques par rapport à la masse, c'est-à-dire que la valeur moyenne de la tension des sorties (2, 3, 9) est nulle. Quand on travaille avec $V_{cc} = \pm 10$ V, le courant d'alimentation (dans la connexion + V_{cc} , 6) est de 12 mA environ (maximum 20 mA pour types C, 15 mA pour types M). Cette valeur ne comprend pas l'intensité véhiculée par les résistances externes R_A et R_B , laquelle peut dépasser 20 mA dans certains cas.

Fréquences. - La fréquence d'oscillation peut être comprise entre 0,001 Hz et 1 MHz. Cependant, il devient difficile d'obtenir, sur les sorties « triangulaires » et « sinusoïdes », des formes d'onde correctes pour des fréquences supérieures à 20 ou 30 kHz. Quand la fréquence est commandée par une tension (borne 8), une variation dans un rapport de 1 000 peut être obtenue, et ce avec une fréquence maximale de modu-

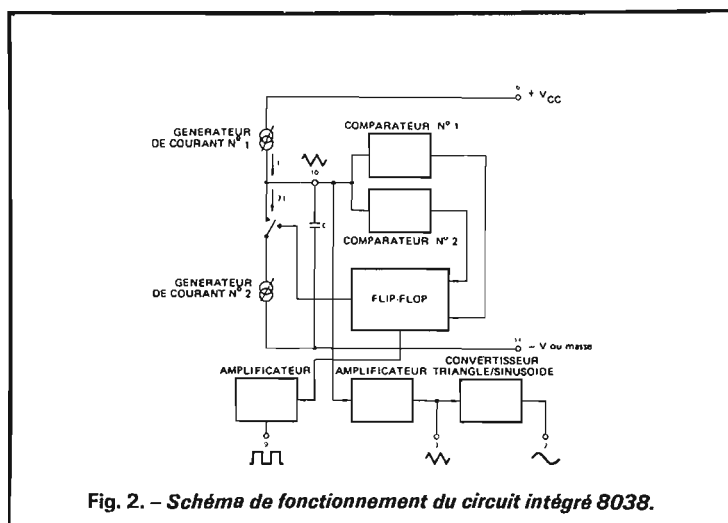


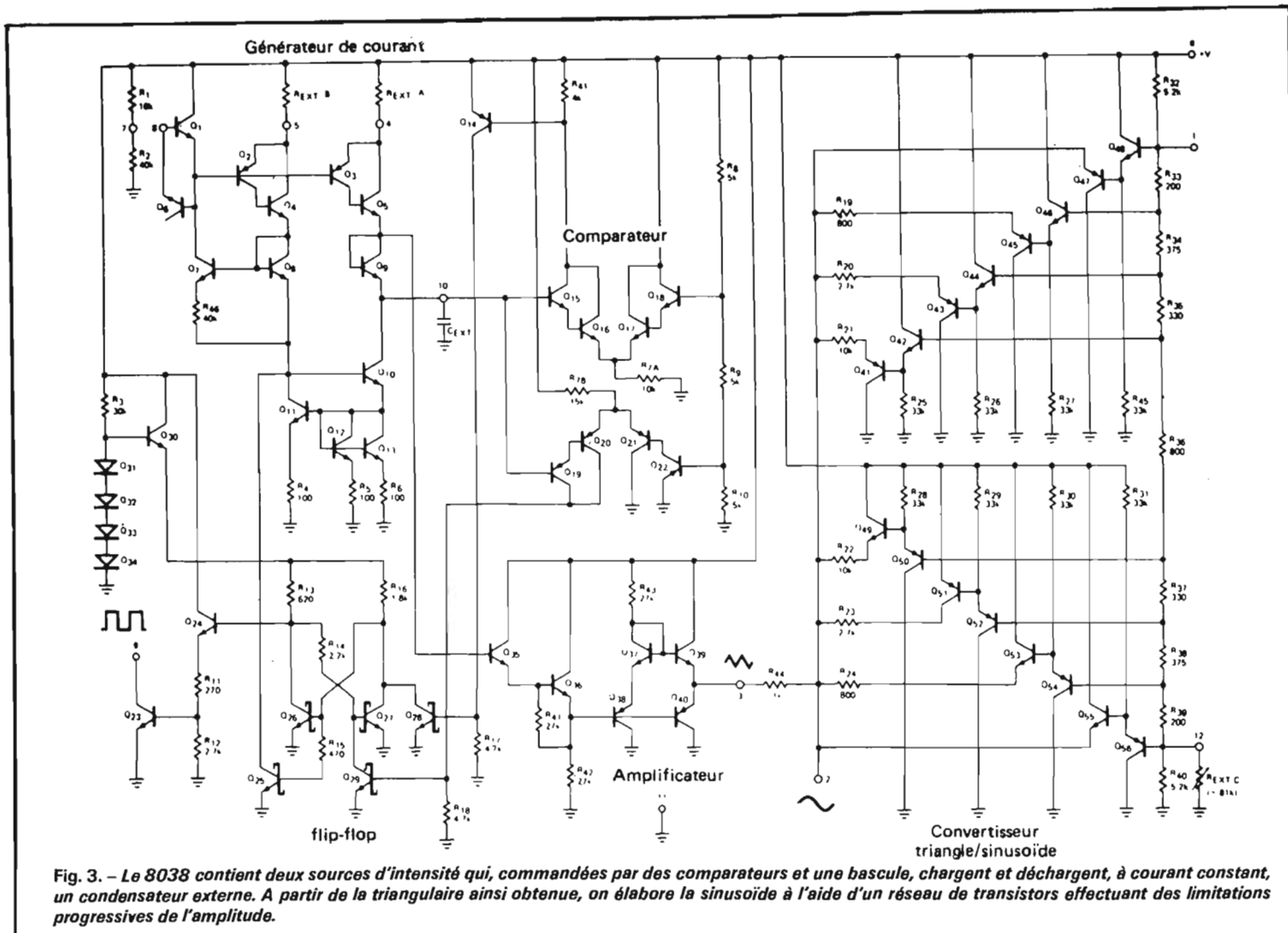
Fig. 2. - Schéma de fonctionnement du circuit intégré 8038.

La sinusoïde est élaborée en partant de la triangulaire, et ce dans un convertisseur procédant à un écrêtage progressif. Ce sont les éléments Q_{48} à Q_{56} du schéma de la figure 3 qui servent à cette fonction. Ces transistors sont polarisés de façon à devenir conducteurs à partir d'un certain seuil, et suivant la valeur de leur résistance série (R_{19} à R_{24}), ils diminuent plus ou moins fortement l'amplitude instantanée de la triangulaire. Les bornes 1 et 12 permettent la connexion d'éléments extérieurs, à l'aide desquels on peut compenser certaines tolérances de fabrication, afin d'optimiser l'élaboration de la sinusoïde.

La fréquence de travail dépend à la fois de C et de l'intensité des deux générateurs de courant. Cette dernière dépend de deux résistances extérieures, R_A et R_B , aboutissant aux bornes 4 et 5 du circuit (Fig. 3, en haut, à gauche). Chacune de ces sources étant ainsi

male de cette tension de polarisation. Cela veut dire qu'en reliant 7 à 8, on observe le minimum de glissement de fréquence en fonction des variations de la tension d'alimentation. Mais si on travaille avec une alimentation stabilisée, on peut commander la fréquence de travail par une tension variable, et cela très facilement dans un rapport supérieur à 10, voire dans un rapport de 1 000, si on prend certaines précautions, tout en admettant quelques imperfections de forme.

Le 8038 est présenté dans un boîtier « flat-pack » dont les connexions sont disposées comme cela est indiqué dans la figure 4. Ce boîtier comporte un couvercle métallique, afin d'augmenter les possibilités de dissipation. Néanmoins, cette dissipation est encore nettement inférieure à celle qu'admet un montage équivalent à composants discrets. Les transistors intégrés doivent ainsi travail-

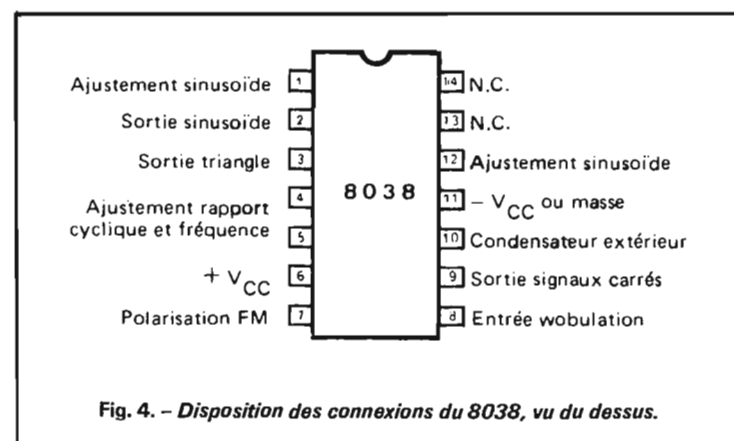


lation de 100 kHz. Lors d'une excursion en fréquence relativement restreinte, la linéarité de modulation est de 0,2 % environ pour le type C, et de 0,1 % pour les types A et B. En fonction de la température, on constate une dérive de $50 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ environ, pour le type C. Pour les types A et B, il est précisé que cette dérive est inférieure à 50 et à $100 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, respectivement. Les trois types peuvent, de plus, accusé une dérive en fréquence de 0,05 % environ, pour une variation de 1 V de la tension d'alimentation (bornes 7 et 8 réunies). Quant aux résistances R_A et R_B , définissant la fréquence, il est prudent de respecter une limite supérieure de 1 M Ω , et une limite inférieure de 500 Ω , les meilleures performances étant obtenues pour des valeurs de quelques kilohms.

Amplitudes. - On obtient des amplitudes assez différentes sur les trois sorties de signaux (2, 3 et 9). La rectangulaire est disponible avec une amplitude crête à crête au moins égale à 0,9 fois la tension totale d'alimentation. La

valeur moyenne de ce coefficient est de 0,33 pour les triangulaires, et de 0,22 pour les sinusoïdes (minimum 0,3 et 0,2, respectivement). En alimentant avec 20 V, on obtient donc une sinusoïde de $0,22 \times 20 \text{ V} = 4,4 \text{ V}$ crête à crête, soit 1,55 V_{eff} environ. La résistance de charge doit être supérieure à 100 k Ω dans ce cas. Pour des raisons de dissipation il est prudent de ne pas utiliser, en rectangulaires, une résistance de charge (borne 9) inférieure à 4,7 k Ω , sauf si on alimente sous moins de 20 V. L'impédance de sortie étant de 200 Ω en triangulaires, l'amplitude correspondante ne varie que peu, quand on charge cette source par une résistance de quelques kilohms.

Précision des signaux. - Avec une résistance de charge de 4,7 k Ω , on obtient, sur la sortie « rectangulaires » des temps de montée et de descente voisins de 100 et de 40 ns, respectivement. Le rapport cyclique peut être ajusté entre 2 et 98 %. La non-linéarité des triangulaires sera voisine de 0,1 % pour le type C, et de 0,05 %



pour les types A et B. Pour le régime sinusoïdal, on indique une valeur moyenne du taux de distorsion (0,8 % pour type C, 0,7 % pour A et B), ainsi qu'une valeur maximale, de 3 % pour type C, et de 1,5 % pour les deux autres. Ces indications sont valables quand on se contente d'une correction externe simplifiée, consistant à connecter une résistance de 81 k Ω entre les bornes 11 et 12 (borne 1 libre). En utilisant les deux accès de correction, comme cela sera

précisé plus loin, on arrive à 0,5 % de distorsion dans la majorité des cas. La notice du fabricant indique ces valeurs pour un fonctionnement à fréquence fixe, de 10 kHz environ. L'expérience prouve qu'elles sont également valables pour des fréquences plus basses, à condition qu'on ajuste, chaque fois, le rapport cyclique exactement à l'unité. En revanche, la distorsion augmente aux fréquences supérieures, du moins à partir de 20 ou de 30 kHz.

SCHÉMA D'UTILISATION DE BASE

La figure 5 montre un schéma d'utilisation conçu pour un fonctionnement à fréquence fixe. Si on veut obtenir des sinusoïdes de forme correcte, il faut que le rapport cyclique soit égal à l'unité, d'où, en principe, $R_A = R_B$. En fait il peut y avoir de légères asymétries dans le circuit intégré (et même quant aux valeurs des résistances), si bien qu'il faut prévoir un élément ajustable. On peut ainsi travailler, par exemple, avec $R_A = 10 \text{ k}\Omega$, en prenant, pour R_B , une résistance fixe de $9,1 \text{ k}\Omega$ en série avec une résistance ajustable de $1,8 \text{ k}\Omega$. Cette disposition permettra d'obtenir un rapport cyclique très précisément égal à l'unité (minimum de distorsion par harmonique 2).

Pour calculer la fréquence de fonctionnement, on doit partir de la valeur moyenne des résistances additionnelles.

$$R = \frac{R_A + R_B}{4}$$

ou encore, puisque $R_A \sim R_B$, $R = R_A/2$. L'expression de la fréquence est alors

$$f = \frac{0,15}{RC}$$

où C est la valeur du condensateur connecté entre les bornes 10 et 11. Puisque le circuit présente une certaine capacité fictive interne, il est indiqué d'utiliser, dans le calcul, une valeur de C qui est de 300 pF plus grande que celle qu'on utilise dans le montage.

Exemple. — On travaille avec $R_B \sim R_A = 10 \text{ k}\Omega$, et $C = 3 \text{ nF}$. La fréquence est alors donnée par

$$f = \frac{0,15}{5 \cdot 10^3 \times 3,3 \times 10^{-9}} = 9,09 \text{ kHz.}$$

La fréquence réellement obtenue ne différera que de quelques pourcents de la valeur ainsi calculée. Elle est indépendante de la tension d'alimentation tant qu'on laisse les bornes 7 et 8 reliées.

L'ajustage au minimum de distorsion se fait par les potentiomètres P_1 et P_2 , ainsi qu'avec la fraction ajustable de la résistance comprise dans R_B . Comme cette dernière agit également sur la fréquence, l'opération peut demander plusieurs retouches successives. Elle ne peut être menée à bien, que si on dispose d'un distorsiomètre.

Quand on donne des valeurs nettement différentes aux éléments R_A et R_B de la figure 6, on obtient une forme d'onde asymétrique. Si on désigne par t_1 la durée de la portion croissante de la triangulaire, laquelle coïncide avec le

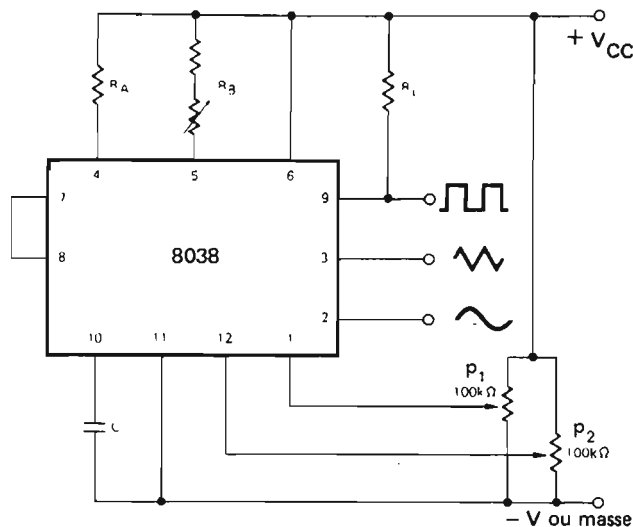


Fig. 5. — Schéma d'utilisation à fréquence fixe.

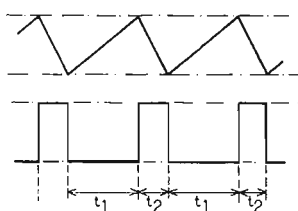


Fig. 6. — Les résistances R_A et R_B de la figure 5 déterminent le rapport cyclique des signaux obtenus.

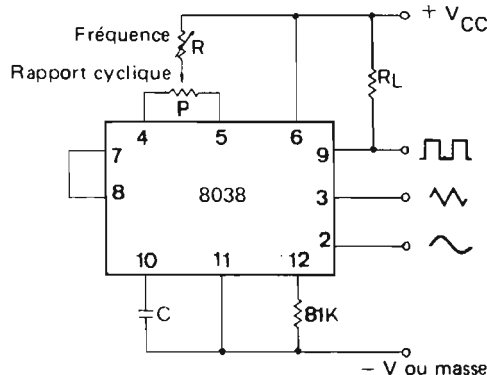


Fig. 7. — Ajustage continu de la fréquence de fonctionnement par résistance variable.

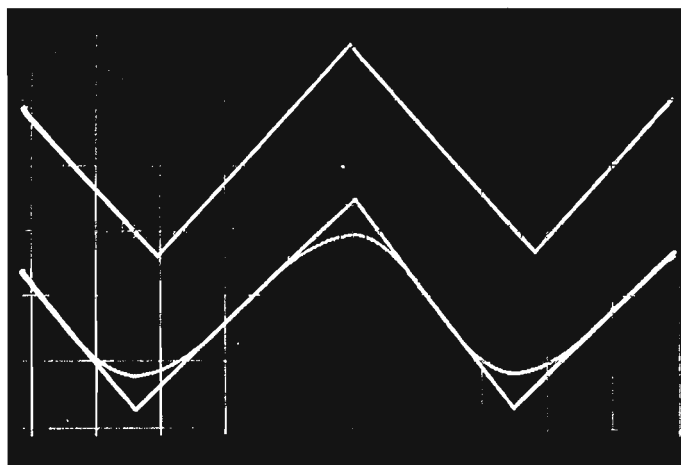


Fig. 8. — Avec le montage de la figure 7, on risque d'observer une variation du rapport cyclique, en fonction de la fréquence.

niveau bas de la rectangulaire (Fig. 6), cette durée est donnée par $t_1 = (5 R_A C)/3$. La durée de l'autre alternance (décroissant de la triangulaire, niveau haut de la rectangulaire) se calcule par

$$t_2 = \frac{5 R_A R_B C}{3 (2 R_A - R_B)}$$

et la fréquence de récurrence par $f = 1/(t_1 + t_2)$. Lorsqu'on travaille avec un signal aussi peu symétrique que celui de la figure 6, la sortie « sinusoïdes » fournit également une tension très distordue. Il est alors inutile de monter les potentiomètres de correction de la figure 5.

UTILISATION EN FRÉQUENCE VARIABLE

Les générateurs BF du commerce permettent généralement d'obtenir une variation continue de la fréquence dans un rapport d'au moins 10, à l'intérieur d'une gamme donnée. Si on veut obtenir, avec le 8038, un rapport de variation aussi large, le schéma indiqué par le fabricant, figure 7, ne donne pas entière satisfaction, car il implique une variation du rapport cyclique en fonction de la fréquence. L'oscillogramme de la figure 8 permet de mettre ce phénomène en évidence. En haut, on y a représenté une triangulaire à peu près symétrique, obtenue en ajustant R (Fig. 7) sur une valeur relativement faible ($3 \text{ k}\Omega$, ce qui donne $f = 1 \text{ kHz}$ pour $C = 50 \text{ nF}$). Puis, la forme d'onde du bas a été prise, après modification correspondante de la fréquence de balayage, et après ajustage de R à une valeur dix fois plus forte ($30 \text{ k}\Omega$, soit $f = 100 \text{ Hz}$). On a alors successivement photographié, en superposition, les signaux obtenus sur les sorties « triangulaires » et « sinusoïdes ». On constate une déformation assez importante, due au décalage du rapport cyclique.

On peut y remédier très largement, si on utilise le schéma de la figure 9, où une résistance R_2 a été connectée entre les bornes 5 et 11. Cette résistance dérive une certaine intensité de la borne 5, et cette intensité est indépendante de la fréquence, car la tension en 5 ne se modifie pas, quand on manœuvre P_1 . Mais l'intensité passant par R_2 se modifie, en fonction de la valeur de P_1 , si bien que R_2 prélève, sur cette intensité, une fraction d'autant plus grande que la fréquence est plus basse. On arrive ainsi à corriger le décalage du rapport cyclique, du moins dans la mesure où cette correction

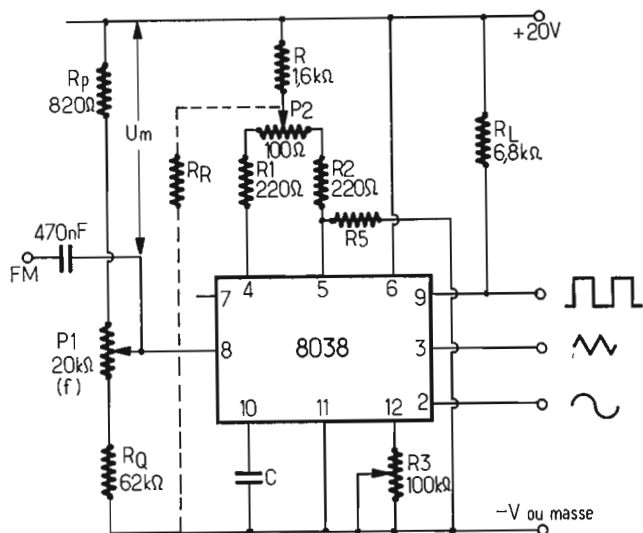


Fig. 9. - Le rapport cyclique devient largement indépendant de la fréquence, si on prévoit une résistance de correction R.

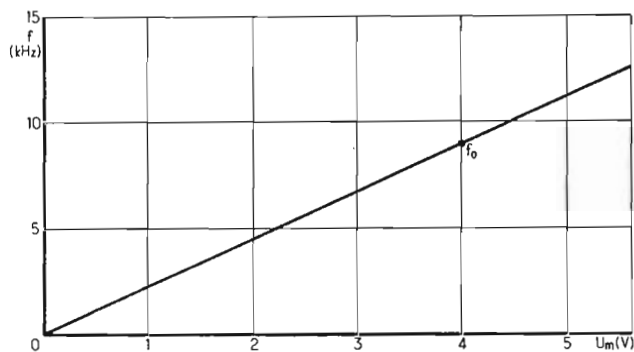


Fig. 11. - Fréquence de travail en fonction de la tension entre les bornes 6 et 8.

demande effectivement une intensité dans 5 légèrement plus faible que dans 4. Une série d'expériences, effectuée avec une dizaine de 8038 BC, a révélé qu'il en était bien ainsi dans tout les cas. Mais en principe, une assymétrie dans l'autre sens n'est pas à exclure.

Lors de l'expérience de la figure 7, elle conduirait à un oscillogramme (Fig. 8) où la partie montante de la triangulaire serait plus courte que la partie descendante, et la correction devrait alors se faire en connectant R_5 sur la borne 4.

Pour faciliter la mise au point du montage de la figure 9, on y a prévu une résistance de butée R_4 , limitant la course de P_1 de façon qu'on obtienne un rapport d'ajustage de fréquence légèrement supérieur à 10. De même, on a limité

la course de P_2 (rapport cyclique) par R_1 et R_2 . L'ajustage au minimum de distorsion se fait en agissant sur P_2 aux fréquences élevées, sur R_5 aux fréquences basses, et sur R_3 au milieu d'une gamme donnée, ainsi que cela sera encore précisé plus loin.

Dans les montages des figures 7 et 9, la fréquence est proportionnelle à $1/R$. Si on utilise un potentiomètre linéaire, on obtient une échelle très étalée au début, et beaucoup trop resserrée vers la fin de la gamme. La chose peut être quelque peu améliorée par l'utilisation d'un potentiomètre logarithmique, mais il doit être de précision (bobiné), car les petits potentiomètres au carbone n'assurent pas une fiabilité permettant un étalonnage rigoureux.

Mais il est aussi possible d'obtenir, avec un potentiomètre

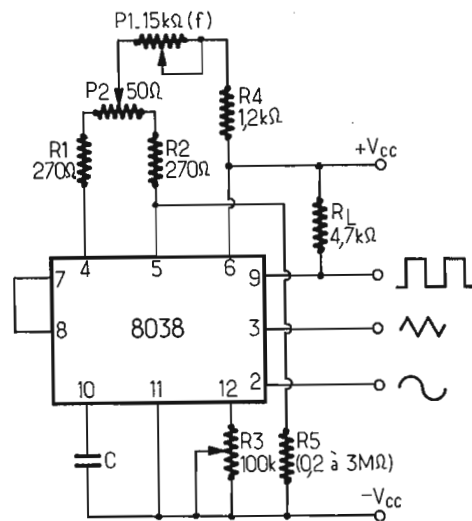


Fig. 10. - Ajustage continu de la fréquence de fonctionnement par tension variable.

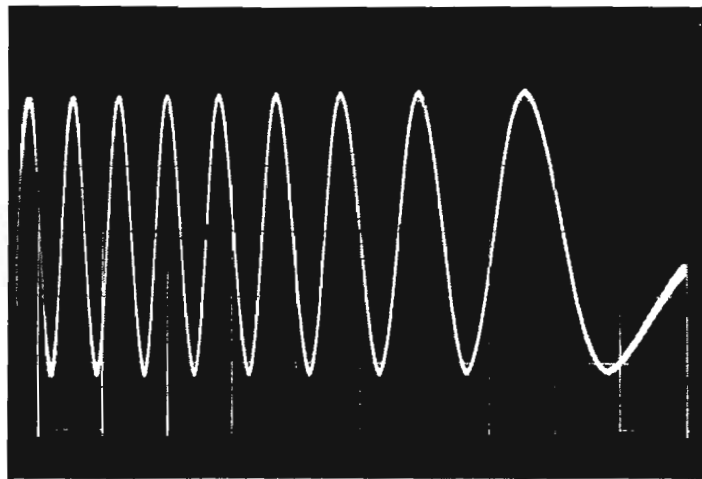


Fig. 12. - Modulation de fréquence, autour de 1 kHz, obtenue avec le montage de la figure 10.

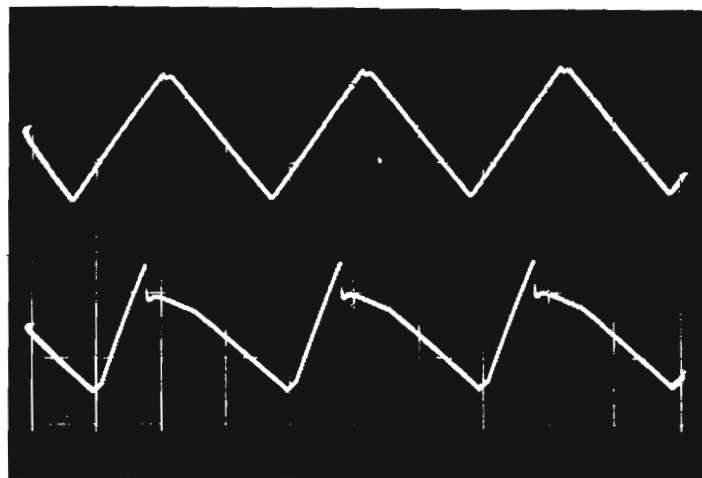


Fig. 13. - Défauts de commutation constatés, aux fréquences élevées, lors de l'utilisation d'un condensateur d'accord trop faible.

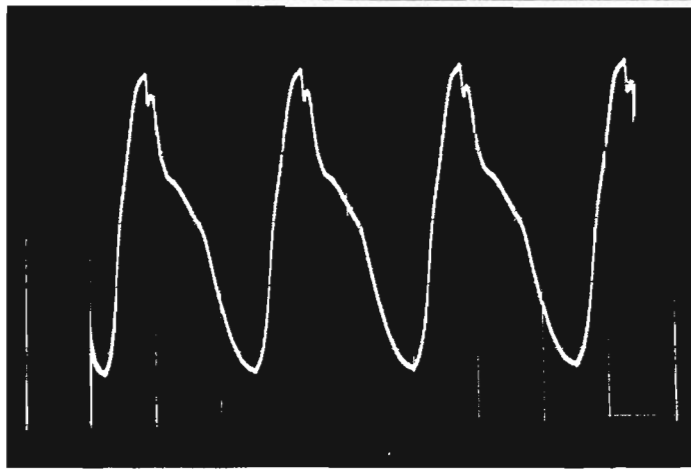


Fig. 14. - Déformations observées à une fréquence de travail de 455 kHz.

linéaire, une échelle de fréquences également linéaire. Pour cela, il suffit de commander la fréquence au moyen d'une tension que le curseur d'un potentiomètre fait parvenir à la borne 8, comme cela est indiqué dans la figure 10, où on travaille avec une résistance fixe pour R.

Le graphique de la figure 11 donne la relation qu'on obtient dans ces conditions, entre la fréquence de travail f , et la tension U_m , mesurée entre les bornes 6 et 8, c'est-à-dire par rapport au positif de l'alimentation. Comme ce

graphique a été relevé avec une tension d'alimentation $V_{cc} = 20$ V, le point f_0 ($U_m = 4$ V) correspond à la fréquence qu'on obtient en reliant 7 à 8. Il est possible d'obtenir des fréquences au moins 50 % plus élevées que f . Au-delà ($U_m \geq 6$ V environ), on observe une déformation de la forme d'onde, puis les oscillations cessent. On est ainsi obligé de doter P_1 (Fig. 10) d'une butée (R_p) relativement forte. A l'autre extrémité de P_1 , on doit également prévoir une butée (R_p), si on veut limiter (à 20 environ avec les

valeurs du montage) le rapport des fréquences maximale et minimale. En fait, il est parfaitement possible d'obtenir des rapports plus grands, la fréquence la plus basse étant de 120 Hz ($U_m = 0$) dans le cas de la figure 11. Et il est même possible d'obtenir une fréquence de départ parfaitement nulle (avec $R_p = 0$), à l'aide de la résistance R_R (quelques centaines de kilohms). Toutefois, la correction du rapport cyclique (R_s) n'est commodément possible que si le rapport des fréquences extrêmes se trouve limité à 10 ou à 15, à l'intérieur d'une même gamme. De plus, la stabilité en fréquence laisse à désirer, quand on travaille avec des valeurs de U_m inférieures à 0,1 V.

MODULATION DE FRÉQUENCE

Le montage de la figure 10 comporte une entrée « FM », permettant une variation périodique de la fréquence de travail, c'est-à-dire une modulation de fréquence, par application d'un signal alternatif. Ce mode de fonctionnement est illustré par l'oscillogramme de la figure 12, correspondant à une fréquence moyenne de 1 kHz. Cette fréquence a été ajustée, en absence de signal de modulation, par P_1 , puis on a

appliqué, sur la borne « FM », une fraction de la tension de balayage de l'oscilloscope utilisé pour la photographie.

Aux fréquences élevées, ce procédé ne donne satisfaction que si on travaille avec une valeur relativement faible de R, et avec une tension de repos assez forte sur la borne 8. A titre d'exemple, l'oscillogramme de la figure 13 montre, en haut, une triangulaire de 30 kHz obtenue, dans le montage de la figure 10, avec $C = 2$ nF. La forme d'onde révèle déjà une légère déformation. En-dessous, on voit que cette déformation devient beaucoup plus importante quand on obtient la fréquence mentionnée avec $C = 200$ pF, et en diminuant U en conséquence.

A des fréquences encore plus élevées, les capacités internes du circuit possèdent une certaine action de filtrage. C'est ainsi qu'on arrive à obtenir, à 445 kHz (Fig. 14) une forme d'onde convenant à certaines applications, et notamment pour un volubateur destiné à l'analyse de filtres FI. La bande passante est en effet, assez étroite en pareil cas, pour que les harmoniques de la tension incidente restent sans conséquences.

H. Schreiber
(à suivre)

ZODIAC SPÉCIALISTE EN RADIOTÉLÉPHONIE AM/FM

ZODIAC étant le fabricant de sa gamme de Produits (ne pas confondre avec importateur), nous sommes en mesure de vous présenter, entre autres, nos antennes mobiles en 27 - 80 - 160 MHz de qualité à des **PRIX d'USINE!**

Leurs avantages :

SELF BLEUE

→ distinction de la qualité.



FORAGE : 16 mm Ø

DEMANDEZ :
PRÉCISEZ :

Une documentation complète et notre nouveau catalogue couleur!
Si vous êtes, Utilisateur, Revendeur, Grossiste ou Importateur...

Le **PRIX** : aucun intermédiaire!

La **QUALITÉ** : imbattable, essayez-les!

Le **RENDEMENT** : supérieur au meilleur!

Le **MONTAGE** : simple de l'extérieur!

La **COULEUR** : bleue comme toute la gamme ZODIAC!

La **GARANTIE** : totale, sans limite d'âge!

Le **SERVICE** : 6 agences directes, 50 revendeurs!

Toutes nos antennes mobiles sont livrées avec une embase surmoulée, 3 mètres de câble coaxial et sont prévues pour un montage de l'extérieur.

ZODIAC

25, rue du Transvaal - 75020 PARIS - Tél. 366.55.62 + Téléx 67 363 F

HOLOGRAPHIE

(suite voir n° 1446)

La microscopie fut la première application des hologrammes : c'est encore un domaine plein d'intérêt puisque l'holographie ne nécessite aucune lentille optique, qu'elle a, en principe, une profondeur de champ infini, et s'applique à plusieurs types de rayonnements électromagnétiques, électronique ou acoustique.

En général, la résolution des images produites lors de la reconstruction, est limitée par l'ouverture des hologrammes : en microscopie, la résolution dépend de la longueur d'onde utilisée pour enregistrer l'hologramme, des dimensions de la source éclairante et du grain de la plaque photographique. Ce grandissement de l'image est, par contre, une fonction du rayon de courbure du front d'onde reconstruit, et ce rayon dépend lui-même du rapport des longueurs d'onde ayant servi à enregistrer et à reconstruire l'hologramme. En augmentant la longueur d'onde lors de la reconstruction, on améliore le grandissement, mais on doit modifier l'échelle de l'hologramme pour ne pas perdre en résolution.

L'un des grands avantages de la microscopie holographique est la grande profondeur de champ de l'hologramme : dans un microscope conventionnel, plus la résolution est grande, plus la profondeur du champ est faible : avec un micron de résolution, ce microscope classique aura une profondeur de champ de trois microns environ; un microscope holographique, de même résolution, pourra disposer d'un champ de 20 cm. L'intérêt de la forte profondeur de champ est particulièrement important pour l'examen d'objets microscopiques en mouvement dans un échantillon épais.

L'éclairage de l'objet s'obtient par un laser à impulsions qui « gèle » en quelque sorte l'image de l'échantillon sur la plaque photographique. A la reconstruction, on place l'hologramme sous la lunette du microscope et l'on peut viser différents plans d'étude. Cette technique a servi à l'analyse de la distribution de particules dans des aérosols et des liquides.

TRAITEMENT DE L'INFORMATION

L'holographie présente des applications de grande importance dans le domaine des traitements de l'information : mémoires, lecteurs optiques, appareils de reconnaissance des formes, transducteurs, peuvent être holographiques.

Deux faisceaux qui interfèrent produisent un hologramme contenant toutes les informations relatives à ces deux faisceaux. Si l'un des faisceaux « transporte » un mot écrit en un certain langage, tandis que l'autre contient le même mot en un autre langage, l'hologramme résultant est un traducteur automatique : il suffit d'éclairer l'hologramme par le faisceau contenant le mot à traduire; le mot traduit apparaît alors à l'observateur.

Une variante de ce schéma consiste à réaliser un hologramme par interférence de deux faisceaux provenant de parties différentes du même objet. Si l'on ne connaît qu'une partie d'un objet inconnu, on peut « interroger » l'hologramme et extraire le reste de l'objet. On estime que par cette technique on pourrait enregistrer le contenu d'un livre de 300 pages sur l'hologramme et retrouver une page déterminée à partir de la connaissance d'une ligne du texte.

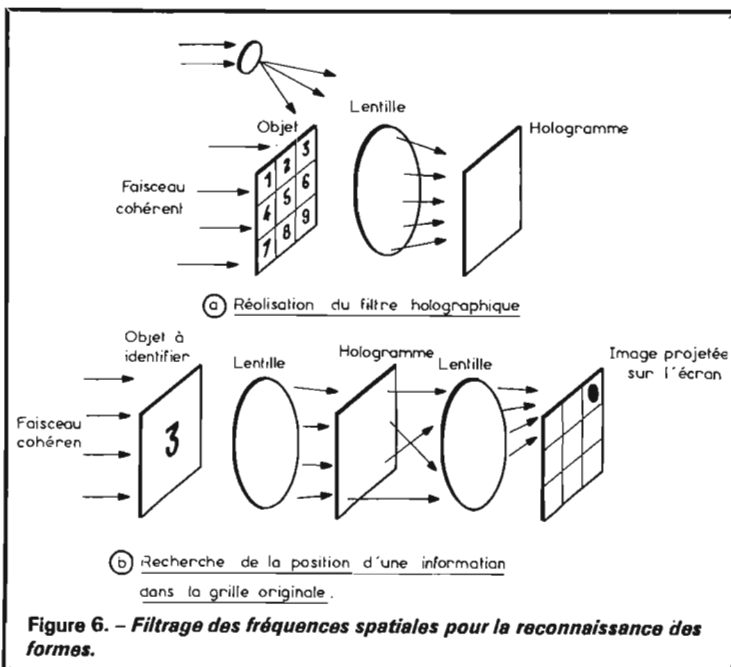
Les laboratoires de recherche de la firme américaine BELL TELEPHONE travaillent à la mise au point de mémoires optiques de grande capacité, qui pourraient stocker jusqu'à 100 millions de bits d'informations élémentaires, avec un temps d'accès à l'information de 10 microsecondes.

Le filtrage des fréquences spatiales constitue une troisième application de l'holographie dans le domaine du traitement des informations. Supposons que l'on ait photographié, sur une diapositive, une grille contenant les nombres entiers de 1 à 9. On réalise un hologramme de FOURIER avec cette diapositive. Si maintenant on projette (Fig. 6) l'un des nombres (3 par exemple) sur un écran, en interprétant, dans le rayon lumineux, l'hologramme venant d'être réalisé, l'image qui apparaît sur

cet écran, représente un point lumineux positionné à l'emplacement occupé par le chiffre 3 dans la grille originale. Comme on a réalisé ici un hologramme de FOURIER, la méthode précédente de reconnaissance de forme, dite par « filtrage des fréquences spatiales » n'est pas affectée par tout mouvement de translation de l'objet; néanmoins, un mauvais alignement de l'objet et de l'hologramme nuit à la reconnaissance.

Cette technique trouve une multitude d'applications : lecture des 13 chiffres de la sécurité sociale ou des codes postaux, reconnaissance des empreintes digitales en criminologie, recherche de la présence d'objets dans une image...

IBM a réalisé des hologrammes sans exposer des objets à un faisceau adhérent. Les hologrammes étaient enfermés dans les tores de



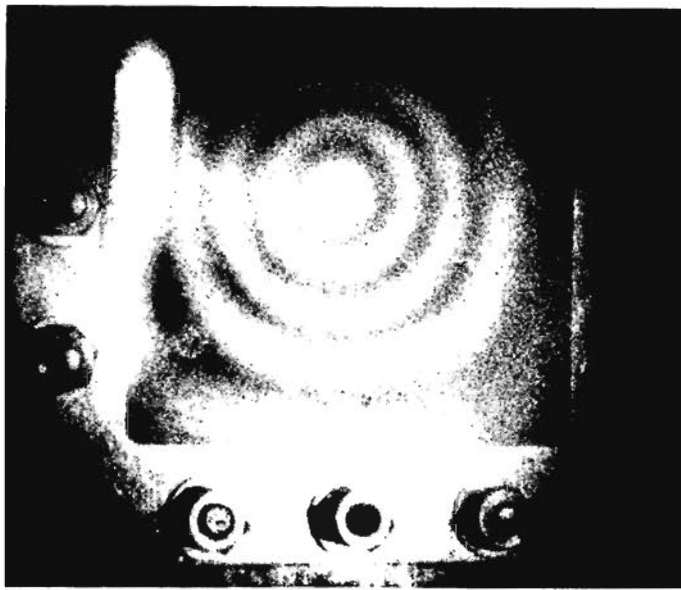


Figure 7. - Une pointe se trouve cachée derrière ce cadre. Deux hologrammes ont été réalisés sur la même plaque photographique, dont l'un avec la pointe exerçant une pression sur le cadre. Le léger déplacement du cadre a engendré la présence de raies d'interférences dans l'image reconstruite.

(Cliché laboratoires de Marcoussis)

la mémoire centrale de l'un des ordinateurs IBM, ils ont été « reconstruits » digitalement par l'ordinateur. La technique de filtrage s'applique ici aisément puisque l'on peut agir sur les digits binaires contenus dans la calculatrice électronique. Les opérations mathématiques les plus diverses — corrélation, intégration, différenciation, addition, soustraction, multiplication, division — peuvent être réalisées par holographie : l'ordinateur holographique, s'il n'est pas pour demain, pourrait néanmoins être un but de recherches pour l'industrie informatique.

L'OBJET A BOUGÉ!

Si l'on reconstruit un hologramme à grand angle avec le faisceau diffusé par l'objet, les deux images (celle de l'objet et l'image reconstruite) vont fusionner et l'observateur ne verra qu'une seule image. Mais si l'objet a légèrement bougé entre le moment de la prise de vue et le moment de la reconstruction, et si le déplacement est au moins égal à une demie longueur d'onde du faisceau, les images interfèrent (Fig. 7).

C'est le principe même de l'interférométrie holographique qui trouve actuellement d'énormes débouchés. La présence d'un déplacement se traduit par une interférence entre deux hologrammes : des franges d'interférences apparaissent lors de la reconstruction.

La technique peut servir à comparer deux objets théoriquement identiques : l'hologramme de l'objet témoin est comparé à l'hologramme de l'objet à l'essai; si ces deux objets ne sont pas réellement identiques, des franges d'interférences apparaissent à la reconstruction.

On peut dans certains cas, enregistrer les deux hologrammes sur la même plaque photographique, avant de la développer. Toute modification géométrique entre les deux expositions se traduit sur la plaque photographique servant de support aux hologrammes, par la présence de raies d'interférences visibles lorsque l'on éclaire la plaque par le faisceau de référence.

Par cette méthode, on peut photographier des modes de vibrations ou photographier des défauts de structures (Fig. 8).

L'interférométrie permet d'enregistrer également toute variation de l'indice de réfraction de milieux transparents. L'information enregistrée aussi s'appelle un « objet » de « phase »; cet objet est invisible normalement à l'œil nu, mais il est visible par interférométrie holographique, puisque toute variation d'indice entraîne une variation du parcours des ondes. De la sorte, on a photographié des ondes de choc dans les souffleries employées pour des besoins de la recherche aéronautique.

La technique peut encore servir à améliorer la qualité de photographies floues. Il a été démontré, à l'université de Stanford, que l'image produite à partir d'un

hologramme réalisé en présence d'une turbulence statique entre la plaque photographique et l'objet, était nettement plus claire qu'une image photographique classique obtenue dans les mêmes conditions. Cette constatation vient du fait que le faisceau de référence et le faisceau diffusé par l'objet traversent tous les deux la zone trouble, et leur parcours est modifié de la même manière; en photographie par contre, l'image est très perturbée par la zone trouble.

De telles zones troubles se rencontrent sous la surface des océans. D'où l'intérêt à développer de nouveaux types d'hologrammes : le plus souvent on réalise des hologrammes acoustiques avec des ultrasons.

LA ROUTE EST ENCORE LONGUE!

Les hologrammes trouvent encore beaucoup d'autres applications : nous n'avons pas parlé des hologrammes micro-ondes qui pourraient être utilisés pour réaliser des photographies tridimensionnelles la nuit ou par temps de brouillard.

On attend beaucoup des hologrammes : certains auteurs vont même très loin et espèrent voir un jour la télévision holographique — en relief bien entendu!

En fait, une longue route est ouverte à la recherche avant que soit commercialisée la télévision holographique. Des tentatives ont certes été réalisées, par exemple en

collant bout à bout une série d'hologrammes pour en faire un film holographique de 60 centimètres de long, avec une durée de projection de 2 secondes! On a également enregistré dans un hologramme de volume, sept vues d'un objet en mouvement : lors de la reconstruction, dans un faisceau monochromatique cohérent, on pivotait la plaque photographique pour reconstituer le mouvement. Néanmoins, toutes ces tentatives ne constituent qu'un tout petit pas vers la télévision en relief.

Le problème de la TV holographique pose d'autres problèmes, tant techniques qu'économiques : une transmission holographique d'émissions télévisées requerrait, si elles étaient réalisables, une bande passante extrêmement large, et coûterait en fait très cher.

L'holographie ne servira pas à fournir l'impression de relief dans la télévision avant longtemps. Mais il n'est pas dit que les hologrammes ne soient d'aucune utilité en télévision : la RCA tente de mettre au point des vidéo-cassettes en couleurs utilisant le principe de l'enregistrement holographique. C'est le système connu sous la dénomination « Selecta-vision ».

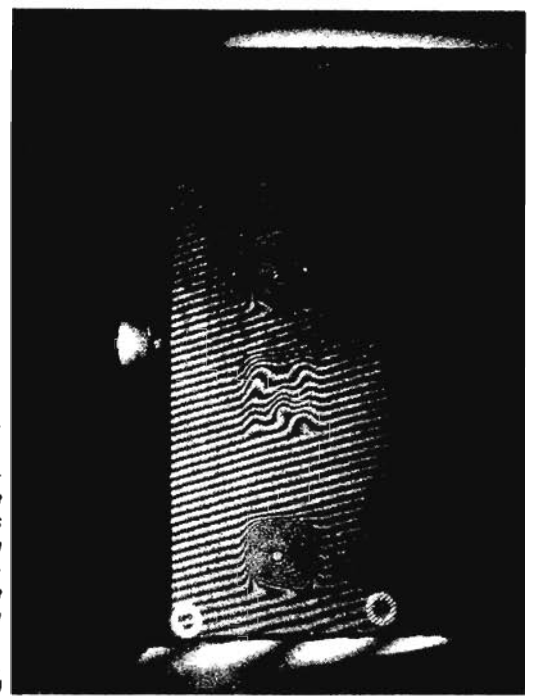
L'holographie a donc apporté un nouveau moyen d'aborder les problèmes technologiques qui apparaissent jusqu'alors sans solution simple. L'avenir, semble-t-il, nous réserve dans ce domaine d'étonnantes surprises...

MARC FERRETTI

Figure 8 ▶

L'interférométrie holographique a permis de trouver quatre défauts dans cette structure en « nid d'abeille » recouverte d'une couche d'époxy et d'une peau de bore.

(Cliché GC Optronics, Inc.)



UNE NOUVELLE CHAMBRE DE RÉVERBÉRATION

LA réverbération est un des effets spéciaux les plus utilisés dans la musique contemporaine; on n'ose plus sortir un orgue un peu important qui n'en soit équipé; une chambre de réverbération est le complément presque obligé d'un bon ampli de guitare électrique. Les établissements Magnétic-France proposent depuis plusieurs années une chambre de réverbération alimentée par une pile, mais le besoin s'est fait sentir d'en fabriquer qui s'alimentent sur le secteur. C'est pour répondre à ce besoin et pour suivre l'évolution de la technique que cette société a étudié le modèle décrit ci-dessous.

PRINCIPE

On peut utiliser de nombreux moyens pour obtenir l'effet de réverbération; mais tous se ramènent à retarder une partie du signal pendant quelques dizaines de millisecondes. Pour ce faire, on peut utiliser des dispositifs électroniques, mécaniques ou acoustiques. Les dispositifs électroniques sont les lignes à retard, d'un emploi courant dans les postes de télévision en couleur, les oscilloscopes et les ordinateurs; excellentes dans ces emplois où les retards se chiffrent en nanosecondes ou en microsecondes, elles deviennent volumineuses et ruineuses pour

des retards atteignant la milliseconde. Les dispositifs acoustiques sont d'un encombrement prohibitif, bien qu'ils donnent la meilleure réverbération possible; mais on ne peut concevoir de loger un tuyau de 20 mètres de long et de 25 centimètres de diamètre, même enroulé sur lui-même, dans un orgue portatif ou dans un ampli de guitare électrique qui sera promené de scène en scène d'un bout à l'autre de la France, de l'Europe, ou même à travers le monde entier.

C'est donc un système mécanique qui est retenu: on utilise le temps de propagation le long d'un ressort. L'élément retenu est la

ligne Hammond 4F. Cet «engin» contient deux ressorts solidaires de petits aimants en ferrite logés dans les entrefers d'un moteur et d'un capteur. Le moteur fait tourner les aimants d'un angle proportionnel au courant qui le traverse; les ressorts transmettent ensuite le mouvement qui a été imprimé à leur origine. En leur milieu leur pas change de sens, le raccordement étant effectué par un œillet qui introduit des réflexions parasites analogues à celles qu'engendrerait les voûtes d'une cathédrale: le signal se réfléchit aussi sur les extrémités des ressorts. De plus, les deux ressorts ont des temps de propagation différents.

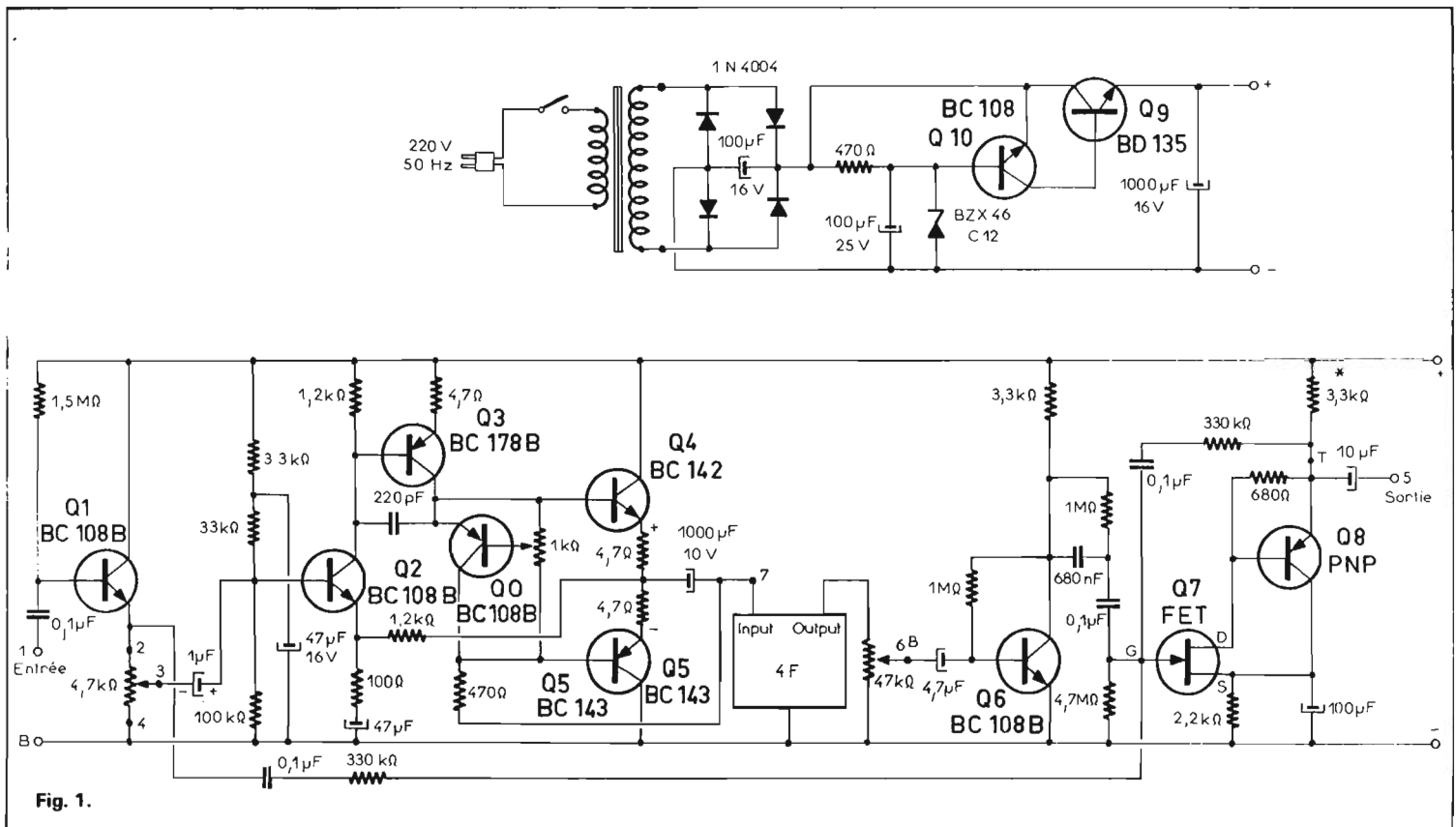


Fig. 1.

est la somme des deux signaux d'entrée. Le fondement de ce montage est l'inévitable contre-réaction : l'impédance de contre-réaction est divisée par le gain en tension du montage. Si, par exemple, le gain du montage est de 500, une impédance de 330 000 Ω placée entre entrée et sortie se trouvera ramenée à 660 Ω . Le gain en tension de l'étage, si l'impédance d'attaque est grande devant ces 660 Ω , sera le rapport entre l'impédance de contre-réaction et l'impédance de source. Si elles sont égales, le gain de l'étage sera de 1. Le mérite essentiel de cette disposition est de découpler les entrées entre elles, tout en permettant une correction de la courbe de transmission de la ligne à retard par le condensateur qui shunte la résistance de 1 M Ω .

L'alimentation utilise une diode régulatrice et deux transistors NPN au silicium montés en Darlington en collecteur commun. Un condensateur de 1 000 μ F en sortie absorbe les pointes de consommation de l'étage de commande de la ligne 4F.

RÉALISATION

On commencera par câbler les circuits imprimés en respectant les précautions d'usage : utiliser un fer à souder fin et bien chaud, de façon à ne pas avoir à passer plus de trois secondes sur chaque soudure (ce sont surtout les résistances et les condensateurs électrolytiques qui craignent la chaleur, presque tous les semi-conducteurs étant au silicium); le transistor à effet de champ, étant du type à jonction, ne motive aucune précaution spéciale par rapport aux autres semi-conduc-

teurs. Les sorties seront équipées de cosses permettant le branchement sur le circuit déjà en place.

Le transformateur d'alimentation sera vissé sur le cadre amovible, les cosses de sortie étant tournées vers le haut. On placera d'abord la ligne à retard, ensuite le cadre amovible supportant le transformateur d'alimentation.

Attention! La seule liaison entre la masse et le châssis sera assurée par la ligne à retard. Toute liaison supplémentaire (particulièrement au niveau des potentiomètres et des prises DIN d'entrée) se traduirait par des ronflements. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle cette ligne n'est pas disponible avec des jacks à l'entrée et à la sortie. Si l'on tient absolument à en utiliser, il faut renoncer à l'alimentation secteur ou la loger dans un boîtier séparé (en effet, les ronflements proviennent de l'induction par le transformateur).

Avant de mettre sous tension, régler la résistance ajustable à mi-course. Brancher un contrôleur universel entre les émetteurs du BC 142 et du BC 143 (point - et + du schéma de câblage) et le régler sur la sensibilité 50 μ A ou 100 mV (ou la position la plus sensible). A la mise sous tension, l'aiguille ne doit presque pas bouger. Agir sur la résistance ajustable pour faire grimper l'aiguille de quelques graduations. Mesurer ensuite la tension sur l'émetteur du PNP du mélangeur (point T); si la tension est inférieure à 6 V, réduire la résistance de 3,3 k Ω à 1,2; on utilisera la résistance surnuméraire.

Le montage est alors prêt à fonctionner.

D.J.

NOUVEAU!

CHAMBRE DE REVERBERATION A EFFETS SPECIAUX

- Réverbération réglable en temps et en amplitude
- S'adapte immédiatement sur n'importe quel ampli
- Alimentation secteur 110/220 volts

Livré avec schéma et plan de câblage.

EN ORDRE DE MARCHÉ... 550 F ● EN KIT 480 F

MAGNÉTIQUE-FRANCE «KIT» 175, rue du Temple
75003 PARIS
272-10-74

CONSTRUISEZ-LES VOUS-MÊMES

NOUVELLE FORMULE EN KIT

LIVRES AVEC PLAN DE CÂBLAGE

échelle 1/1

Schéma de principe

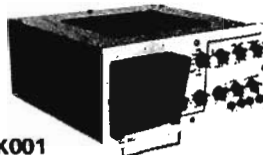
et mode d'emploi

Nos appareils transistorisés

sont livrés en sous-ensembles

précâblés et pré-étalonnés

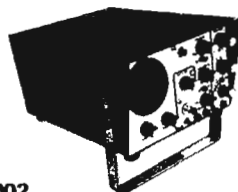
OSCILLOSCOPES, TOUT TRANSISTORS ET C.I.



MK001

Du continu à 2 MHz. Atténuateur étalonné, compensé de 5 mV à 10 V. BT de 10 Hz à 200 kHz.

PRIX EN KIT 923,00

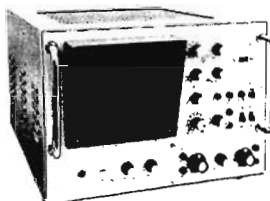


MK002

Du continu à 5 MHz. Atténuateur étalonné, compensé de 5 mV à 10 V. BT de 50 milliseconde à 0,1 microsec.

PRIX EN KIT 1 144,00

DOUBLE-TRACE ME 115 A

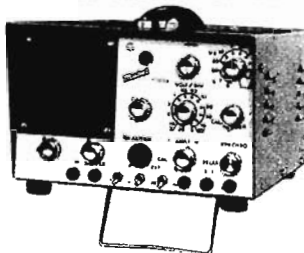


BP de 0 à 10 MHz sur chaque voie. BT déclenchée de 5 sec. à 1 microseconde. Tube 13 cm.

PRIX EN KIT T.T.C. 2 585,00

Simple-Trace 2 321,00
EN KIT T.T.C.

OSCILLOSCOPE ME 114 SPECIAL DEPANNEUR TELE



Décrit dans le «H.-P.» du 15-3-73

- Tout transistors circuit intégré ● Avec synchro TV ligne et image.
- BP : 8 MHz. Sensibilité 5 mV division
- Atténuateur étalonné ● BT déclenchée de 5 secondes à 1 microseconde ● Tube rectangulaire 5 x 7 ● Poids 5 kg

PRIX EN KIT T.T.C. 1 850,00

OSCILLOSCOPE ME 113



TOUT TRANSISTORS CIRCUITS INTEGRES

BP de 0 à 8 MHz - Atténuateur étalonné - SENSIBILITE 5 MILLIVOLTS DIVISION. BT déclenchée de 5 secondes à 1 microseconde. KIT T.T.C. 1 390,00

ME 106

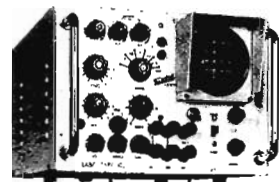
De 10 Hz à 1,2 MHz. BT : 10 Hz à 120 K.

KIT T.T.C. 611,00

ME 108

De 10 Hz à 2 MHz. BT : 10 Hz à 120 K.

PRIX EN KIT : 649,00



BI-COURSE ME 102

de 10 Hz à 4 MHz ● BT 10 Hz à 300 K
PRIX EN KIT T.T.C. 968,00

GENERATEUR BF MK 009

A transistors. Signaux Sinus de 10 Hz à 1 MHz en 4 positions Signaux carrés de 10 Hz à 1 MHz en 4 positions. Alimentation pile-secteur 110/200 V
PRIX EN KIT T.T.C. 567,00



GENERATEUR BF ME 117

A signaux Sinus de 10 Hz à 200 kHz. Signaux carrés de 10 Hz à 200 kHz.

PRIX EN KIT 457,00

NOUVEAU CATALOGUE COMPOSANTS ELECTRONIQUES ET SEMI CONDUCTEURS

AUX MEILLEURES CONDITIONS

CATALOGUE ET PRIX SUR DEMANDE

DOCUMENTATION GENERALE TECHNIQUE GRATUITE SUR DEMANDE

- TOUS NOS APPAREILS SONT LIVRABLES EN ORDRE DE MARCHÉ. - ASSISTANCE TECHNIQUE ASSURÉE ● FRAIS D'ENVOI EN SUS.

Matel
ELECTRONIQUE

35, rue d'Alsace
75010 PARIS

Tél. : 607.88.25-83.21
Métro : Gares Est et Nord

Ouvert tous les jours de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h (sauf dimanche et lundi matin)

CREDIT

PARKING

THOMSON CSE

au Selon des Composants

DIVISION SESCOSEM

Transistors de puissance en boîtier plastique. Transistors économiques - Paires complémentaires NPN/PNP.

Boîtier TO 126. BD 157 à BD 159 (V_{CE0} 250 à 350 V); utilisation : Ampli BF haute tension - ESM 400 - ESM 400A : utilisation en TV couleur (correction de coussin) - BD 165 à BD 170 - utilisations : convergence TV couleur, Ampli BF 5 W - BD 233 à BD 238 - utilisations : Ampli HI-FI 2 x 10 W, balayage image TV - BD 423 à BD 438; utilisations : étage de sortie auto-radio, électrophones - BD 675 à BD 680 (Darlington); utilisations : Ampli BF de puissance, étage de sortie balayage image pour TV N et B et couleur.

Boîtier TO 220. BD 301 à BD 304; utilisation : Balayage image pour TV couleur - 2N5294 à 2N5298; utilisation : TV portable étage pilote de puissance - 2N5490 à 2N5496; utilisation : Allumage automobile, étage pilote - ESM 213, ESM 217, ESM 260, ESM 262 (Darlington); utilisation : Ampli BF de puissance.

Amplificateurs basse fréquence intégrés. SESCOSEM a développé une gamme très complète d'amplificateurs basse fréquence intégrés destinés aux récepteurs de radio et télévision, électrophones, magnétophones, etc.

CIRCUITS INTEGRES POUR RADIO ET TELEVISION

Généralités. Cette gamme de circuits intégrés répond à des besoins très divers dans le domaine de la radio et de la télévision.

Caractéristiques ■ ESM 232 - Circuit de déviation verticale pour récepteurs N/B grand tube. - Tension d'alimentation 24 V. -

Contient l'oscillateur vertical, le trieur de Synchro, l'amplificateur de puissance et la sortie effacement.

■ TBA 440 - Amplificateur H.F. à large bande avec démodulateur et amplificateur de CAG. - Section F.I. image des récepteurs TV - Sensibilité pour 2 V_{pp} vidéo : 100 μ V. - Efficacité du CAG : 50 dB.

■ TBA 400 - Amplificateur H.F. à large bande avec ampli de CAG.

- Section F.I. Son des récepteurs au standard français. - Gain en tension à 40 MHz = 72 dB. - Efficacité du CAG : 60 dB.

■ ESM 1350 P - Amplificateur H.F. à large bande avec ampli de CAG. - Gain en puissance à 45 MHz : 50 dB. - Facteur de bruit typique : 6 dB.

■ TAA 930 AC - Amplificateur-limiteur et démodulateur F.M. - Spécifié pour contrôle automatique de fréquence en télévision.

CARACTERISTIQUES

TYPE	Boîtier	Tension d'alimentation	Puissance de sortie	Impédance de charge	
TBA 790	CB 108	X	9 V	0,5 W	15 Ω
		LA	9 V	1 W	8 Ω
		LB	12 V	2 W	8 Ω
		LC	9 V	2 W	4 Ω
KB KC KD	CB 99	KB	12 V	2 W	8 Ω
		KC	9 V	2 W	4 Ω
		KD	15 V	2,8 W	8 Ω
NB NC ND	CB 135	NB	12 V	2 W	8 Ω
		NC	9 V	2 W	4 Ω
		ND	15 V	2,8 W	8 Ω
TCA 150	CB 135	NB	14 V	4 W	4 Ω
		NBT*	14 V	4 W	4 Ω
TBA 800	CB 109	24 V	4 W	16 Ω	
ESM 222**	CB 109	14 V	8 W	2 Ω	

* : Amplificateur à faible bruit pour électrophones piézo électriques - $R_g = 1 M\Omega$.

** : Avec protection contre les courts-circuits et les surcharges thermiques.

■ **ESM 203** - Régulateur de vitesse pour moteur à courant continu et aimant permanent. (Electrophones et magnétophones piles-secteur.) - V_{cc} max. : 18 V. - Courant max. : 1 A. - Tension de référence interne : 1,5 V. - Régulation à 1 % près en fonction de tous les paramètres cumulés.

CIRCUITS INTEGRES POUR AUTOMOBILES

Généralités. Ces deux types de circuits intégrés spécifiques pour l'automobile, qui complètent la gamme de ses dispositifs d'usage général, discrets ou intégrés, qui sont déjà utilisés dans ce domaine par les constructeurs.

Caractéristiques ■ **SFC 606 B** - Clignotant avec circuit détecteur de panne. Possibilité de clignotement 4 feux simultanés (Warning). Peut être utilisé en commande temporisée d'essuie-glace. V_{cc} : 14 V.

■ **TCA 475** - Capteur détecteur de proximité. - Associé à un circuit oscillant, constitue un oscillateur HF pouvant détecter la proximité d'une masse métallique. - (Compteur de vitesse, compte-tours, etc.)

DIVISION LCC-CICE

Nouveautés présentées au salon des composants

- Une résistance bleeder et un diviseur variable pour THT destinés aux récepteurs de télévision en couleur. Réalisés en technologie film épais, ils sont respectivement destinés à la stabilisation de la THT et au réglage de la concentration du tube image en TVC.

- Un tripleur de tension pour téléviseur couleur, présenté en boîtier moulé pour fixation directe sur châssis métallique.

- Deux types de bagues de déflexion en Ferrinox pour bobinage toroïdal, étudiées spécialement pour les nouveaux tubes couleur « Precision in line » (PIL).

- Des résistances miniatures à couche métallique d'usage courant. Leurs connexions parallèles permettent l'insertion sur machines automatiques, et de bénéficier des performances des résistances à couche métallique sous un encombrement réduit. Type R1R 25K, valeur mini. : 30 Ω , valeur maxi. : 240 k Ω .

- Des condensateurs au tantale à feuilles gravées qui permettent d'emmagasiner une charge maximum sous un volume minimum et présentent une très faible résistance série. Type : CTF 01P, CTF 0,2P, CTF 03P.

- Des condensateurs à diélectrique céramique de type I pour haute tension, utilisables dans les alimentations THT de téléviseurs, les multiplicateurs de tension, les appareils de mesure, etc. Gamme de capacités : 10 à 100 pF - Tolérance $\pm 10\%$ - Référence : QH...

- Des mandrins stéatite blindés à embase en diallil-phtalate de grande précision dimensionnelle et excellentes caractéristiques électriques, destinés au bobinage de self à air à noyau plongeur.

DIVISION OREGA

Circuits et commutation

- Une nouvelle gamme de relais à lames souples scellées créée pour adapter la technologie de fabrication d'OREGA C.C. à une implantation normalisée correspondant aux boîtiers TO 116. Sa conception permet d'utiliser intégralement le volume disponible sur les circuits. Cette gamme « Superdil » comporte quatre modèles standards.

- Des relais à contacts scellés mouillés mercure caractérisés par un pouvoir de coupure accru et une grande stabilité de résistance de contact pour un encombrement très réduit.

OREGA ELECTRONIQUE ET MECANIQUE

Sélecteurs VHF et UHF miniaturisés

De dimensions réduites, réalisés sur CI, enfichables ou soudables sur CI, ils s'adaptent parfaitement sur les nouveaux récepteurs.

Ils présentent des performances améliorées en gain et facteur de bruit, ainsi qu'en caractéristiques de sélectivité, ce qui s'avère nécessaire avec la multiplication des émetteurs de troisième chaîne.

Ensemble sélecteurs U et VHF plus amplificateur FI

Le boîtier F.I. 1515 B assure les fonctions suivantes :

- amplification, détection et régulation de gain de la moyenne fréquence « image ».

- Amplification, détection et régulation de gain de la moyenne fréquence « son ».

- La sélectivité de l'ensemble est obtenue à l'aide d'un filtre complexe placé entre les sélecteurs HF et les circuits intégrés qui assurent la fonction amplification.

- La séparation, au niveau de ce filtre, de la chaîne image et de la chaîne son garantit une excellente caractéristique d'intermodulation son/image.

- La détection image, d'un type nouveau, apporte en même temps qu'une linéarité remarquable un taux d'intermodulation particulièrement bas.

- La commande automatique de gain, peut être soit du type « clampé », soit du type « dépendant du contenu de l'image. »

BALAYAGE NOIR ET BLANC

Composants col de 28 mm avec circuits transistors basse tension

Ce jeu de composants comprend : déviateur, transfo THT, et bobine de linéarité. Il est destiné aux récepteurs bistandard NB équipés de tubes 110° col de 28 mm pour des dimensions d'écran comprises entre 44 et 61 cm.

Cet ensemble est destiné aux récepteurs équipés de transistors dont la tension CEB est de 400 V, par exemple TH 5500 ou ESM 191/500, et avec une tension d'alimentation de 24 V.

Composants col de 28 mm avec circuits transistors haute tension

Ces dispositifs en cours de développement sont destinés aux récepteurs monostandards 6251, équipés de transistors dont la tenue en tension est 1 100 V.

Ils permettent d'alimenter les circuits de balayage sous une tension de l'ordre de 150 V.

Composants col de 28 mm avec circuits thyristors noir et blanc

Également en cours de développement, et destinés à l'équipement des téléviseurs monostandards 625 lignes.

Ce jeu de composants comprend les éléments suivants :
- déviateur,
- transfo THT,
- bobine de linéarité,
- bobine de commutation,
- transducteur de régulation et self d'entrée.

BALAYAGE COULEUR

Composants pour circuits transistors PIL (Précision in line)

OREGA-EM a développé un jeu complet de composants de balayage destiné à l'équipement des récepteurs couleur bistandard français, équipés d'un tube 90° PIL.

Ce jeu de composants comprend :

- transformateur ligne,
- transformateur driver,
- transformateur de coussin E-O,
- transformateur de coussin N-S et bobine de phase,
- bobine de linéarité,
- self d'équilibrage,
- bobine de cadrage ligne.

Il est adapté à l'utilisation de transistors de type 800 V 10 A, par exemple TH 800 Sescosem.

Composants pour circuits thyristors couleur tube col de 28 mm balayage monostandard.

Outre les composants de col et les composants de circuit, en différentes versions, pour récepteurs monostandard :

est développé un nouveau jeu de balayage plus économique comportant un composant combiné : bobine de commutation - transformateur d'entrée, étudié pour fonctionner avec un système de régulation électronique à thyristor.

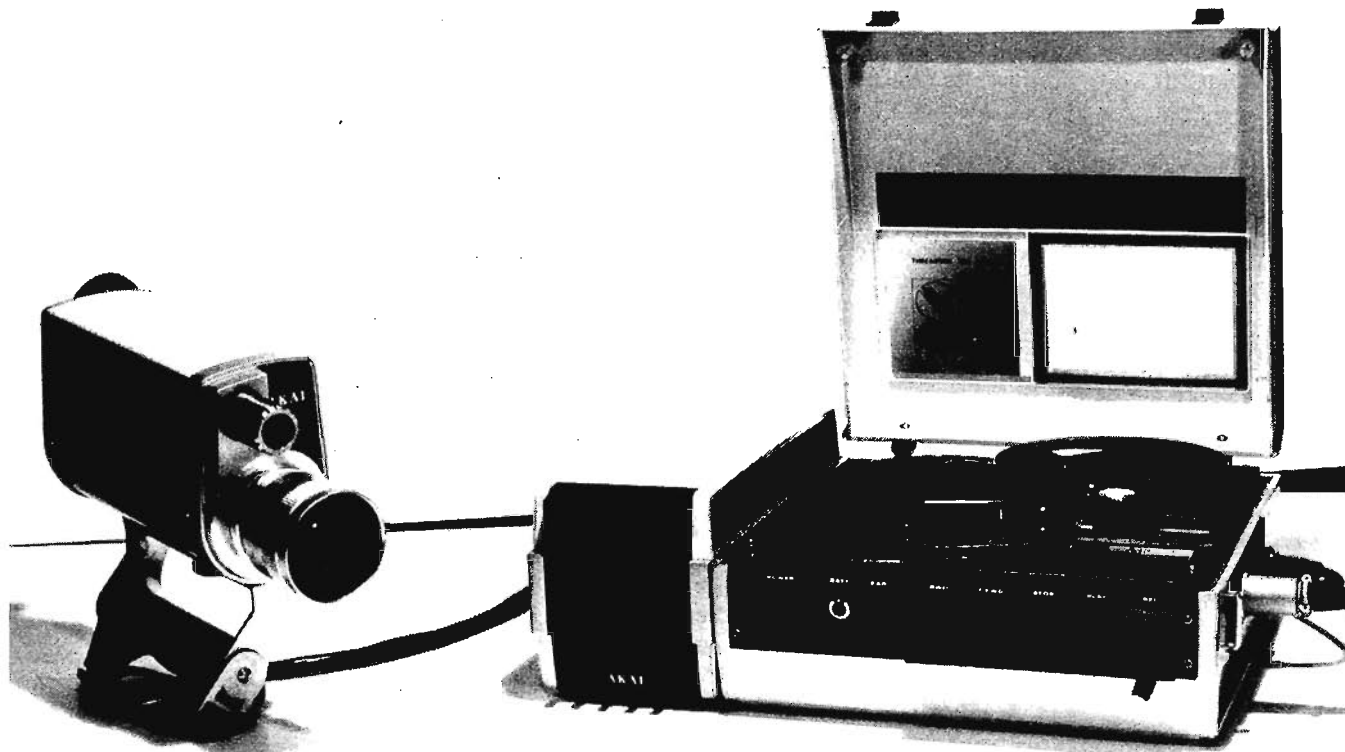
Composants pour circuits thyristors pour tube PIL, balayage monostandard

Les composants de circuits comprennent :

- bobine d'entrée - bobine de commutation,
- transformateur de THT,
- transducteur de coussin commun N-S E-O,
- bobine de linéarité,
- bobine d'accord de phase, etc.,

Une particularité de ces deux jeux de composants, réside dans la possibilité d'utiliser une platine imprimée commune pour les récepteurs PIL et grand écran; les circuits électroniques et un certain nombre de composants étant communs aux deux dimensions d'écran.

LE MAGNÉTOSCOPE AKAI VT 100S



L'ensemble portable AKAI VT 100 S, peu volumineux et extrêmement léger comprend un magnétoscope VT 100 S avec moniteur VM 110, une caméra VC 110 avec micro incorporé et un chargeur/alimentation secteur VA 110.

Il permet l'enregistrement et la reproduction instantanés de l'image et du son, ainsi que la reproduction instantanée sur récepteur ordinaire de télévision équipé 2^e chaîne, soit au moyen d'un modulateur, soit par branchement direct sur une prise magnétoscope.

ADAPTATEUR-CHARGEUR VA-110

Voltage : 12 V. Alimentation de 100 à 240 V. Bouton sélecteur : alimentation secteur, recharge des batteries et alimentation secteur, recharge des batteries. Temps de recharge des batteries : 8 heures

environ. Encombrement : 92 × 111 × 200 mm. Poids : 2,7 kg.

CAMÉRA PORTABLE VC-110

Vidicon : tube vidicon de deux tiers de pouce. Système de balayage : extérieur (déterminé par l'enregistreur VT-110). Définition horizontale : plus de 400 lignes. Fréquence lignes : 15 750 Hz. Fréquence trame : 60 Hz. Rapport signal/bruit : mieux que 40 dB. Sortie vidéo : 1,4 V c.c. signal composite. Ouverture du diaphragme : f : 1,8 et f : 5,6, commandée par interrupteur, avec système de compensation automatique de lumière. Objectif : zoom 10 - 40 mm. Système de visée : visée reflex. Alimentation requise : DC 9 V (fournie par l'enregistreur VT-110). Microphone : uni directionnel, impédance : 600 Ω. Encombrement : 187 × 75 × 113 mm (boîtier seulement). Poids : 1,9 kg (avec la poignée).

MAGNÉTOSCOPE PORTABLE VT-100 S

Signal TV : signal aux normes européennes. Système d'enregistrement vidéo : 2 têtes rotatives opposées de 180°. Durée d'enregistrement : 24 minutes avec une bande magnétique d'une longueur de 1 200 pieds (de type double durée). Vitesse de défilement de la bande : 28,5 cm/s, soit une vitesse d'enregistrement réelle de 7,45 m/s. Largeur de la bande : 6,25 mm. Définition : 200 lignes. Rapport signal/bruit vidéo : mieux que 40 dB. Sortie vidéo : 1,4 V c.c., 75 Ω. Entrée audio (micro supplémentaire) : - 65 dB, impédance 600 Ω. Gamme de fréquences audio : 100 - 10 000 Hz. Rapport signal/bruit audio : mieux que 38 dB. Contrôle audio pendant l'enregistrement : par écouteur (impédance : 100 kΩ). Alimentation requise : DC 12 V. Consommation : 14 W, en fonction d'enregistrement (sans compter la caméra et le téléviseur

de contrôle). Batteries : 2 batteries rechargeables (6 V chacune) du type Sönnenschein 3G × 3/U. Durée d'utilisation des batteries : totalement rechargées : 40 minutes, en utilisation constante et simultanée de l'enregistreur, de la caméra et du téléviseur de contrôle. Durée de recharge des batteries : environ 8 heures en utilisant l'adaptateur-chargeur VA-110. Encombrement : 255 × 263 × 112 mm. Poids : 4,6 kg (enregistreur seul).

TÉLÉVISEUR PORTABLE DE CONTRÔLE VM-110

Tube : 7,5 cm. Entrée vidéo : 1,4 V c.c. (synchro négative) 75 Ω. Entrée audio : - 20 dB, 5 kΩ. Haut-parleur : 75 × 44 mm. Sortie audio maximum : 120 mV. Alimentation requise : DC 9 V (fournie par l'enregistreur VT-110). Consommation : 18 W. Encombrement : 98 × 263 × 112 mm (boîtier seulement). Poids : 1,69 kg.

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINES MARANTZ 2015

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Marantz 2015, une platine Lenco B55, deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

Le tuner amplificateur Marantz 2015-I.

Tuner amplificateur. Gamme FM : 88 à 108 MHz. Sensibilité FM : 2,8 μ V. Puissance : 2 x 15 W eff. Bande passante : 20 à 20 000 Hz \pm 1 dB. Distorsion harmonique à puissance nominale : 0,9 %. Rapport signal/bruit : 93 dB. Impédance HP : 4 à 8 Ω .

La platine Lenco B55. Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tr/mn. Encoches repères pour 4 vitesses fixes, 16 2/3, 33 1/3, 45 et 78 tr/mn. Pleurage et scintillement tels que mesures \pm 1,8 %. Pleurage et scintillement évalués selon normes DIN 45507 \pm 1,2 %.

(0 dB-100 Hz = 1,4 cm/s) - 37 dB. Rapport signal/bruit (référence 6 mV) 44 dB. Variation de la vitesse pour une variation de la tension du secteur de \pm 10 % + 2,5 - 3 %. Erreur de lecture tangentielle pour diamètre de 120-20 mm, \pm 0,8°. Dimensions : Platine de montage en acier de 2 mm, 375 x 300 mm. Diamètre du plateau 300 mm.

L'enceinte acoustique Eole 180. Système à 2 voies (2 H.P.) 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 30 Hz (Champ dans l'entrefer 15 000 G). 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). Bande passante 25 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal. Impédance : 4-8 Ω . Dimensions : 423 x 293 x 240. Volume interne : 19 litres. Poids : 10 kg.

La chaîne Marantz 2015-II

Cette chaîne comprend : le tuner amplificateur Marantz 2015, une platine Lenco L75, 2 enceintes acoustiques Teral T300.

Le tuner amplificateur Marantz 2015. - (voir chaîne précédente).

La platine Lenco L75.

Platine tourne-disques. Plateau lourd de 4 kg, de grand diamètre (312 mm), équilibré dynamiquement, en alliage non magnétique, coulé sous pression. Réglage continu des vitesses. Moteur éprouvé, à 4 pôles et à axe conique.

L'enceinte acoustique Teral T300

Enceinte 3 voies : 4/8 Ω - Puissance N : 20 W - Puissance Mx : 25 W - Comprenant : Deux haut-parleurs de 12 cm à fréquence de résonance décalée. L'un spécialisé dans le bas du registre et l'autre transmettant le médium - aigu - un tweeter séparé par un filtre à 3 dB par octave complète le jeu de haut-parleur. Cette petite enceinte bien équilibrée peut être accompagnée d'amplificateurs de 8 à 25 W.

Chaîne Marantz 2015-III

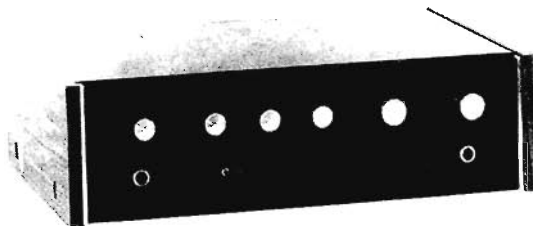
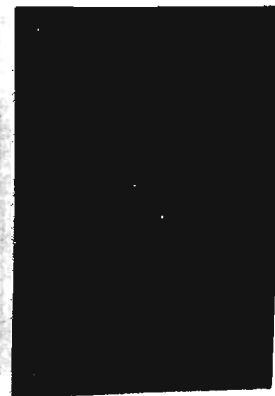
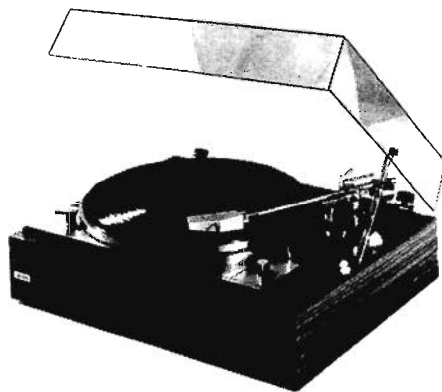
Cette chaîne comprend : un

tuner amplificateur, une platine Thorens TD 165, deux enceintes acoustiques Scott S 17.

Le tuner amplificateur Marantz 2015 - (voir chaîne 2015-I).

La platine Thorens TD 165. Moteur 16 pôles synchrone, entraînement du plateau par courroie caoutchouc - Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minutes. Plateau en alliage de zinc, diamètre 30 cm. Régularité de vitesse : 0,06 % selon DIN 45 507, pondéré niveau de bruit (rumble) non pondéré - 43 dB - pondérée - 65 dB. Alimentation 110/220 V - Poids 8 kg - Dimensions : 440 x 340 x 140 mm. Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

L'enceinte Scott S 17. Puissance : 35 W. Diamètre du HP graves : 200 mm. Diamètre du tweeter : 75 mm. Impédance : 8 Ω . Bande passante : 40 à 2 000 Hz. Dimensions : 267 x 457 x 216 mm. Poids : 7,5 kg.



CHAINES SANSUI AU505

La chaîne Sansui AU 505-I

Cette chaîne comprend : un amplificateur Sansui AU 505, une platine Lenco B55, deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

L'amplificateur Sansui AU 505.
- Puissance : 2 x 23 W / 8 Ω. Distorsion harmonique < 0,5 %. Bande passante : 25 à 40 000 Hz. Réponse en fréquence : 20 à 60 000 Hz ± 2 dB. Impédance du H.P. : 4 à 16 Ω. Sensibilité des entrées : P.U. : 3 mV/50 kΩ - Micro : 4 mV/50 kΩ - Tuner : 200 mV/50 kΩ - Auxiliaire : 200 mV/50 kΩ - Magnéto : 200 mV/50 kΩ. Contrôles tonalités graves : ± 13 dB à 50 Hz; aiguës : ± 10 dB à 10 000 Hz. Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Dimensions : 115 x 407 x 278 mm. Poids : 8 kg.

La platine Lenco B55 - (voir chaîne Marantz 2015-I)

L'enceinte acoustique Eole 180 - (voir chaîne Marantz 2015-I)

La chaîne Sansui AU 505-II

Cette chaîne comprend : un amplificateur Sansui AU 505, une platine Thorens TD 165, deux enceintes acoustiques Teral T300

ou deux enceintes acoustiques Scott S 17.

- L'amplificateur Sansui AU 505 - (voir chaîne précédente)

- L'enceinte T300 - (voir chaîne Marantz 2015-II).

- L'enceinte S 17 - (voir chaîne Marantz 2015-III)

- La platine Thorens TD 165 - (voir chaîne Marantz 2015-III)

Chaîne Sansui AU 505-III

Cette chaîne comprend : un amplificateur Sansui AU 505, une platine Pioneer PL 12, deux enceintes acoustiques Cabasse Dinghy I.

L'amplificateur Sansui AU 505 - (voir chaîne Sansui AU 505-I)

La platine Pioneer PL 12.

Tourne-disque 2 vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours, moteur synchrone à 4 pôles, diamètre du plateau : 30 cm. Rapport signal/bruit : > 45 dB. Fluctuations : < 0,12 %. Alimentation : 110/220 V, 50 ou 60 Hz. Consommation : 12 W. Dimensions : 431 x 153 x 341 mm. Poids : 6 kg.

L'enceinte acoustique Cabasse Dinghy I

L'équipement : 1 haut-parleur 24B25C. Système : labyrinthe à événements freinés. Puissance admissible 25 W. Poids brut 10 kg. Poids net 8 kg. Dimensions 28 x 60 x 23,6 cm. Impédances standards 4, 8 ou 16 Ω. Courbe de réponse 50-18 000 Hz.



53, rue Traversière, PARIS-12^e
Tél. : 344-67-00

MAGNETOSCOPE AKAI VT 100 S fourni avec sa caméra, son monitor de contrôle, son alimentation secteur, une bande pleine, une bobine vide, une courroie de transport, au prix incroyable de **6 400 F**

QUELQUES SUGGESTIONS DE CHAINES CONÇUES AVEC...

AMPLIS-TUNERS MARANTZ 2015 :

- 1 ampli-tuner 2015 MARANTZ.
- 1 table de lecture Lenco B 55 H cellule magnétique socle et plexi.
- 2 enceintes EOLE 180 S SCIENTELEC.

L'ensemble **3 200 F**

- 1 ampli-tuner 2015 MARANTZ.
- 1 table de lecture Lenco L 75 cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes T 300 à 3 voies.

L'ensemble **3 400 F**

- 1 ampli-tuner 2015 MARANTZ.
- 1 table de lecture THORENS TD 165 cel. shure 75/6 socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S 17

L'ensemble **3 800 F**

AUTOUR D'UN AMPLI-TUNER SANSUI 2000 X

Parmi les PLATINES suivantes celle qui vous convient le mieux : **THORENS TD 165** cel. shure 75 EM pointe, elliptique ou **PIONEER PL 12 D** cellule ortofon ou **LENCO L 78** cel. magnétique ou **SANSUI SR 212CEL** magnétique ou **BARTHE ROTOFUID PROFESSIONNELLE** cel. shure 75/6 ou **SCIENTELEC CLUB** cel. shure 75/6 ou **THORENS TD 160** cel. magnétique excel (platines fournies avec socle et plexi).

Parmi les ENCEINTES SUIVANTES, la paire qui vous convient le mieux **SCOTT S 17** ou **KLH 32** ou **MARTIN MICRO MAX** ou **ACOUSTIC RESEARCH AR 7** ou **CABASSE DINGHY I** ou **KEF CHORALE** ou **T 1000** à 3 voies.

- L'AMPLI-TUNER SANSUI 2000 X.
- 1 table de lecture et deux enceintes acoustiques de votre choix

L'ensemble au prix exceptionnel de **4 600 F**

AMPLI SANSUI AU 505 :

- 1 ampli SANSUI AU 505.
- 1 table de lecture Lenco B 55 cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes EOLE 180 S SCIENTELEC.

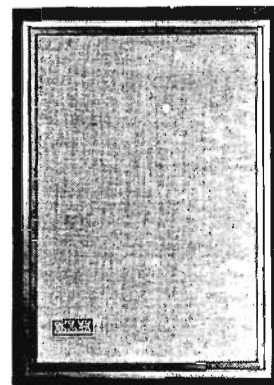
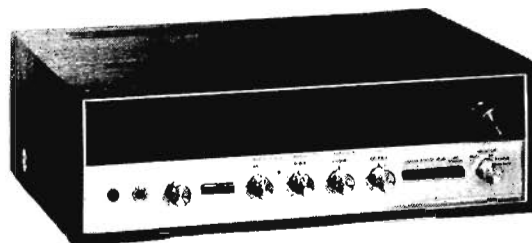
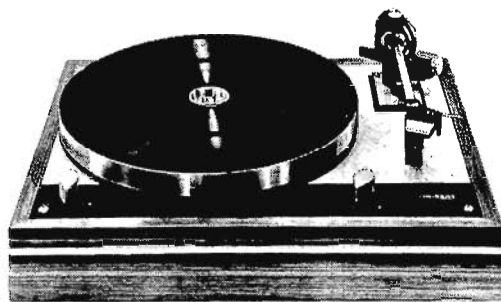
L'ensemble **2 550 F**

- 1 ampli SANSUI AU 505.
- 1 table de lecture THORENS TD 165 cel. shure 75/6 socle et plexi.
- 2 enceintes T 300 à 3 voies ou Scott S 17.

L'ensemble **3 200 F**

- 1 ampli SANSUI AU 505.
- 1 table de lecture PIONEER PL 12 D cellule ortofon, socle et plexi.
- 2 enceintes CABASSE DINGHY I.

L'ensemble **3 500 F**



CHAINES SANSUI 2000X

Constituez votre chaîne autour du tuner amplificateur Sansui 2000 X.

Le tuner amplificateur Sansui 2000 X.

Partie Amplificateur. Puissance : $2 \times 52 \text{ W}/4 \Omega - 2 \times 39 \text{ W}/8 \Omega$ - Distorsion harmonique $\leq 0,8 \%$ - Distorsion d'intermodulation $\leq 0,8 \%$ - Bande passante : 20 à 40 000 Hz - Séparation de canaux $\geq 60 \text{ dB}$ - Rapport signal/bruit $\geq 80 \text{ dB}$ - Distorsion harmonique totale : $\geq 0,2 \%$ - Sensibilité des entrées : PU_1 : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - PU_2 : $2,5 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - Aux., Monitoring, Magnéto : $150 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$. Correcteurs de tonalité : graves $\pm 12 \text{ dB}$ à 50 Hz - Aigus : $\pm 12 \text{ dB}$ à 10 000 Hz - Partie Tuner FM : gamme : 88 à 108 MHz - Sensibilité : $1,4 \mu\text{V}$. Distorsion harmonique : $0,8 \%$ - Rapport signal/bruit : $\geq 60 \text{ dB}$ - Séparation Stéréo : $\geq 35 \text{ dB}$ à 10 000 Hz - Partie AM : Gamme : 535 à 1 605 kHz - Sensibilité : $100 \mu\text{V}$ à 1 000 kHz - Alimentation : 110/220 V - 50/60 Hz - Dimensions : $462 \times 147 \times 336 \text{ mm}$ - Poids : 13,1 kg.

La platine Thorens TD 165 avec cellule Shure (voir chaîne Marantz 2015-III).

La platine Pioneer PL 12 - (voir chaîne Sansui AU 505-3).

La platine Sansui SR 212

La platine Lenco L 78 arrêt automatique.

Cellule magnétique à pointe diamant. Plateau lourd de 4 kg, $\varnothing 312 \text{ mm}$ en alliage non magnétique. Taux de pleurage : 0,11 %. Rapport signal/bruit : 60 dB. Force d'appui réglable de 0 à 5 g.

La platine Barthe Rotofluid. - Plateau lourd de 4,5 kg. Diamètre 30 cm en métal non magnétique, entraînement par courroie. Vitesses 33 et 45 tours. Moteur synchrone 16 pôles. Longueur du bras : 340 mm. Angle du bras : $22^\circ 30'$. Réglage du bras par deux contrepoids. Dispositif antiskating. Poids total : 7,6 kg.

La platine Club Sciencelec

Deux vitesses : $33 \frac{1}{2}$ et 45 tr/mn $\pm 0,2 \%$. Fluctuations mesurées inférieures à 0,15 %. Rapport signal/bruit global : 42 dB. Rapport signal/bruit pondéré : 54 dB. Plateau amagnétique tripode à haute inertie. Entraînement par moteur flottant synchrone et courroie rectifiée. Alimentation : 110 à 230 V 50 Hz-4 W.

La platine Thorens TD 160 à cellule Excel

Système d'entraînement : Moteur 16 pôles synchrone biphasé, entraînement du plateau par courroie caoutchouc. Vitesses : $33 \frac{1}{3}$ et 45 tr/mn. Plateau : alliage de zinc non magnétique. Diamètre : 30 cm. Poids : 3,2 kg. Régularité de vitesse : 0,6 % selon DIN 45507, pondéré. Niveau de bruit (rumble) : non pondéré : -43 dB; pondéré : -65 dB, selon DIN 45539.

L'enceinte acoustique KLH32

Suspension acoustique : 1 HP grave 21 cm, 1 HP aigu 5 cm. Puissance minimale ampli : 10 W. Puissance maximale ampli : 40 W. Coffret en noyer huilé, impédance 8Ω , dimensions : $49,2 \times 27,6 \times 18 \text{ cm}$.

L'enceinte acoustique Martin micro-max

Enceinte à angle de dispersion très ouvert. Boomer 21 cm à suspension acoustique. Tweeter de 6 cm. Puissance maximum : 45 W RMS. Bde passante 38 à 18 000 Hz. Réglage pour aigus. Dim. : $45 \times 26 \times 24 \text{ cm}$.

L'enceinte acoustique AR 7

Enceinte à deux voies. HP grave

$\varnothing 28 \text{ mm}$. Filtre d'aiguillage 2 000 Hz avec réglage de niveau à deux positions. Puissance minimale : 15 W. Puissance pointe : 100 W. Dimensions : $240 \times 400 \times 160 \text{ mm}$.

L'enceinte acoustique KEF chorale

Cette enceinte renferme un élément basse-médium de 22 cm à membrane en acoustilène et un tweeter de 27 mm à membrane mélinex. - Dimensions : $47 \times 28 \times 22 \text{ cm}$. Poids : 8,0 kg. Puissance : 20 W. Résonance : 55 Hz. Impédance : 8Ω . Bande passante : 45-20 000 Hz. Fréquence filtre : 3 000 Hz. Finition : Noyer.

L'enceinte Scott S 17 - (voir chaîne Marantz 2015-II).

L'enceinte T 1000.

Enceinte 2 voies + Radiateur passif $\varnothing - 4/8 \Omega$ P : 35 W Pmx : 40 W. Cette enceinte comprend un haut-parleur de 25 cm à pouce souple et à amortissement contrôlé. Un tweeter à haut rendement restitue le haut du registre avec une grande finesse. Pour le Bas du registre un 31 cm passif couplé pneumatiquement avec le 25 cm permet de mieux équilibrer l'enceinte dans les fréquences graves.

UNE BOITE A MUSIQUE ELECTRONIQUE

(suite voir n° 1446)

PAR rapport au carillon électronique, déjà bien connu sous de multiples formes, la boîte à musique est un ensemble à la fois plus complexe et plus souple. La version décrite permet de jouer à deux voix, et sa capacité qui est de 16 niveaux de fréquence

(16 demi-tons) et également de 16 notes, quant à la durée d'un morceau de musique, peut être étendu jusqu'à 64 notes. La commande se fait par une plaquette enfichable, supportant une matrice à diodes. Par ces diodes, on programme non seulement la hauteur des notes

(dans un ordre librement choisi), mais aussi leur durée, ainsi que la durée des silences qui séparent les diverses notes.

La description de cette boîte à musique termine une série d'articles (le Haut-Parleur, n° 1441 et n° 1446), consacrée à deux ver-

sions d'orgue de barbarie, à commande analogique et à commande digitale, ainsi qu'à un orgue à touches fixes. La présente réalisation fait appel à certains des modules précédemment décrits, et qui ne seront rappelés que par leur numéro de figure.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma synoptique de la figure 25 montre que la boîte à musique fait appel à trois des quatre modules (convertisseur digital-analogique, convertisseur tension-fréquence avec interrupteur, amplificateur de sortie) de l'orgue de barbarie à commande digitale. Par rapport à cette dernière réalisation, ce n'est donc que le « lecteur de programme » qui change, et à la place du dispositif électro-mécanique (ou opto-électro-mécanique), on utilise maintenant un circuit électronique, de fonctionnement entièrement automatique.

Cette nouvelle unité de commande contient un multivibrateur qui joue un rôle de « métronome », c'est-à-dire qu'il commande la progression d'une note à la suivante. Il attaque un compteur à 16 positions (ou plus, comme on verra par la suite), suivi d'un décodeur. Ce décodeur comporte 16 sorties, et, pendant une période de comptage, une seule de ces 16 sorties est validée à un moment donné. Si, par exemple, le multivibrateur produit des oscillations dont la période est égale à 1 s, la sortie 1 du décodeur est « active » pendant la première seconde, la sortie 2 l'est pendant

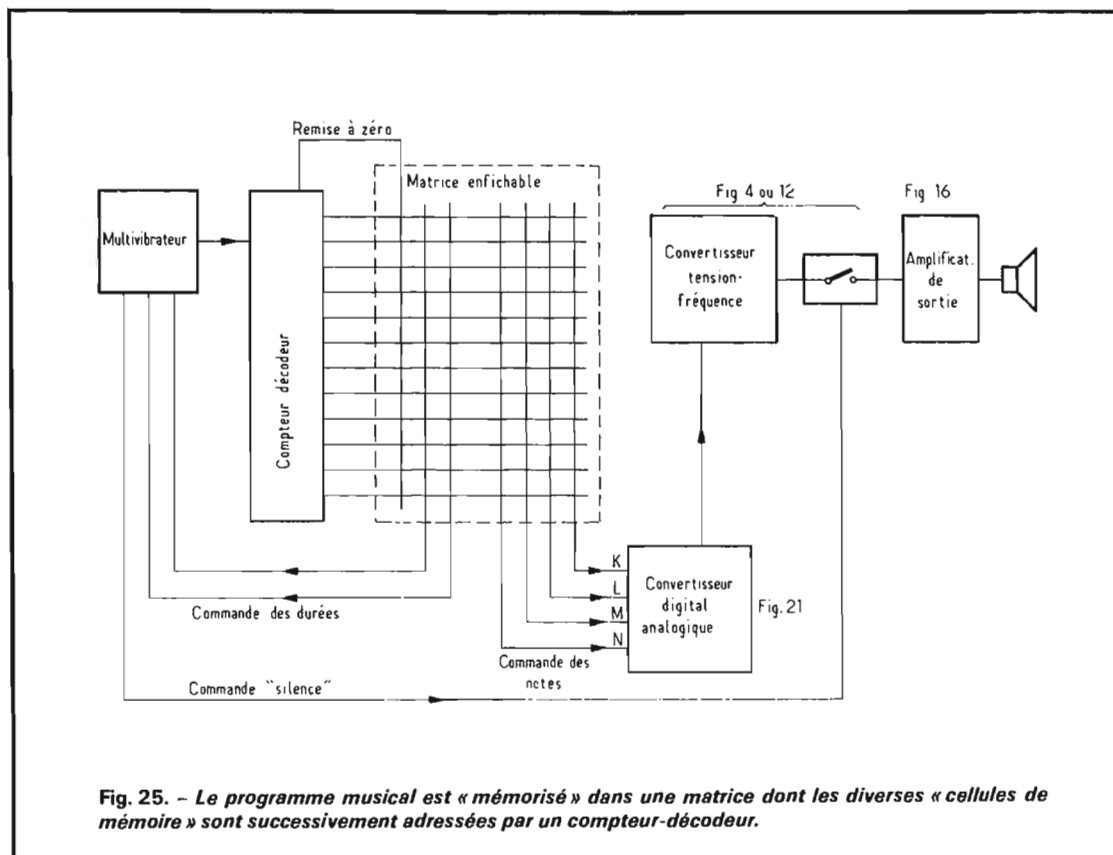


Fig. 25. - Le programme musical est « mémorisé » dans une matrice dont les diverses « cellules de mémoire » sont successivement adressées par un compteur-décodeur.

la deuxième, la sortie 3 pendant la 3^e, etc.

Dans la figure 25, les sorties du décodeur aboutissent à une « matrice enfichable », représentée sous

forme d'un panneau de fils croisés. Dans le sens vertical, ce panneau comporte, à droite, 4 fils aboutissant au convertisseur digital-analogique dont le fonctionnement a

été expliqué précédemment. Si on veut que, à un moment donné, une note donnée soit jouée, il suffit ainsi de relier, par des diodes, la sortie correspondante du déco-

deur, avec les entrées correspondantes du convertisseur. Quand on désire, par exemple, que la troisième note soit un « ré » on doit, d'après le tableau de programmation qui sera donné plus loin, utiliser trois diodes, qu'on connecte avec une extrémité (ensemble) sur la sortie « 3 » du décodeur, et avec l'autre extrémité (séparément) sur les entrées K, M et N du premier convertisseur.

Cette commande des fréquences successives, c'est-à-dire des notes, doit être complétée par au moins trois autres fonctions. La première est la durée de la note, la seconde la durée du silence qui sépare deux notes consécutives, et la troisième est la remise à zéro qu'on doit programmer individuellement dans le cas d'une mélodie comportant moins de 16 notes. Bien entendu, il est possible de moduler les durées, en installant des conducteurs supplémentaires. De même, on peut augmenter la capacité du compteur, ou encore la gamme de fréquences. Quant au nombre de conducteurs sur la matrice, le schéma de la figure 25 n'a donc qu'une valeur d'exemple.

LE MULTIVIBRATEUR

La cadence de succession de notes est commandée par un multivibrateur délivrant une rectangulaire asymétrique. Ce signal est utilisé de façon que, normalement, les notes correspondent aux alternances longues, et les silences aux alternances courtes. De cette façon, la commande des silences peut se faire, très simplement, en appliquant le signal rectangulaire directement à l'interrupteur de silences (Fig. 25). Mais la durée de ces silences, ainsi que celle des notes, doit être variable. On doit donc concevoir le multivibrateur de façon qu'on puisse modifier électriquement et instantanément, la durée de ses créneaux.

Le schéma d'un tel multivibrateur est présenté dans la figure 26. On y utilise des transistors PNP, ce qui permet une commutation des résistances de polarisation de base, par des interrupteurs ayant un pôle commun à la masse. Ces interrupteurs sont, en fait, constitués par des transistors NPN, ainsi qu'on le verra plus loin.

Les durées des deux alternances du multivibrateur sont fonction des valeurs respectives des condensateurs C et des résistances de polarisation R_p . Pour C on utilise, comme on le verra plus loin, trois valeurs pouvant être commandées manuellement, de

façon à pouvoir modifier la cadence du multivibrateur en fonction du rythme exigé par la mélodie programmée. Quant aux résistances de polarisation, on les modifie, temporairement, en connectant, par commutation, certaines valeurs en parallèle aux résistances existantes, R_{p1} et R_{p2} .

Comme on ne sera guère amené qu'à programmer des mélodies simples, le cas le plus fréquent sera une note courte, suivie d'un silence également court. Comme cela correspond à la valeur minimale de R_p , on devra donc s'arranger de façon que les interrupteurs de la figure 26 restent fermés au repos. Ainsi, ce n'est que pour les notes ou silences longs, relativement rares, qu'on aura besoin d'installer une diode sur la matrice enclenchable. Comme on l'installe alors entre une sortie du

compteur « qui commande le compteur tout en obéissant aux ordres de la matrice de programme. On y retrouve les transistors T_1 et T_2 du multivibrateur de la figure 26. Ce sont des PNP au germanium, donc des types admettant des tensions inverses assez élevées entre émetteur et base. Si on veut utiliser des PNP au silicium, il est nécessaire d'insérer des diodes dans les connexions de base. Le commutateur agissant sur les valeurs de C_1 et de C_2 permet une modification durable de la cadence, alors que les modifications passagères sont commandées par T_3, T_4, T_5 , ayant la fonction des interrupteurs de la figure 26. Les émetteurs de ces transistors sont polarisés par les diodes D_1 et D_2 , ce qui permet de compenser les chutes de tension dans les diodes de la matrice de programme. Les bases reçoivent une polarisa-

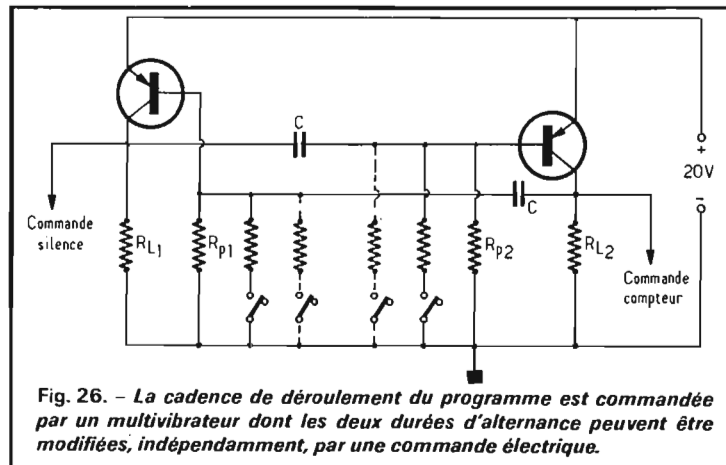


Fig. 26. - La cadence de déroulement du programme est commandée par un multivibrateur dont les deux durées d'alternance peuvent être modifiées, indépendamment, par une commande électrique.

décodeur (Fig. 25), et un conducteur « commande des durées », l'interrupteur commandé ne s'ouvrira que quand le compteur sera suffisamment avancé pour que cette sortie soit « active ». Le multivibrateur basculera alors au bout d'un temps un peu plus long, et puisqu'il commande le compteur, celui-ci restera un peu plus longtemps sur sa position. On obtient ainsi une note plus longue en déconnectant l'une des résistances se trouvant en parallèle sur R_{p1} , et un silence plus long en déconnectant l'une des résistances se trouvant en parallèle sur R_{p2} . Et il est parfaitement possible d'obtenir les deux « allongements » conjointement pour une même note.

LE MÉTRONOME

La figure 27 montre le schéma complet de cette « cuisine à impul-

tion de repos (R_1, R_7, R_8) telle que ces transistors se comportent bien comme interrupteurs fermés, tant qu'on n'actionne aucune commande de durée. Si on veut, au contraire, actionner une commande, il faut couper la polarisation de base du transistor correspondant. Cela peut se faire par une diode connectée en dérivation sur la base, c'est-à-dire entre cette base et un point de potentiel à peu près nul.

Comme on s'est contenté d'un seul transistor (T_3) pour la commande de la durée du son, seulement deux durées différentes sont possibles. La plus courte (T_3 saturé) devra évidemment correspondre à la note la plus courte de la mélodie, et qui sera les plus souvent une « croche ». Puisque $R_4 = R_5$, on obtiendra une durée deux fois plus longue (note « noire ») en coupant la polarisation de T_3 . Au besoin, on pourra simuler une « blanche » en combinant une « noire » avec un silence prolongé.

Pour la commande du silence, on dispose de deux transistors (T_4 et T_5), soit quatre possibilités de durée. Le silence court, entre deux notes consécutives, est donné quand les deux transistors sont saturés. Pour marquer les « mesures » de la portée, on a besoin d'un silence un peu plus long, et on y procède en bloquant T_5 (silence moyen).

Quand on bloque à la fois T_4 et T_5 , on obtient un silence dont la durée est égale à celle d'une note longue (noire), augmentée de celle d'un silence tel qu'on le prévoit normalement entre deux notes. Cette commande correspond donc à un « coupir », quand on utilise la « note longue » pour la « noire ». La quatrième possibilité (T_4 seul coupé) donne une durée déjà fixée par les trois autres. Cette durée est ainsi légèrement inférieure à celle d'un « demi-soupir » augmenté d'une interruption entre notes, mais cela ne s'entend guère.

Le signal de commande de silence, qu'on applique à l'entrée correspondante du module de la figure 4 (ou 12) est obtenu du collecteur de T_1 après filtrage par R_1, C_5 . Ce filtrage aboutit à une commande progressive de l'amplitude, d'où jeu doux et parfaitement exempt des claquements de commutation que produisent certains carillons électroniques. Quant au collecteur de T_2 , il attaque l'entrée du compteur intégré par l'intermédiaire de T_7 , et après filtrage par C_3, C_4 . On compense ainsi le retard qu'implique le filtrage dans la commande de silence.

La bascule T_6, T_7 , permet de bloquer le multivibrateur, via D_3 . Grâce à C_5 , cette bascule se met, dès la mise sous tension, dans une position telle que le multivibrateur ne fonctionne pas. Simultanément, elle commande la mise à zéro du compteur, par T_9 . Son état ne peut être changé que si on manœuvre la touche « départ ». Multivibrateur et compteur fonctionnent alors jusqu'à ce que le décodeur « validé » (par mise au niveau logique « O ») celle de ses sorties qui est reliée, sur la matrice de programme, avec le conducteur « commande de remise à zéro ». La bascule T_6, T_8 , retourne alors dans son état de repos, coupe le multivibrateur et remet le compteur à zéro. Ainsi, le programme peut être passé de nouveau, aussitôt qu'on manœuvre la touche « départ ».

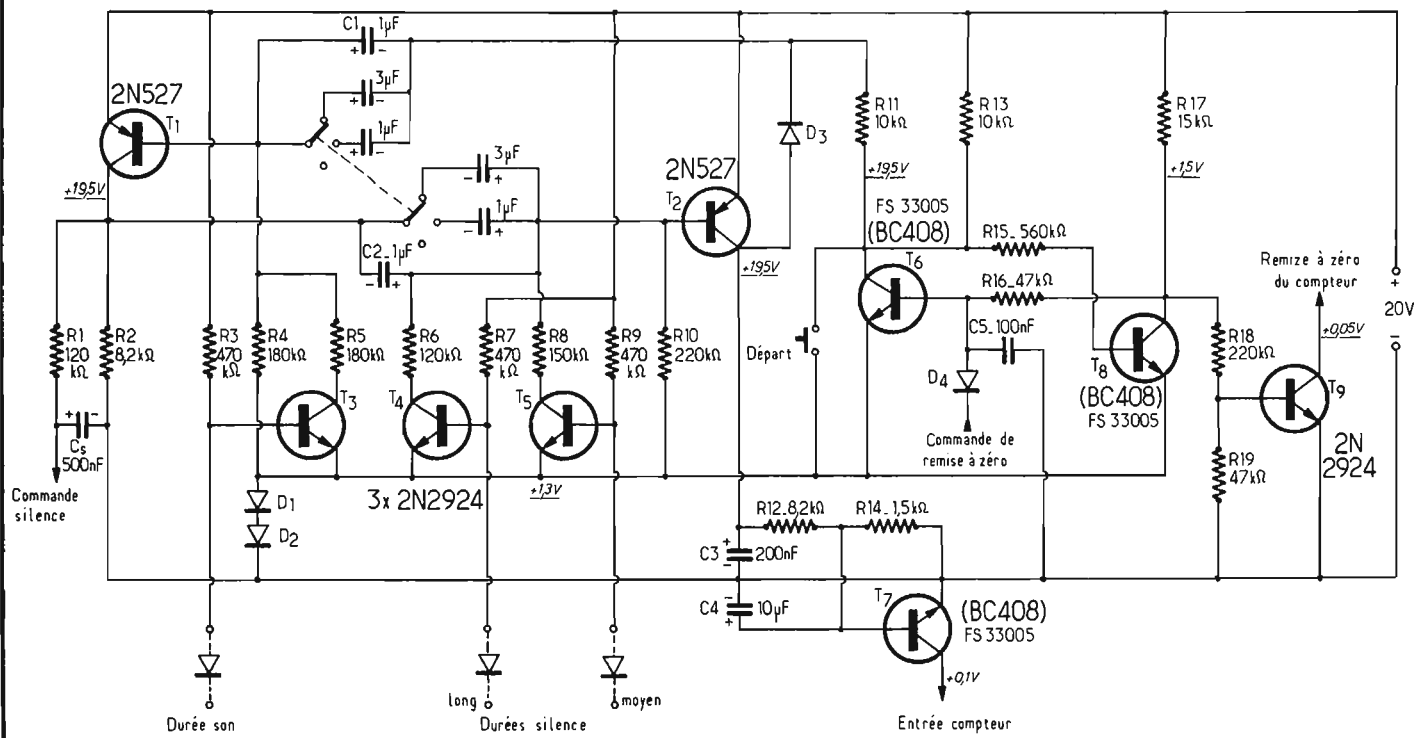


Fig. 27. - Le « métronome » engendre les impulsions de comptage, et ce à la cadence que demande, à chaque instant, la matrice de programme.

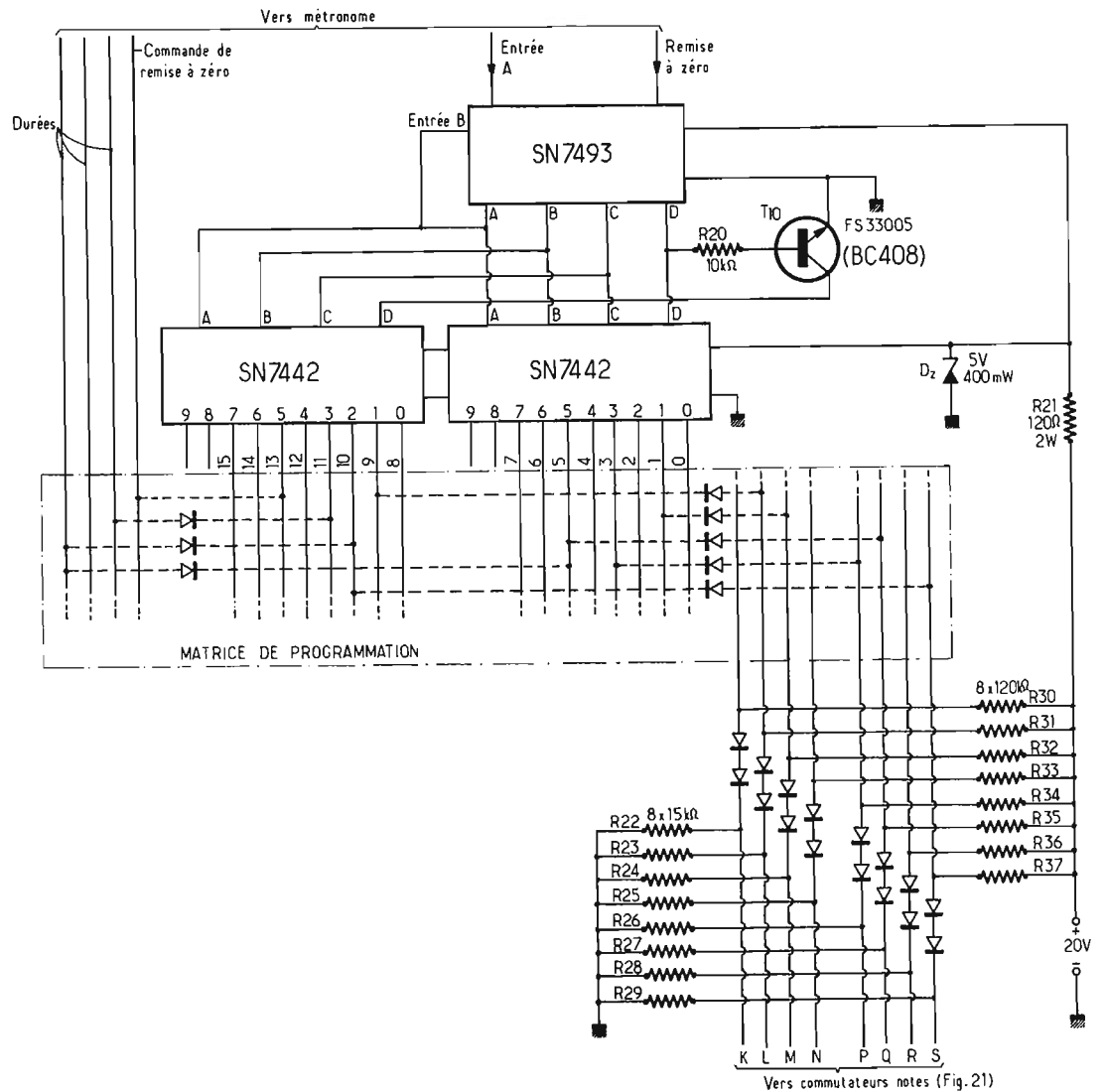


Fig. 28. - Le métronome commande un compteur dont le décodeur valide les notes l'une après l'autre.

COMPTEUR ET MATRICE DE PROGRAMME

La figure 28 montre le schéma des circuits logiques faisant suite au métronome de la figure 27 dont le transistor T_7 se trouve, par son collecteur, connecté sur l'entrée A du compteur de 16 (SN 7493). Le décodage se fait par deux décodeurs de 10, chacun n'étant utilisé que sur ses 8 premières positions. L'inversion logique, nécessaire pour ce type de décodage, se fait par le transistor T_{10} .

Les décodeurs sont connectés à une matrice de programmation prévue pour un jeu à deux voix. Le dessin de la matrice en fils croisés (Fig. 25) a été remplacée par une disposition en parallèle, telle qu'elle est effectivement utilisée sur la plaquette de programmation. Quelques diodes y sont dessinées en pointillé, et ce simplement pour indiquer que n'importe laquelle des sorties des deux décodeurs, peut commander n'importe lequel des conducteurs de commande « notes » et « durées ».

Alors que les commandes « durée » retournent vers le métronome, pour y déterminer les modifications décrites plus haut, les conducteurs « notes » vont attaquer la conversion digitale-analogique. Bien entendu, il faut toujours disposer d'autant de voies qu'on veut jouer de voix. On aura donc besoin d'un premier convertisseur (Fig. 21) pour les commandes K, L, M et N (première voix), et d'un second pour les commandes P, Q, R, S.

Ces huit commandes aboutissent sur les bases des transistors de commutation des modules (Fig. 21). La polarisation de ces bases est assurée, au repos, par les résistances R_{30} à R_{37} (Fig. 28). L'état des transistors de commutation est alors celui qu'on avait obtenu, dans le cas de l'orgue de barbarie à commande digitale, en éclairant les photodiodes. L'état inverse (obscurcissement) demande la coupure du courant de base. En fait, ce courant (passant dans R_{30} à R_{37}) se trouve dérivé, par les diodes de la matrice de programme, vers une sortie « validée » (se trouvant à un potentiel pratiquement nul) du décodeur. Comme on a installé, dans chacune des connexions K à S, deux diodes en série, on obtient une compensation de chute directe de tension, qui permet de prévoir également deux diodes en série dans la matrice de programmation. Comme on le verra plus loin, cela permet de « rappeler », assez

économiquement, une note déjà programmée une fois sur la matrice. Pour compenser les courants de fuite des diodes, on a prévu les résistances R_{22} à R_{29} . Cette disposition permet d'équiper le montage de diodes « signal » au silicium ne supportant qu'une tension inverse de quelques volts, telles qu'elles sont vendues, à assez bas prix, et sans désignation de type, par certains détaillants.

RÉALISATION

La figure 29 montre la transposition sur circuit intégré des schémas réunis des figures 27 et 28. Les transistors T_3 à T_{10} peuvent, en principe, tous être d'un même modèle. Si, néanmoins, on utilise deux types différents, c'est à cause

de la disposition des sorties (E-B-C ou E-C-B), et en fonction des facilités d'implantation dans le circuit. Les types de remplacement, précédemment mentionnés pour ces transistors, restent utilisables, et il en est de même pour les diodes, si on n'adopte pas la solution des diodes sans type ni marque.

Pour la matrice de programme, on a prévu un connecteur du type « encartable », à 29 plots, au pas de 2,54 mm. On peut ainsi réaliser la matrice de programme sur une plaquette « Veroboard » qu'on peut enficher directement dans le connecteur. Aux 28 conducteurs de matrice, déjà indiquées dans la figure 28, on a ajouté une connexion de masse (deuxième plot à gauche), laquelle pourra être utile lors de certaines transpositions, comme le montrera un exemple ultérieur de programmation.

Des raisons de facilité d'implantation ont conduit à subdiviser R_{21} en deux éléments, de 56 et de 68 Ω , 1 W. Pour les condensateurs C_1 et C_2 , (au tantale, type « goutte »), deux emplacements facultatifs ont été indiqués entre parenthèses. On peut utiliser ces emplacements, quand on ne prévoit pas la commutation manuelle de cadence, rappelée en haut du dessin, et on peut alors diminuer quelque peu la largeur de la platine.

Ce qui peut étonner, par rapport aux montages précédemment décrits, c'est que celui de la figure 29 ne demande ni mise au point, ni réglage. Mais ne croyez surtout pas qu'il soit facile à réaliser pour autant. L'expérience prouve, en effet, qu'une personne moyennement expérimentée en matière de câblage, se trouvera en face d'une moyenne de cinq défaillances (mauvaises soudures, dio-

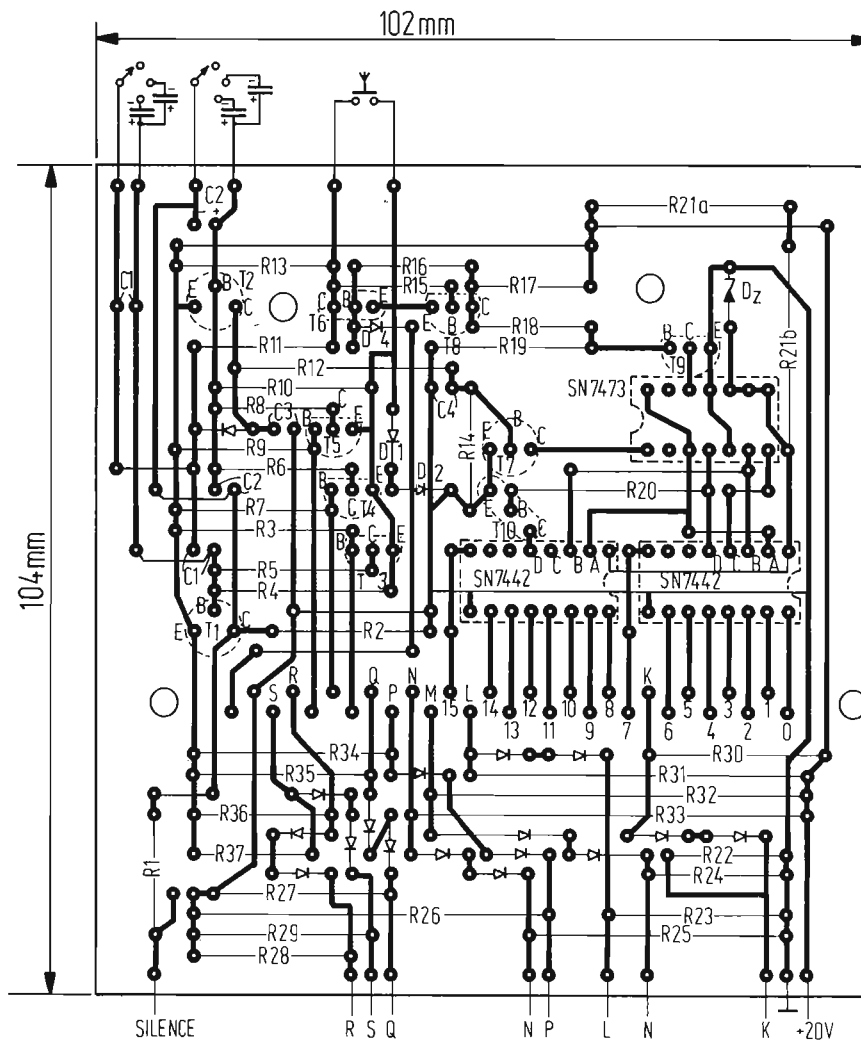


Fig. 29. - Plans d'implantation et de connexion réunissant les schémas des figures 27 et 28.

des à l'envers, erreurs sur valeurs de résistances, composant défectueux, rupture de connexion, etc.), quand elle aura terminé son travail. Et de telles défaillances ne sont pas faciles à dépanner, puisque toutes les fonctions s'imbriquent plus ou moins dans ce montage. Bien sûr, ces cinq défaillances sont une moyenne statistique. Et comme une statistique est une chose très souple, il n'est pas exclu que vous, cher lecteur, vous la ferez mentir. Mais dans le cas contraire, le travail ne pourra être mené à bien qu'après étude détaillée du fonctionnement du circuit, et de nombreuses mesures de vérification. On peut se servir, pour cela, des tensions indiquées dans la figure 27, et qui sont valables pour l'état de repos (multivibrateur à l'arrêt). Si le multivibrateur fonctionne de façon permanente, la défaillance peut résider dans D_2 ou dans la bascule T_6 , T_7 . Si, au contraire, il n'obéit pas à la commande de départ, il suffit de retirer D_2 pour voir, si c'est le multivibrateur lui-même qui est en panne, ou si le défaut réside dans la bascule de commande. Une fois déclenché, le multivibrateur ne pourra s'arrêter, automatiquement, que si une commande de remise à zéro a été installée sur la matrice de programme.

LA PROGRAMMATION

Le tableau de programmation, donné ci-dessous, est valable pour la même gamme de fréquences que

dans le cas de l'orgue de barbarie à commande digitale. Bien entendu, cette gamme peut être décalée à volonté, au moment de l'ajustage du module de conversion digitale-analogique. Dans le tableau, la lettre D signifie qu'il faut installer une diode entre une sortie du décodeur, et le conducteur de commande (K à S) correspondant. De plus, il pourra y avoir des diodes additionnelles dans le cas d'une note longue, ou encore, quand une note est suivie par un silence autre que court.

Le programme montre qu'il y a une note singulière, le « fa » qui ne nécessite aucune diode. C'est-à-dire que le « fa » ne revient pas cher, et qu'on a vite fait de l'installer. On a donc avantage à transposer la mélodie à programmer de façon que la note qui y revient le plus souvent, tombe sur un « fa ». Et si l'étendue de la gamme ne permet pas une telle transposition, il est souvent possible d'installer une commutation supplémentaire, pour réaliser une économie sur le nombre des diodes.

A titre d'exemple, la figure 30 montre une mélodie enfantine (« Tous mes petits canards »), comportant 16 notes, dont 8 « si ». Pour transposer ce « si » sur le « fa », un décalage de 6 demi-tons serait nécessaire. On s'aperçoit alors que la première note de la mélodie deviendrait un « la », note ne se trouvant plus sur la gamme, à un demi-ton près. On se contente donc d'une transposition du « si » sur le « fa », note ne nécessitant un blocage que sur la commande K. Ce blocage peut

devenir une institution quasi-permanente, si on prévoit un transistor (Fig. 30) qui dérive le courant dans K vers la masse. En fait, on n'a pas besoin de ce transistor lors des trois premières notes, puisque K doit alors rester ouvert. La commutation correspondante se fait en prélevant la polarisation de base du transistor de la sortie I du compteur, laquelle se trouve toujours au niveau logique « 1 », sauf, précisément, pendant la première note. Et pour les deux suivantes, on coupe le courant de base du transistor à l'aide de deux diodes de programmation.

La portée de la figure 30 contient 4 fois le « la », et devenant « mi » après transposition, cette note demanderait 4 fois l'installation de 4 diodes. En fait, la figure 30 montre qu'on peut se contenter d'un total de 8 diodes, dont 4 pour réaliser le code du « mi », et 4, en série, avec chacune des sorties de décodeur, pour lesquelles cette note doit être jouée. De plus, on voit que, pour la dernière note de chaque mesure, une diode a été installée vers la commande « silence moyen », alors que le « silence moyen plus long » est utilisé, conjointement avec la commande « note longue », pour la première des notes « blanches » de la portée. Comme la seconde se trouve à la fin, le silence n'a plus besoin d'être commandé. Puisque le programme commence par la note 1, la dernière (16^e) note sera celle dont le numéro d'ordre est 0. C'est donc sur cette sortie de décodeur qu'il faut installer la commande de la dernière note, ainsi que celle de la remise à zéro.

Un exemple d'une mélodie à deux voix est donné dans la figure 31. Il s'agit de « A la claire fontaine », mélodie déjà citée, pour l'orgue de barbarie, et utilisée ici avec la même transposition que précédemment. Comme cette mélodie comporte 13 notes, on doit installer la commande de la remise à zéro sur la 13^e qui de ce fait n'est pas jouée, car le compteur retourne aussitôt sur zéro. Cependant, le multivibrateur fonctionne encore pendant une alternance, si bien que c'est sur la sortie « O » du décodeur qu'il faut câbler la dernière note.

RÉALISATION ET VÉRIFICATION DES MATRICES DE PROGRAMME

La platine de programme peut être réalisée à l'aide d'une pla-

quette « Véroboard », comportant des conducteurs au pas de 2,54 mm, conformes au pas de plots du connecteur. L'ordre de disposition des connexions (Fig. 29) a été déterminé non seulement en fonction des facilités d'implantation sur le module, mais aussi de façon que la réalisation de la matrice ne demande pas l'utilisation de diodes à connexions extra-longues. Cependant, certains renvois de connexion peuvent être nécessaires, ne serait-ce que pour limiter la surface de la plaquette. A titre d'exemple, la figure 32 montre le plan de réalisation de la matrice supportant le programme de la figure 31.

On voit que, dans le cas particulier de cette mélodie, plusieurs connexions restent inutilisées (K, N, 14, 15). On peut donc employer les bandes de cuivre correspondantes pour des connexions intermédiaires. Dans d'autres cas il pourra, cependant, être utile de prévoir quelques bandes latérales auxiliaires, pour pouvoir loger ces connexions intermédiaires.

Tout travail humain risque d'être entaché d'erreurs, et l'expérience prouve qu'on a vite fait de se tromper de sens de diode, lors du dessin d'implantation, ou lors du câblage. Il arrive aussi qu'on endommage une diode, en forçant trop sur ses connexions. La fausse note qui prend naissance en pareil cas, est nettement plus difficile à identifier que dans le cas de l'orgue de barbarie où, au besoin, on pouvait arrêter le jeu sur la note suspecte, et faire appel à un fréquencemètre.

Dans le cas de la boîte à musique, une vérification est possible si on possède, à défaut d'oreille musicale, un enregistreur graphique ou un oscilloscope à forte rémanence. On peut alors vérifier les niveaux successifs du courant de collecteur de T_4 de la figure 21. Mais puisque on ne pourra mesurer que des tensions, on devra prévoir une résistance de charge. Pour cela, il convient de déconnecter le collecteur de T_4 (Fig. 21) du module qu'il attaque (Fig. 4 ou 12), et d'insérer une résistance de 10 k Ω entre ce collecteur et le positif de l'alimentation (+ 30 V).

La courbe supérieure de l'oscillogramme de la figure 33 a été obtenue, dans ces conditions, sur le collecteur de T_4 (Fig. 21), et ce avec le programme de la figure 31 (première voix). En-dessus, on a représenté l'allure du signal « silence », fortement intégré par le filtre R_1 , C_5 de la figure 27. Ce signal permet de distinguer très

Tableau de programmation

Note	Fréquence nominale (Hz)	Programmation			
		K (P)	L (Q)	M (R)	N (S)
la	440,0	-	-	-	D
la # ou si b	466,2	D	-	-	D
si	493,9	-	D	-	D
do	523,3	D	D	-	D
do # ou ré b	554,4	-	-	D	D
ré	587,3	D	-	D	D
ré # ou mi b	622,3	-	D	D	D
mi	659,3	D	D	D	D
fa	698,5	-	-	-	-
fa # ou sol b	740	D	-	-	-
sol	784	-	D	-	-
sol # ou la b	830,6	D	D	-	-
la	880	-	-	D	-
la # ou si b	932,3	D	-	D	-
si	987,8	-	D	D	-
do	1046,5	D	D	D	-

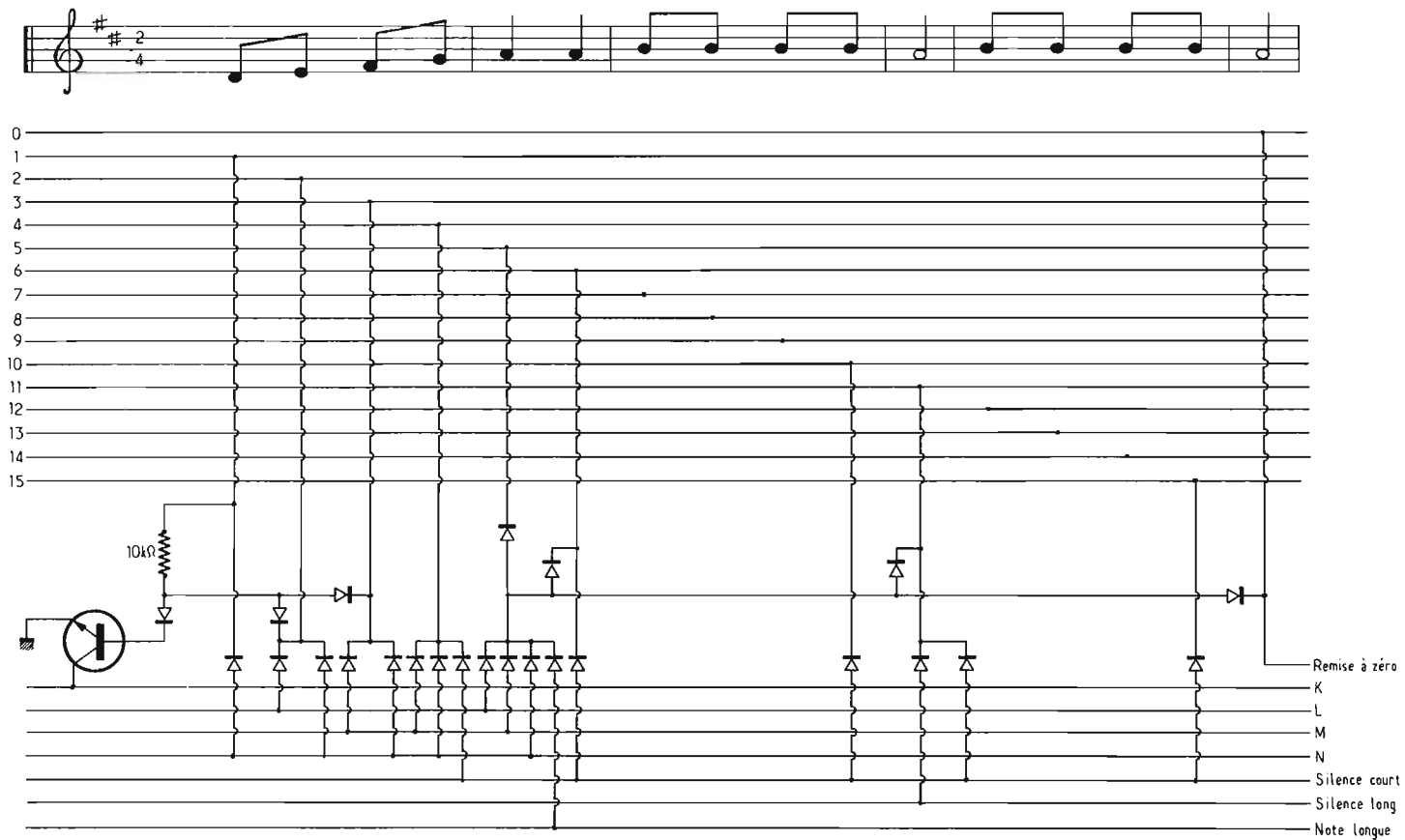


Fig. 30. – Lors de la programmation de cette mélodie, un transistor auxiliaire permet d'économiser 5 diodes.

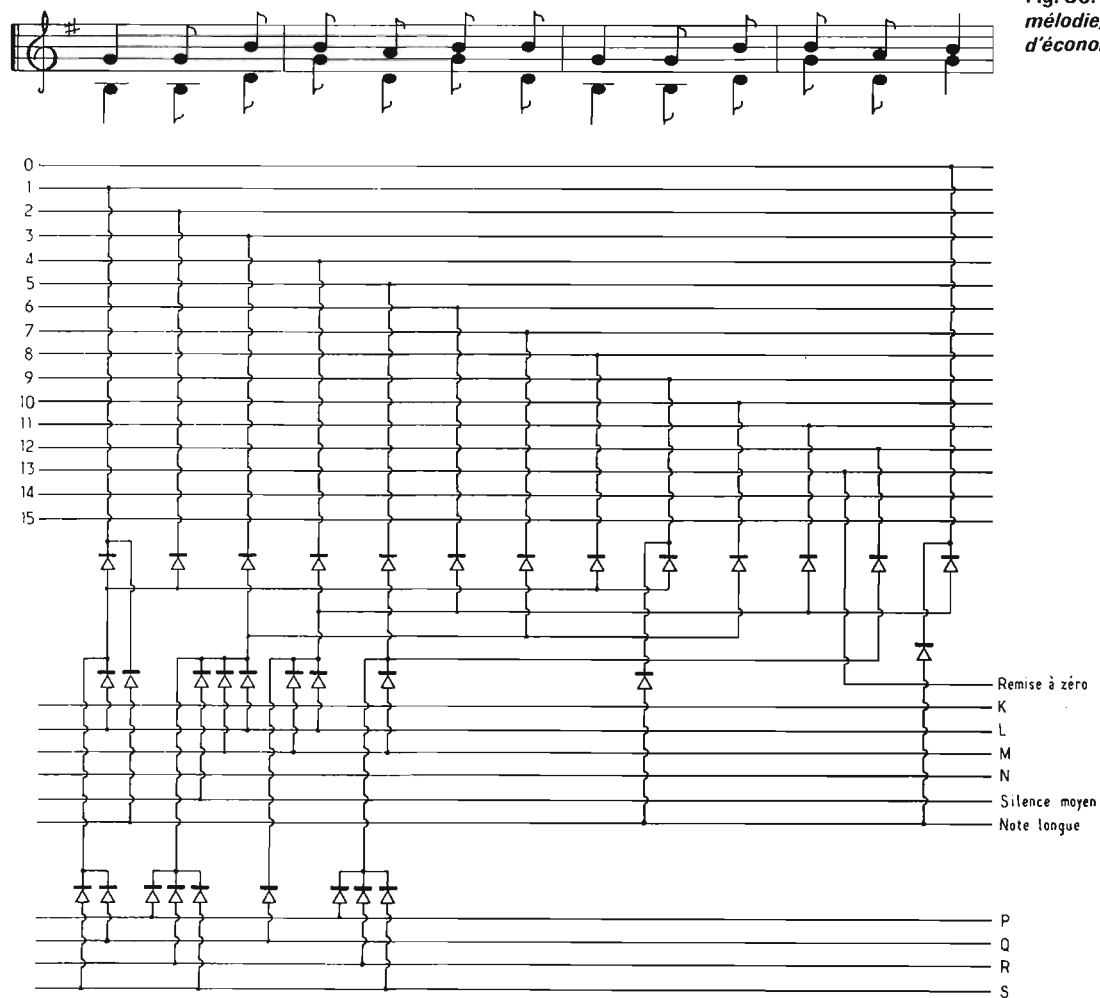


Fig. 31. – Grâce à des circuits de rappel, cette mélodie de 2 fois 13 notes peut être « jouée » avec seulement 32 diodes.

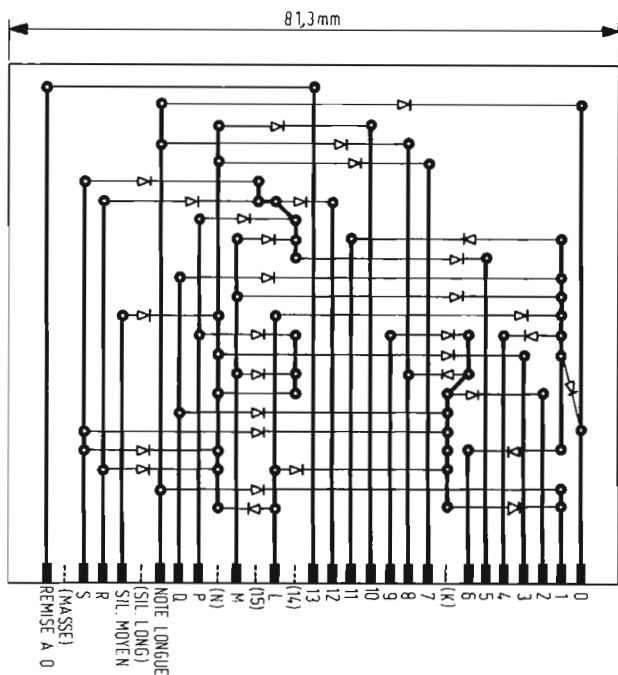


Fig. 32. - Plan d'implantation de la matrice de programme de la figure 31.

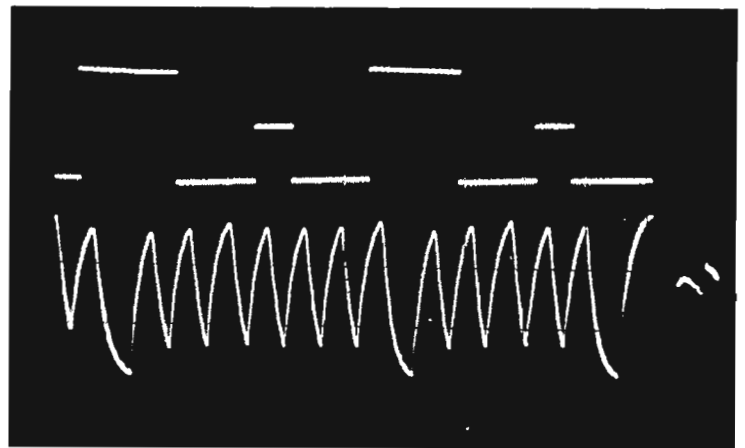
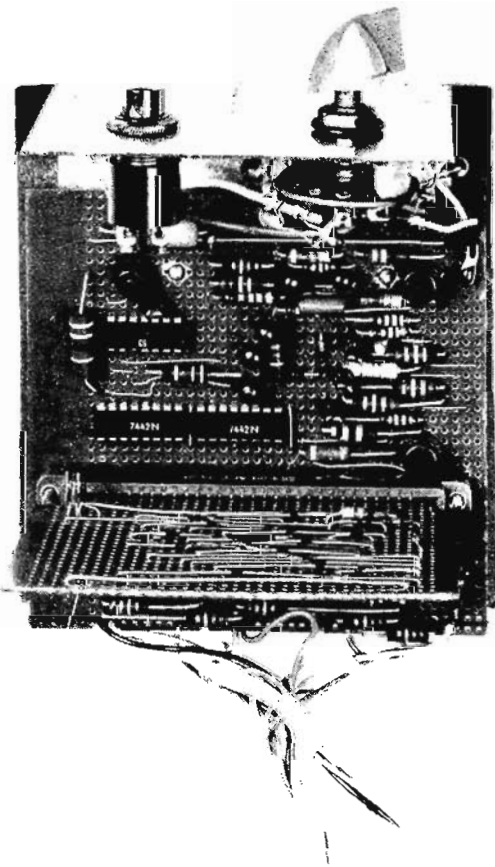
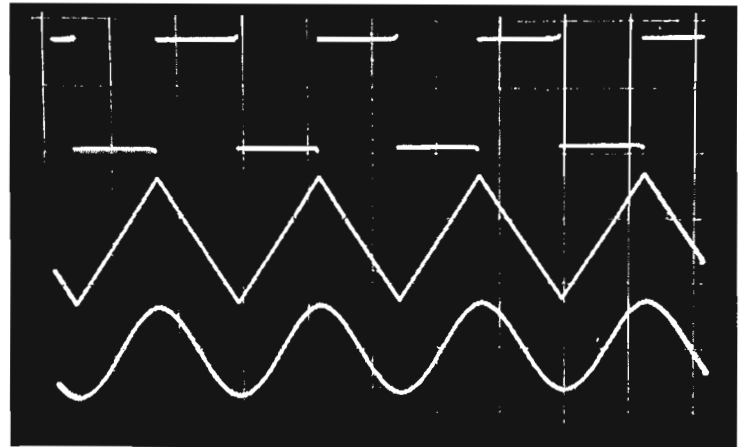


Fig. 33 et 34. - Oscillogrammes permettant de vérifier le déroulement d'un programme.



facilement entre les notes « courtes » et « longues », alors que les « silences moyens » ne se manifestent essentiellement que par des impulsions un peu plus hautes. Il ne faut pas tenir compte de la première impulsion (à gauche) qui est celle du démarrage. Sur l'oscillogramme des niveaux (en haut), on voit qu'on obtient une tension d'autant plus élevée que la fréquence de la note jouée est plus basse. L'oscillogramme de la figure 34 est celui de la deuxième voix (Fig. 31). Par comparaison des niveaux et des durées, on arrive facilement à dépister toute erreur de programmation.

connexions (sorties des décodeurs) qu'il faut installer sur la matrice. La solution proposée par la figure 35 (32 notes à deux voix) est ainsi légèrement différente. On utilise un premier jeu de commandes K. L. M... pour les notes 0 à 15, et un second pour les notes 16 à 31, la commutation étant effectuée, par T_{13} et T_{14} , après la 15^e note. Le compteur fait donc deux cycles après chaque déclenchement, et pour éviter que la remise à zéro se fasse déjà lors du premier passage, on prévoit T_{11} , de façon à ne valider cette commande qu'après la note 15. De ce fait, la durée du programme ne pourra être inférieure à 17 notes. Comme les deux diviseurs de fréquence intégrés demandent des niveaux logiques différents pour leur remise à zéro, on a dû prévoir T_{12} , pour l'inversion correspondante.

VARIANTES

Pour jouer un nombre de notes supérieur à 16, on est tenté d'augmenter tout simplement la capacité du compteur et de ses décodeurs. Cependant, on se trouve rapidement limité dans cette voie, du fait du grand nombre de

Le principe multiplex, utilisé précédemment pour doubler la capacité de l'ensemble compteur-décodeurs, est également mis en œuvre dans la figure 36, et ce de

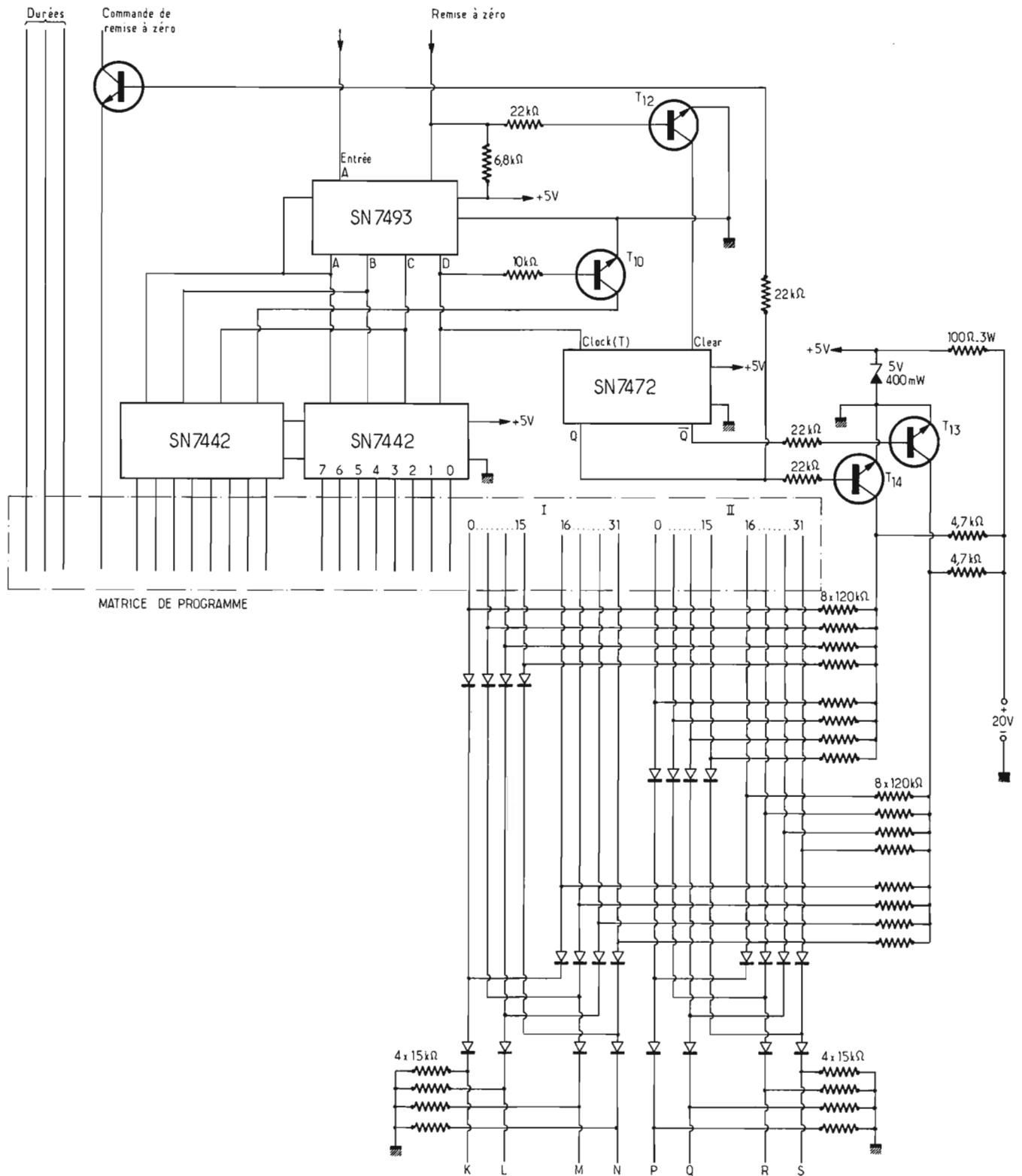


Fig. 35. - Ce procédé multiple permet de jouer deux fois 32 notes consécutives, (à deux voix) tout en ne décodant que 16 positions de comptage.

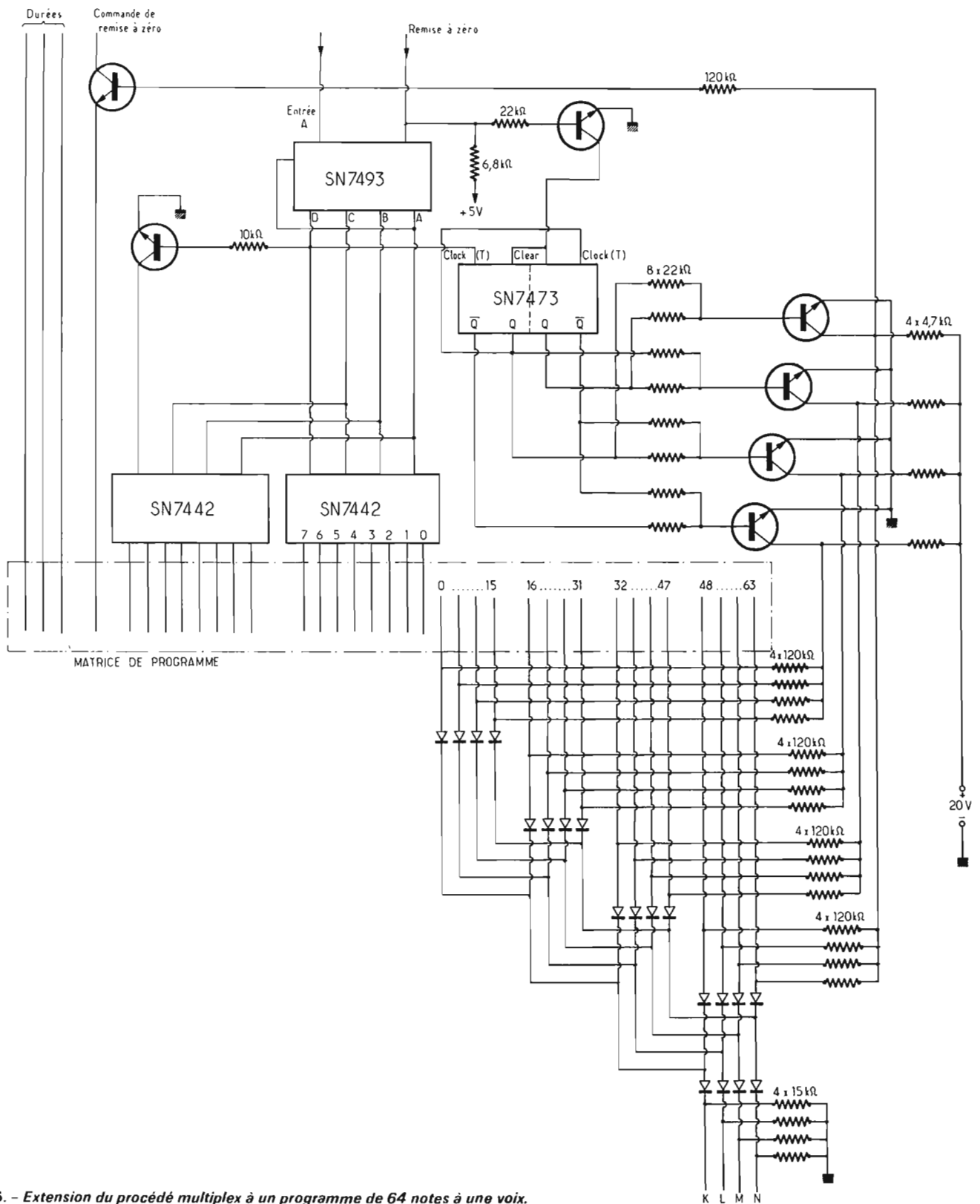


Fig. 36. - Extension du procédé multiplex à un programme de 64 notes à une voix.

façon que cet ensemble puisse servir quatre fois de suite, dans un même cycle. Il reste, bien entendu, possible d'étendre ce système à deux voix (ou plus), en dédoublant (ou en multipliant) les circuits correspondants.

De nombreuses autres variantes restent possibles. On peut ainsi, par exemple, remplacer les bascules (SN 7472 ou SN 7473) des figures 35 ou 36 par des bascules du type « set-reset », et moyennant quelque modification des circuits de commande, on peut alors, par deux touches « départ », déclencher indépendamment la première ou la seconde moitié du pro-

gramme. C'est-à-dire qu'on peut ainsi programmer deux mélodies différentes, commandées par deux boutons situés, par exemple, à la porte d'entrée d'une habitation. Le premier, marqué « Monsieur », déclenche « Frère Jacques, dormez-vous? », alors que le second, permettant d'appeler Madame, fait

entendre « Je cherche après Titine » - à moins que vous, cher lecteur, ne trouviez un code plus intelligent.

H. SCHREIBER

(Composants électroniques fournis par Radio-Prim)

Notre COURRIER TECHNIQUE

Par R.A. RAFFIN

RR - 2.01 - F - M. R. ANTOINE, 94-Villiers-sur-Marne.

Pour un accumulateur de 30 A h, l'intensité de recharge doit être au maximum de 3 ampères.

D'autre part, pour la recharge d'un élément de 2 volts, vous pouvez très bien utiliser un transformateur comportant un enroulement secondaire de 6.3 volts à point milieu; c'est un modèle très courant que l'on peut se procurer facilement.

Le schéma du rechargeur est alors celui que nous vous représentons sur la figure RR - 2.01 - F. Les deux diodes D sont du type BYX 49/300 de la R.T.C. Quant à la résistance R, il s'agit d'une résistance bobinée d'une quinzaine de watts (susceptible de supporter une intensité de 3 A) de l'ordre de 1.5 à 2 ohms. C'est d'ailleurs la valeur de cette résistance qui doit être ajustée pour obtenir l'intensité de charge requise (3 A).

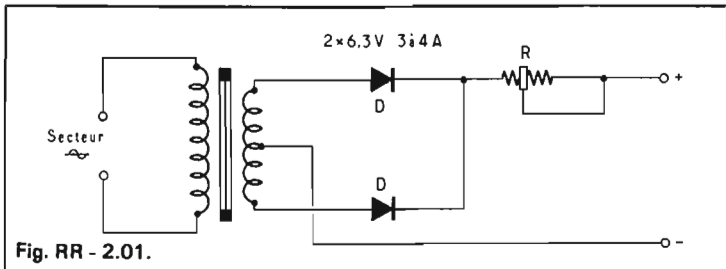


Fig. RR - 2.01.

RR - 2.19 - M. Francis FREGOLLES, 30 Saint-Chaptes.

1° Puisque votre récepteur de radio capte autant de parasites qu'il soit alimenté par pile ou par le secteur, il est donc inutile d'espérer agir sur la distribution électrique. Il faut intervenir directement sur la source perturbatrice, en l'occurrence le feu clignotant, en demandant le déparasitage auprès du service responsable. Si nécessaire, vous pouvez faire intervenir l'O.R.T.F. auprès dudit service responsable.

2° A notre connaissance, le fil (alliage d'acier) qui fut utilisé

(avant les bandes) sur les premiers magnétophones a disparu du commerce.

3° Le fil de cuivre étamé est recouvert d'une couche d'étain (facilitant la soudure). Le fil de cuivre émaillé est recouvert d'une couche d'émail formant isolant. Ce dernier est donc un fil isolé, alors que le premier ne l'est pas. En conséquence, pour la confection d'un bobinage, c'est donc bien du fil émaillé qu'il convient d'employer.

RR - 2.20 - M. Yannick LE PREVOST, 59 Roubaix.

1° Il n'est, ni possible, ni pensable, que vous disposiez de moins de puissance à la sortie d'un amplificateur de 5 watts (à quatre transistors) que celle appliquée à l'entrée...

D'après le schéma que vous nous soumettez, le montage nous semble tout à fait valable et

rationnel. Il ne peut donc s'agir que d'une erreur de câblage de votre part, ou d'une erreur de valeur d'un composant, ou d'un composant défectueux.

Pour que nous puissions vous aider, il faudrait nous indiquer avec précision les différentes tensions (au 1/10 de volt près) mesurées sur les diverses électrodes des transistors (mesures faites au voltmètre électronique).

2° Dans l'emploi bien particulier que vous envisagez, nous pensons que les battements cardiaques pourraient être recueillis simplement par un petit microphone de contact; les signaux seraient alors convenablement

amplifiés et pourraient être appliqués, d'une part à un haut-parleur pour le contrôle auditif, et d'autre part à un oscilloscope à balayage déclenché pour le contrôle visuel.

Les battements cardiaques générant un son assez grave et sourd, un contrôle auditif plus efficace pourrait être obtenu en se servant des signaux amplifiés pour déclencher un multivibrateur (par exemple) délivrant un son plus aigu.

D'un autre côté, pour le contrôle visuel, on pourrait envisager un système similaire déclenchant l'éclairage d'une simple ampoule témoin (au lieu d'utiliser un oscilloscope).

De toutes façons, une étude spéciale est nécessaire, et avec l'ensemble des matériels, cela ne constituera pas un tout « bon marché » comme vous le souhaitez...

RR - 2.21 - M. Dominique LAMBERT, 34 Montpellier.

1° Pour l'achat d'un tube cathodique type 3 BP 1, vous pourriez essayer de consulter les établissements RADIO TUBES 40, boulevard du Temple, 75011 PARIS.

2° Le tube 3 BP 1 n'a pas d'équivalent exact dans la série des DG 7. Néanmoins, nous pensons que par des modifications mineures (ajustage des tensions de la chaîne potentiométrique), un tube DG 7/32 devrait pouvoir être utilisé en lieu et place.

3° Les potentiomètres de brillance et de focalisation doivent être du type carbone à variation linéaire (et non logarithmique), de préférence à piste moulée; leur boîtier métallique peut être relié à la masse.

4° Ce ne sont pas les transformateurs qu'il faut enfermer dans un boîtier en mumétal, mais uniquement le tube cathodique. Néanmoins, cette disposition n'est pas toujours obligatoire si l'on sait

choisir (ou déterminer) une orientation judicieuse du transformateur d'alimentation.

RR - 2.22 - M. Christian GAGNIER, 57 Metz-Frescaty.

Le schéma de modulateur de lumière à trois canaux que vous nous soumettez peut désormais être considéré comme « classique », et ne comporte aucune erreur.

Si vous êtes certain de votre câblage, il s'agit peut-être d'un composant défectueux? Vous pourriez aussi essayer de supprimer les diacs en série dans les gâchettes (liaisons directes), au moins provisoirement pour voir ce qui se passe...

Enfin, essayez un autre transformateur de couplage ayant un rapport de transformation élévateur plus important que celui que vous utilisez présentement.

RR - 2.23 - M. Jean-François JOLIVET, 84 Avignon.

Les maigres renseignements contenus dans votre lettre ne nous permettent pas de vous dire d'une façon certaine d'où proviennent les sifflements que vous observez lors de l'utilisation de votre récepteur précédé de votre convertisseur 27 MHz.

Peut-être s'agit-il de transmodulation dans l'étage d'entrée du récepteur? Peut-être s'agit-il de battements entre l'oscillateur du convertisseur et l'oscillateur du récepteur (fondamentale et harmoniques)?

Lorsque le récepteur est relié à l'adaptateur, a-t-il tendance à recevoir des stations de la gamme PO? Si oui, outre le blindage du câble de liaison « adaptateur-récepteur », c'est le blindage complet du récepteur qu'il faudrait envisager...

RR - 2.24 - M. Maurice MAS-SIOT, 69002 Lyon.

Il est toujours problématique et « acrobatique » de vouloir recevoir la B.L.U. avec un récepteur non prévu pour cela, en se servant du B.F.O.

Le B.F.O. seul ne suffit généralement pas: il faut aussi un détecteur de produit.

Sur le schéma du B.F.O. que vous nous soumettez, il n'y a rien à effectuer en vue d'une éventuelle amélioration.

D'autre part, nous ne comprenons pas pourquoi vous réduisez systématiquement le gain I.F. au minimum? Par contre, il est intéressant dans ce genre de réception « acrobatique », de supprimer l'action de la C.A.G. et de pouvoir doser l'injection de la reconstitution de porteuse issue du B.F.O.

RR - 2.25 - M. Jean-Pierre GAMBIER, 62 Lens.

1° Le montage à diodes que vous nous soumettez est parfaitement valable. Seul le courant issu de la dynamo pourra atteindre l'une et l'autre batterie (pour la recharge). Mais le courant d'une batterie ne pourra pas atteindre l'autre. Nous pensons que c'est bien ce que vous souhaitiez obtenir.

2° Un convertisseur de 100 W a été décrit dans notre numéro 1379, page 251.

RR - 2.26 - M. René PLET, 51 Reims.

Lorsque vous alimentez votre téléviseur au moyen d'un générateur convertisseur, le phénomène que vous observez est bien connu (instabilité de l'image qui est animée d'une ondulation se déplaçant verticalement). Il est dû à une différence de fréquence entre la fréquence trame télévision et la fréquence d'alimentation issue du convertisseur.

Une amélioration consiste à augmenter énormément les capacités de tous les condensateurs de filtrage du téléviseur.

Mais la véritable solution serait d'obtenir le fonctionnement du convertisseur très exactement sur 50 Hz. et que cette fréquence de fonctionnement soit définitive et stable dans le temps... ce qui est difficilement pensable avec des appareils de ce genre.

RR - 2.27 - M. D. COURDOUX, 75015 Paris.

Pour alimenter un moteur électrique de locomotive modèle réduit de 12 volts sur une tension de 20 ou 24 V, il n'est pas besoin d'un diviseur de tension (deux résistances); une seule résistance en série suffit.

Vous avez donc une tension (E) de 8 V ou de 12 V à chuter, selon le cas. Il suffit alors de mesurer l'intensité consommée I par le moteur considéré et d'appliquer la loi d'Ohm :

$$R = \frac{E}{I}$$

pour calculer la valeur de la résistance R qui est nécessaire (la puissance de cette résistance étant donnée par la relation $P = EI$).

Vous pouvez adjoindre un petit interrupteur court-circuitant cette résistance pour permettre l'utilisation des locomotives 12 V sur les voies alimentées en 12 V.

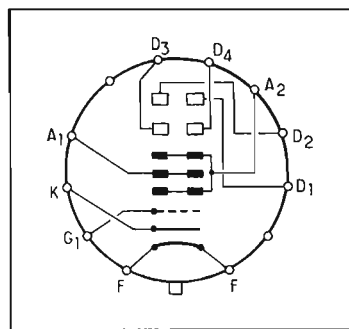
RR - 2.28 - M. VECTEN, 91 Villemomble.

Le circuit intégré SN 15846 N est un « quadruple porte, deux entrées NOR/NAND ». Mais nous n'en avons pas trouvé le brochage, et par ailleurs nous ne disposons d'aucun renseignement concernant le type C - 1154 - CI.

RR - 2.29 - F - M. Michel CHARPENTIER, 19 Tulle.

1° Les caractéristiques du tube cathodique 5 BP 1 ont été publiées dans notre numéro 1156, page 139; nous vous prions de bien vouloir vous y reporter.

2° Voici celles du tube 5 UP 1 : Diamètre d'écran = 75 mm; chauffage = 6,3 V. 0,6 A; Va2 = 1 000 à 2 500 V; Val = 170 à 640 V; Vgl = - 45 à - 90 V. Brochage, voir figure RR - 2.29.



RR - 2.30 - M. Jacques MASSE, 92 Clamart.

Une étude sur les enceintes clo- ses réalisables par l'amateur a été publiée dans notre numéro 1268 (page 86) auquel nous vous prions de vous reporter.

Néanmoins, comme votre lettre ne précise pas le type de haut-parleur que vous envisagez utiliser, nous permettons de vous rappeler que l'on ne monte pas n'importe quel modèle de haut-parleur dans une enceinte close. Dans ce type d'enceintes, il ne faut employer que des haut-parleurs conçus à cette intention, et notamment des haut-parleurs ayant une suspension extrêmement souple de leur membrane.

RR - 2.31 - M. Claude TAU-LAMET, 45 Estouy.

Pour les enregistrements sur votre magnétophone à partir de disques placés sur votre électrophone, il n'y a aucune difficulté : Il suffit d'attaquer l'entrée du magnétophone directement par les fils venant de la cellule lectrice du pick-up (en respectant la masse, bien entendu).

En ce qui concerne le radiorécepteur et le téléviseur, pour l'enregistrement, les signaux BF sont à prélever sur la résistance de charge de l'étage détecteur (dans un cas comme dans l'autre) en intercalant un condensateur en série. La liaison est à effectuer en fil blindé, les masses des appareils étant reliées ensemble.

Nous ne pouvons pas être plus précis, ni vous donner d'autres indications, sans les schémas de vos appareils.

RR - 2.32 - M. Jean STE-PHAN, 29-Brest.

La correspondance du tube 6267 est le type EF 86 dans la série « grand public ».

RR-2.45 - M. Michel BUIL-LES, 47-Agen.

Vous pouvez parfaitement utiliser le préamplificateur dont vous nous entretenez, à l'avant de votre amplificateur (schémas joints à votre lettre).

Le fait que les potentiomètres qui sont à l'entrée de l'amplificateur fassent 2 M Ω n'est nullement gênant. D'ailleurs, ces potentiomètres sont shuntés par de nombreux éléments (résistances et condensa-

teurs), si bien que l'impédance résultante présentée est en réalité beaucoup plus faible.

Pour l'alimentation du préamplificateur à partir de l'alimentation générale de l'amplificateur, prévoyez une résistance de l'ordre de 100 Ω en série découplée à la masse par un condensateur de 500 μ F (sur chaque canal); cela dans le but d'obtenir un bon découplage des alimentations.

RR-2.49 - M. Alain MERRE-GAERT, 59-Lille.

D'après vos explications, il semblerait que votre cellule lectrice de pick-up soit mal adaptée à l'entrée de votre amplificateur.

Vous pouvez essayer d'intercaler une résistance (de l'ordre de 47 k Ω à 100 k Ω) en série sur chaque fil de liaison (stéréo).

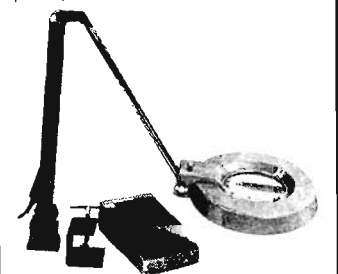
Vérifiez également l'état des condensateurs électrochimiques de 2,5, de 64 et de 10 μ F du premier étage; ils ne présentent peut-être plus les capacités requises (desséchés).

Enfin, le cas échéant, vous pouvez toujours consulter votre fournisseur...

ÉCLAIRAGE PAR LUMIÈRE FROIDE



Lampe avec loupe grossissement X 4 (X 10 avec petite pastille incorporée).



Lampe avec ventilateur d'aspiration de fumées d'étain.

Caractéristiques :

- Portée pratique : 900 mm maxi.
 - Orientable en tous sens.
 - Ballast incorporé dans le bras.
 - Voltage : 24 V - 110 V - 220 V à spécifier.
 - Sur demande éclairage en ultra-violet.
- Garantie 1 an

documentation sur demande

POLYSECUR
89, avenue Philippe-Auguste
75011 PARIS Tél. : 805-67-92

RR - 2.33 - M. Jean-Claude SOUFFOIS, 75018 Paris.

Vous disposez d'un amplificateur BF stéréophonique de 2 fois 50 watts et d'impédance de sortie de 4 ohms sur chaque canal...

En conséquence, quel que soit le nombre de voies prévu pour les filtres des enceintes (2 voies ou 3 voies), tous les haut-parleurs utilisés doivent pouvoir supporter au moins 50 W et doivent présenter une impédance de bobine mobile de 4 ohms.

RR - 2.34 - M. Pascal CAUF-FIEZ, 59-Denain.

Il n'est absolument pas possible de modifier l'ensemble émetteur-récepteur de radiocommande dont vous nous soumettez le schéma, pour en obtenir une portée de 5 kilomètres.

RR - 2.35 - M. Claude CHAR-PENTIER, 16-La Couronne.

1° Vous pouvez essayer d'installer une antenne-fouet verticale de 2 mètres sur votre toit avec une descente en câble coaxial (genre télévision), blindage relié à la masse du radiorécepteur. Cette disposition peut, en effet, apporter une amélioration dans la qualité de réception des stations faibles.

2° Pour que nous puissions vous indiquer les modifications à apporter à votre téléviseur, il est aisé de comprendre qu'il est indispensable que vous nous communiquiez le schéma de l'appareil.

Peut-être pourriez-vous vous le procurer auprès de votre fournisseur, ou auprès d'un revendeur local, dépositaire de la marque.

RR - 2.37 - M. Laurent COL-LIN, 54-Lunéville.

1° Construction des antennes FM : Veuillez vous reporter à l'ouvrage ANTENNES DE TV & FM TOUTES CHAINES de F. Juster (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

En FM, il n'est pas nécessaire d'envisager le montage d'une antenne à 8 éléments. Même dans

les cas difficiles, 4 ou 5 éléments au maximum suffisent.

2° Nous n'effectuons aucun plan de câblage de circuit imprimé à titre individuel.

3° Montage de commande d'un projecteur de diapositives publié dans le numéro 1318, page 117 :

$L_1 = 2\ 600$ tours, nids d'abeilles, sur un mandrin de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite réglable; fil de cuivre émaillé de 18/100 de mm.

$T_1 =$ deux enroulements en nids d'abeilles de 900 tours chacun sur un mandrin de 10 mm de diamètre, avec noyau de ferrite réglable; E = prise médiane; CB = 1/3 de AC; espacement de 8 mm entre les deux enroulements; fil de cuivre émaillé de 18/100 de mm.

RR - 2.38 - M. Christian PIAT, 75005 Paris.

Le préamplificateur MER-LAUD décrit dans le numéro 1330 est un appareil complet, commercial, vendu en état de marche.

Cette description a été faite à titre documentaire pour l'information de nos lecteurs, et non dans le but d'être réalisée à partir de pièces détachées... et encore bien moins avec les nombreuses modifications que vous envisagez.

De toutes façons, nous ne disposons pas d'autres renseignements concernant ces modules outre ce qui nous a été communiqué et que nous avons publié. Le cas échéant, veuillez vous adresser directement à l'annonceur revendeur (CIBOT).

SIEBER-SCIENTIFIC

ouvre

un magasin de vente directe au

25. rue Violet 75015-PARIS

Tél. 734.52.85

(Métro : La-Motte-Picquet)

RR - 2.39 - M. Ahmed FAKH-REDDINE, Oued-Zem (Maroc).

1° Les sorties du circuit de la figure 4, page 209, n° 1351, aboutissent évidemment aux entrées d'un amplificateur BF de qualité et de la puissance souhaitée.

2° Pour tous renseignements complémentaires concernant ce générateur multi-signaux (page 205), veuillez écrire directement à l'auteur (G.-J. NAAIJER) à l'adresse de la revue qui transmettra.

RR - 2.40 - M. MASSON, 78-Vaux-sur-Seine.

1° Montage antivol, page 136, n° 1368 : Un thyristor type BTY 87/400 R (de la R.T.C.) peut convenir.

2° Des montages d'horloges électroniques ont été publiés dans nos numéros suivants :

HAUT-PARLEUR - 1308 - 1313 - 1316 - 1318 - 1364 - 1370 - 1401.

RADIO PLANS - 292 - 294. Électronique Professionnelle - 341 - 1155 - 1159.

RR - 2.42 - M. Bernard BOCOHO, 29-Quimper.

Nous vous avons déjà répondu, mais nous allons nous répéter bien volontiers.

Nous ne comprenons pas pourquoi votre montage de réducteur de bruit de fond (n° 1370) provoque des « clocs ». Par notre courrier, nous savons que ce montage a été exécuté par de nombreux lecteurs, tel qu'il a été décrit, et aucun ne nous a signalé ce phénomène.

Nous ne pouvons malheureusement pas en déceler la cause à distance, faute de pouvoir examiner votre montage. Peut-être s'agit-il d'une erreur de câblage, de montage, ou de branchement... d'une erreur de valeur d'un composant, d'un composant défectueux, etc. Un meilleur découplage (RC) pour l'alimentation serait peut-être nécessaire dans votre cas?

RR-2.43 - M. Lionel MERIL, 33-Mérignac.

L'amplificateur PIONEER SA 600 A décrit dans le numéro 1383 est une réalisation commerciale complète (non destinée à être reproduite par l'amateur) et sur laquelle nous n'avons pas d'autres renseignements outre ce qui nous a été communiqué et que nous avons publié.

Le cas échéant, veuillez vous adresser directement au revendeur annonceur (CIBOT).

RR-2.44 - M. Georges LAISSUS, 13-Marignane.

Montage « Crazy-Strob », page 252. N° 1383 :

1° La résistance R_4 a une valeur comprise entre 47 k Ω et 100 k Ω (à déterminer).

2° Si la résistance R_6 de 2 k Ω se détruit, c'est que le condensateur C_5 de 15 μ F/500 V est lui-même défectueux. D'ailleurs, vous nous dites que ce condensateur chauffe; c'est donc bien l'indice qu'il présente des fuites internes anormales.

Une autre éventualité serait la défectuosité des diodes D_1 et D_2 (en court-circuit par exemple).

RR-2.47 - M. MENANT, S.P. 69 477.

Vous nous parlez d'un montage publié dans notre N° 1425, montage que vous désirez modifier (ou utiliser) pour déclencher un appareil de photo... sans liaison filaire.

Pour que nous puissions vous répondre, il conviendrait de nous préciser à quel montage du N° 1425 vous faites allusion (quelle page ?).

COURRIER DU HIFI CLUB DE FRANCE

Les deux disques tests de notre club rencontrent le plus vif succès et de très nombreux professionnels s'inscrivent à notre club pour régler ou contrôler leur propres appareils ou ceux qu'ils livrent à leurs clients s'ils sont revendeurs. Au Festival du Son, nous avons été particulièrement heureux de voir combien des techniciens de l'O.R.T.F. appréciaient les deux disques et nous avons été très heureux de les recevoir dans notre grande famille.

Les revues HI-FI STEREO et le HAUT-PARLEUR ont accepté de porter à la connaissance de leurs lecteurs le texte complet de l'enquête que nous faisons pour connaître les problèmes posés par les réceptions en modulation de fréquence, aux membres de notre association. Nous tenons à préciser qu'un des buts essentiels de notre association est l'amélioration de la qualité des émissions en F.M. et l'amélioration de la qualité des programmes.

Il faut que les programmes scolaires qui déshonorent France Musique disparaissent de cette chaîne, qu'une deuxième stéréophonique consacrée à une musique moins sévère soit rapidement mise en service. Seule une action faite par une association importante fera prendre conscience à nos gouvernants, maîtres en réalité de l'O.R.T.F. quoi qu'on dise, que l'argent des redevances ne doit pas servir à financer l'Education Nationale, mais à fournir à ceux qui ont payé la redevance plus une T.V.A. démentielle sur des tuners ou ampli-tuners d'une technique avancée, des programmes conformes au goût des auditeurs.

Tous ceux des lecteurs de cette revue qui voudront participer à cette enquête devront s'inscrire au club et retourner le bulletin d'inscription ci-joint accompagné d'un chèque postal ou bancaire, en même temps que le questionnaire dûment rempli. Croyez bien que nous ferons un bon usage de vos réponses.

A DÉCOUPER SUIVANT LE POINTILLÉ



BULLETIN D'ADHESION

(à retourner : HIFI Club de France, 128, boulevard Haussmann, 75008 Paris)

Montant de la cotisation : **20 francs** (+ 10 F pour le disque test N° 1)
donnant droit à l'envoi du disque d'essais n° 2.

NOM PRÉNOM

AGE PROFESSION (1) N° CARTE MEMBRE ACTIF 73.....

ADRESSE : N° RUE

.....

.....

CODE POSTAL ET VILLE

MODE DE PAIEMENT chèque bancaire | à joindre à ce questionnaire (2)
 chèque postal
 mandat postal

Accepteriez-vous une charge dans une section locale ? oui non

Si oui, laquelle : Président oui non
 Vice-Président oui non
 Secrétaire oui non
 Secrétaire adjoint oui non
 Animateur oui non (2)

Nous autorisez-vous à communiquer votre nom et votre adresse au responsable de la section locale ? oui non

(1) Si étudiant, préciser la discipline s.v.p. (2) Mettre une croix dans la case utile.



ENQUÊTE DU HIFI CLUB DE FRANCE SUR LA FM

D'après un certain nombre de nos adhérents, la qualité des émissions et des programmes de l'ORTF laisse à désirer. Nous avons donc décidé de faire une enquête qui sera transmise aux services responsables. Mais, il est évident que des réclamations ne peuvent être prises en considération que si elles sont établies à partir de cas concrets. Nous avons remarqué que nos adhérents se plaignaient tantôt de la qualité des programmes, tantôt de la qualité des émissions. Nous avons estimé qu'il fallait scinder le problème en deux parties et le questionnaire que vous avez entre les mains va nous permettre de transmettre aux dirigeants de l'ORTF des renseignements très précis sur les conditions de réception dans votre secteur. Nous sommes persuadés que, ayant en main des renseignements précis, des remèdes pourront être apportés. Ces renseignements demandés sont indispensables pour situer le problème en général et votre problème en particulier

Si certains éléments vous manquent pour donner une réponse précise, adressez-vous à votre vendeur ou à l'installateur de l'antenne, ils seront l'un et l'autre heureux de vous rendre ce service surtout si vous leur faites savoir que vous êtes membre du Hifi-Club de France. Quant aux renseignements concernant les défauts remarqués sur une émission déterminée, nous vous demandons surtout de bien préciser la date et l'heure car ceci sera indispensable à l'administration pour rechercher les causes des nuisances. Celles-ci peuvent en effet provenir de l'émetteur, des lignes de transmission, des perturbations locales dues à des échos, à des zones d'ombres, ou à des radio-amateurs ou à des radio-téléphones ou même à des appareils ménagers mal anti-parasités (ascenseurs, frigos, etc.).

Le présent questionnaire devra parvenir au secrétariat du Club : 128 Boulevard Haussmann, 75008 Paris, avant le 31 mai 1974.

NOM et Prénoms N° carte 1974

Adresse Code postal

Profession (indispensable) Age

Matériel utilisé :

Date d'achat :

1° Situation géographique exacte de l'habitation dans le relief du terrain :

EXEMPLE : Vallée ; orientation par rapport à l'émetteur, obstacles naturels ou construits ; position par rapport à l'émetteur et au récepteur

2° Quel est l'émetteur FM le plus proche ?

VOIR FIGURES
et annoter celles-ci

Observations :

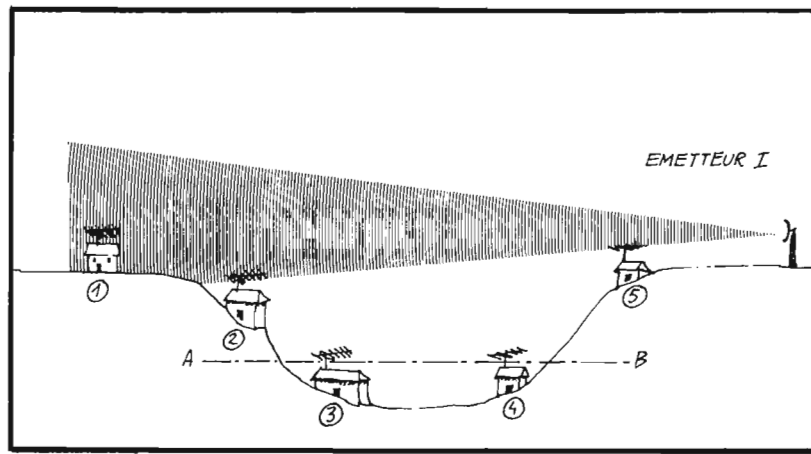


Fig. 1

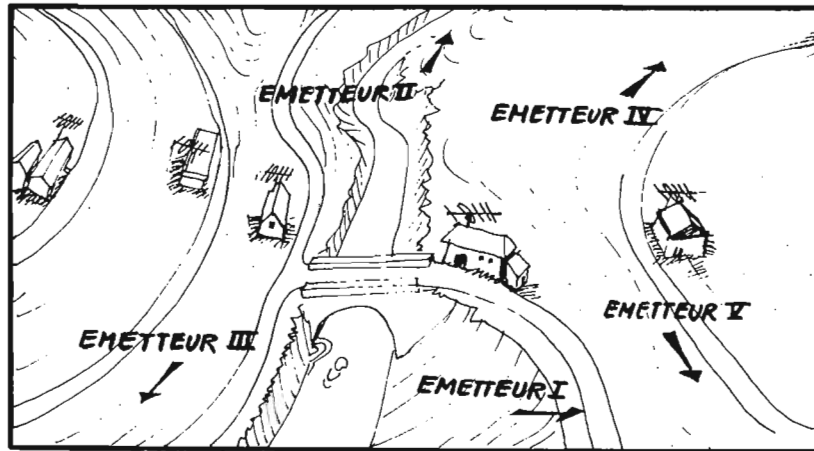


Fig. 2

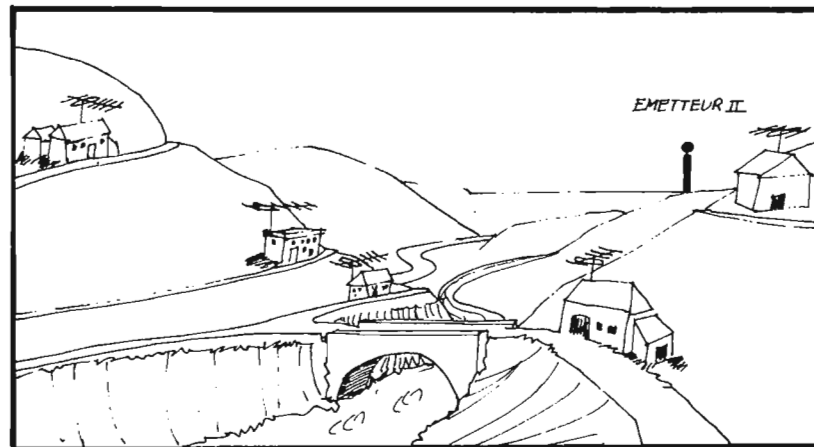


Fig. 3

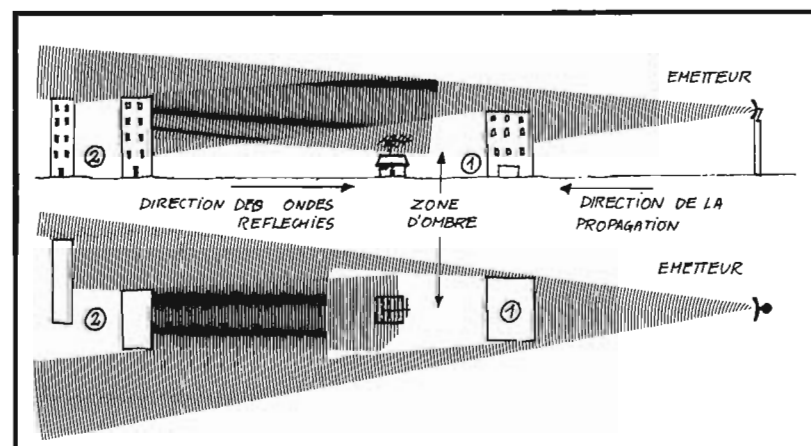


Fig. 4

Nous vous serions reconnaissants d'indiquer par une croix sur les quatre croquis ci-dessus, la situation de votre domicile et celle de l'émetteur que vous recevez. Les services compétents pourront le cas échéant vous donner une indication en cas de mauvaise réception.

Antennes utilisées :

Antennes intérieures

- 1° Doublets 300 Ohms (Twin lead)
- 2° Antennes d'appartement, description

Antennes extérieures

1° Antennes collectives :

- a) Couplée avec les antennes TV
- b) Indépendante des antennes TV
- c) Nombre d'éléments de l'antenne
- d) Direction de l'antenne
- e) Dégagement de l'antenne

2° Antennes particulières :

- a) Sur le balcon ou fenêtre
- b) Direction
- c) Sur le toit
- d) Nombre d'éléments de l'antenne
- e) Direction de l'antenne
- f) Depuis combien de temps l'antenne est-elle sur le toit?
- g) La descente se fait-elle en 75 ou 300 Ohms (1)?
- h) Hauteur au sol de l'antenne, altitudes relatives des antennes émission et réception par rapport à l'altitude moyenne de la région
- i) Y a-t-il des obstacles, soit naturels, soit construits, entre l'antenne et l'émetteur?
- j) L'antenne a-t-elle été installée par un professionnel?
- k) L'antenne est-elle rotative?

(1) le câble 75 Ohms est identique à celui de la télévision.
le câble 300 Ohms est un câble plat à deux conducteurs.

Adaptation de l'antenne au tuner

- a) L'impédance de la descente correspond-t-elle à l'entrée, antenne du tuner?
- b) Utilisation d'atténuateur, quelle valeur?

Évaluation du signal reçu

- a) Sur le vu-mètre du tuner, à quelle déviation correspond chaque station reçue?
- b) Ces valeurs changent-elles d'un jour à l'autre?
- FRANCE MUSIQUE
- FRANCE CULTURE
- FRANCE INTER
- FIP 514
- c) En général, la réception FM et TV est-elle bonne dans votre région?
- d) Avez-vous des échos en réception TV (image dédoublée)?

Mettre une croix dans la case correspondante.

Observations sur les trois émissions

Titre de l'émission écoutée

Chaîne sur laquelle l'écoute était faite:

France-Inter France-Culture France-Musique FIP 514

Date et heure

Émission mono ou stéréo

Indication du vu-mètre au moment de cette écoute

Défectuosité constatée

Titre de l'émission écoutée

Chaîne sur laquelle l'écoute était faite:

France-Inter France-Culture France-Musique FIP 514

Date et heure

Émission mono ou stéréo

Indication du vu-mètre au moment de cette écoute

Défectuosité constatée

Titre de l'émission écoutée

Chaîne sur laquelle l'écoute était faite:

France-Inter France-Culture France-Musique FIP 514

Date et heure

Émission mono ou stéréo

Indication du vu-mètre au moment de cette écoute

Défectuosité constatée

Avez-vous constaté une différence entre la qualité des annonces et celle de l'émission musicale proprement dite

.....

Exemple: ronflement à l'écoute du speaker

bruit de fond provenant de l'émetteur perceptible entre les morceaux de musique et les annonces

Souffle sur les émissions stéréo n'existant pas à la même heure sur les émissions mono

Craquement et bruit de fond provenant soit des disques soit de la lecture de la bande magnétique

La qualité technique des émissions FM mono vous satisfait-elle?

La qualité des émissions FM stéréo vous satisfait-elle?

Mettre une croix dans la case correspondante

l'émission RTTY

A PRÈS les problèmes de réception des signaux RTTY qui sont de loin les plus complexes à résoudre, il faut, quand on possède une licence, penser à transmettre.

Pour ceux de nos lecteurs qui n'auraient pas lu les articles précédents consacrés à ce mode de transmission, nous rappelons qu'il existe principalement deux modes d'émission RTTY qui sont la FSK (ou commande par variation de fréquence HF) et l'AFSK (ou commande par variation d'une fréquence BF).

Si la FSK était la plus utilisée il y a quelques années, l'emploi de plus en plus fréquent de la SSB a fait basculer la majorité du côté de l'AFSK.

Dans le cas de la FSK, il faudra faire varier la fréquence de l'oscillateur pilote de telle sorte que, après une ou plusieurs multiplications, éventuellement la fréquence transmise par l'émetteur varie de 850 Hz.

Pour ce faire on peut réaliser le montage de la figure 1 très simple et très efficace qui utilise l'effet varicap d'une diode germanium classique. Les variations de tension sur la sortie FSK du ST6 que nous prendrons comme convertisseur de référence font varier la capacité propre de la diode 1N270 et par voie de conséquence la fréquence de l'oscillateur, ce qui est le but recherché.

En AFSK le problème est différent puisque les modifications de fréquence se font au niveau de la BF et il faut alors réaliser un oscillateur basse fréquence dont on changera la note au rythme des mark et des space ou même deux oscillateurs que l'on commutera.

Il existe de nombreuses réalisations dans ce domaine, elles sont plus ou moins sophistiquées, nos lecteurs choisissent celle qui semblera être la mieux adaptée à leurs besoins - les plus simples utilisent deux transistors, les plus compliquées un nombre élevé de circuits intégrés.

Commençons donc par le plus simple représenté figure 3. Il s'agit d'un oscillateur en double T dont le schéma de base est celui de la figure 2, la valeur des résistances et condensateurs se calculant à l'aide des formules suivantes.

$$R = 0,1 r$$

$$C_2 = 2 C_1$$

$$C_1 = \frac{1}{80 \cdot f^2 \cdot R \cdot r}$$

La variation de fréquence s'effectue en jouant sur la valeur de R, plus celle-ci est faible, plus la fréquence est élevée et inversement. Dans la pratique, en nous reportant au schéma de la figure 3, nous pouvons avoir plusieurs cas de fonctionnement comme indiqué ci-dessous :

1) le contact du clavier est fermé et le manipulateur ouvert, la diode D₁ est polarisée en inverse, et la résistance équivalente à R est la somme de R₃ + R₄. La fréquence obtenue doit être 2 125 Hz.

2) le contact au clavier est fermé, le manipulateur est fermé, la résistance équivalente à R est alors :

$$\frac{(R_3 + R_4) R_5}{R_3 + R_4 + R_5}$$

et la fréquence obtenue est de 2 225 Hz environ pour l'identification CW.

3) le contact du clavier ouvert et le manipulateur ouvert, si l'inverseur S₂ se trouve en position 170 Hz, la diode D₁ n'est plus bloquée et la résistance équivalente à R est égale à R₃ + R₄ en parallèle avec R₅, plus la résistance interne de D₁. La fréquence d'oscillation doit être 2 295 Hz.

4) même cas de figure que ci-dessus mais S₂ en position 850 Hz, la diode D₁ est polarisée à une valeur plus élevée et conduit d'avantage, sa résistance interne est en conséquence plus faible. La valeur de R est réduite donc la fréquence plus élevée, elle sera réglée à 2 975 Hz. Le signal de l'oscillateur est appliqué à un transistor amplificateur sur lequel il a été prévu deux sorties haute et basse impédance.

Fig. 1

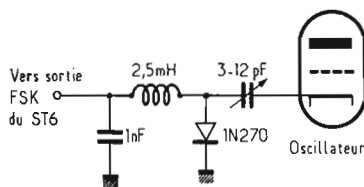


Fig. 2

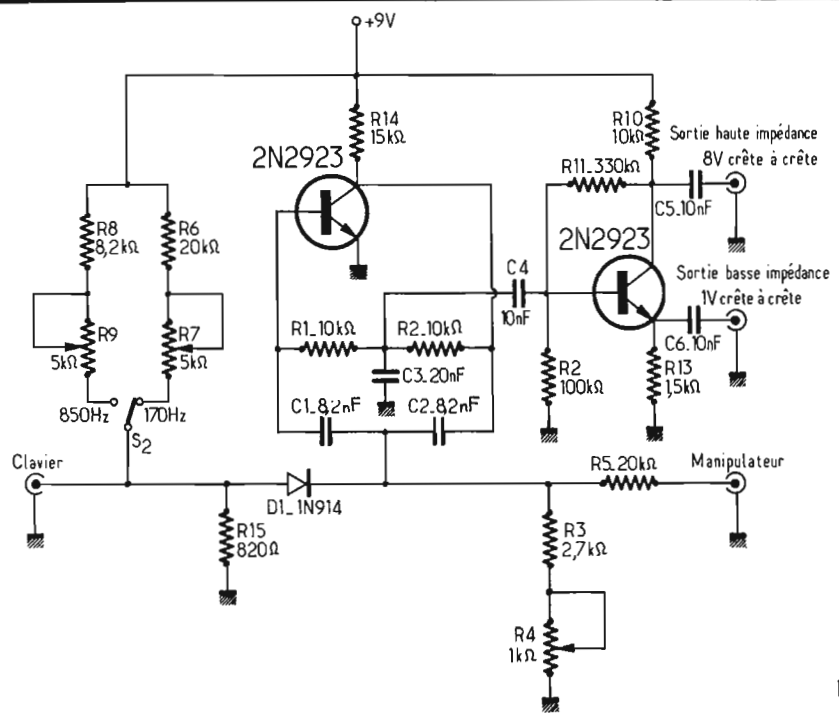
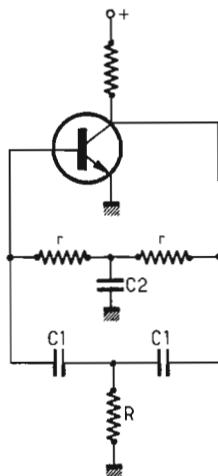


Fig. 3

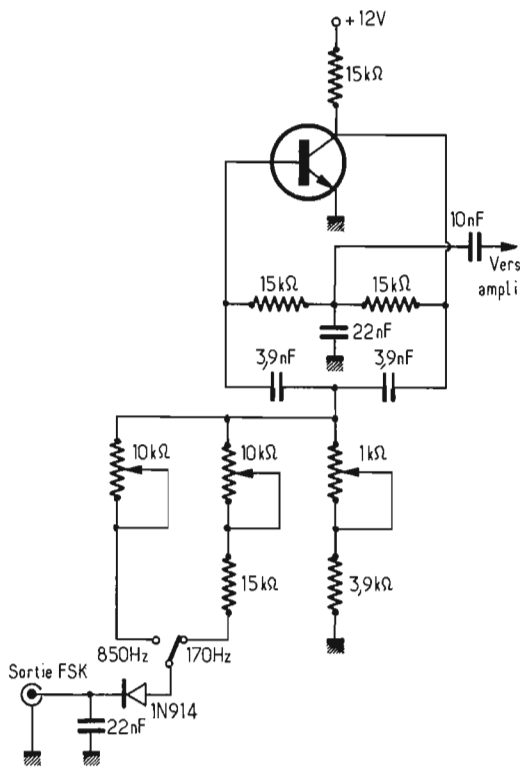


Fig. 4

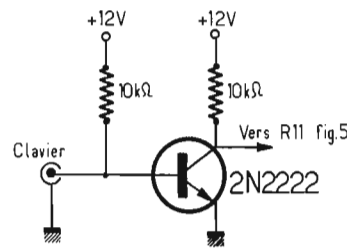


Fig. 6

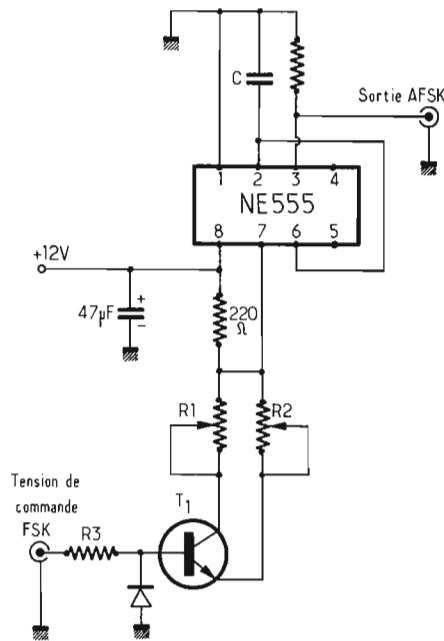


Fig. 7

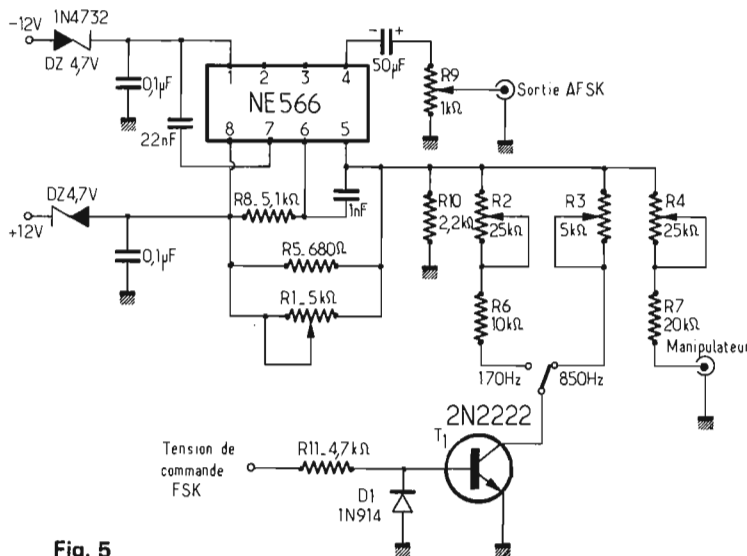


Fig. 5

Il est possible d'adapter ce circuit pour l'inclure directement dans le ST6, et nous aurons alors le schéma de la figure 4 qui est une transposition de celui de la figure 3. A la sortie FSK du ST6 la tension varie de +30 V à -30 V, à -30 V environ, la diode se trouve ainsi bloquée ou conductrice et dans ce dernier cas on ramène en parallèle sur la résistance R une résistance variable qui est utilisée pour ajuster la fréquence à la valeur choisie.

Le transistor amplificateur sera monté de la même façon que pour le circuit précédent, nous ne l'avons d'ailleurs pas représenté.

Autre solution pour la réalisation d'un oscillateur AFSK, l'emploi de circuits intégrés « phase-locked loop », ceux-ci permettant d'obtenir une meilleure stabilité en fréquence que les circuits précédents.

Dans le cas de la figure 5, c'est un NE566 de Signetics qui est utilisé, il fournit un signal carré ou triangulaire dont la fréquence est fixée à l'aide d'une résistance et d'un condensateur et ajustable par une variation de tension ou de courant sur la borne 5.

Comme pour les circuits à transistors, il faut disposer des quatre fréquences de base, 2 125 Hz pour le mark, 2 225 Hz pour l'identification CW, 2 295 Hz et 2 975 Hz pour les espace afin de pouvoir travailler avec des shift 170 ou 850 Hz.

Nous utilisons encore la tension en sortie FSK du ST6 pour commander les variations de fréquence BF, elle est appliquée directement à un transistor inverseur qui est bloqué en position mark et conducteur en position space. Lorsque T₁ est bloqué (mark), la fréquence d'oscillation du NE566 est déterminée par R₁, R₅ et R₁₀, R₁ étant réglée pour obtenir 2 125 Hz.

Sur un space, T₁ comme nous l'avons dit conduit, R₂ et R₆ pour un shift de 170 Hz (ou R₃ pour un shift de 850 Hz) sont ramenées à la masse ce qui provoque une diminution de la tension sur la borne 5 et entraîne avec augmentation de la fréquence de sortie, cette valeur sera réglée à 2 295 Hz à l'aide de R₂ et 2 975 Hz à l'aide de R₃.

En fermant le manipulateur R₄ et R₇ sont reliées à la masse, la fréquence d'oscillation doit être réglée à l'aide de R₁ à 2 225 Hz.

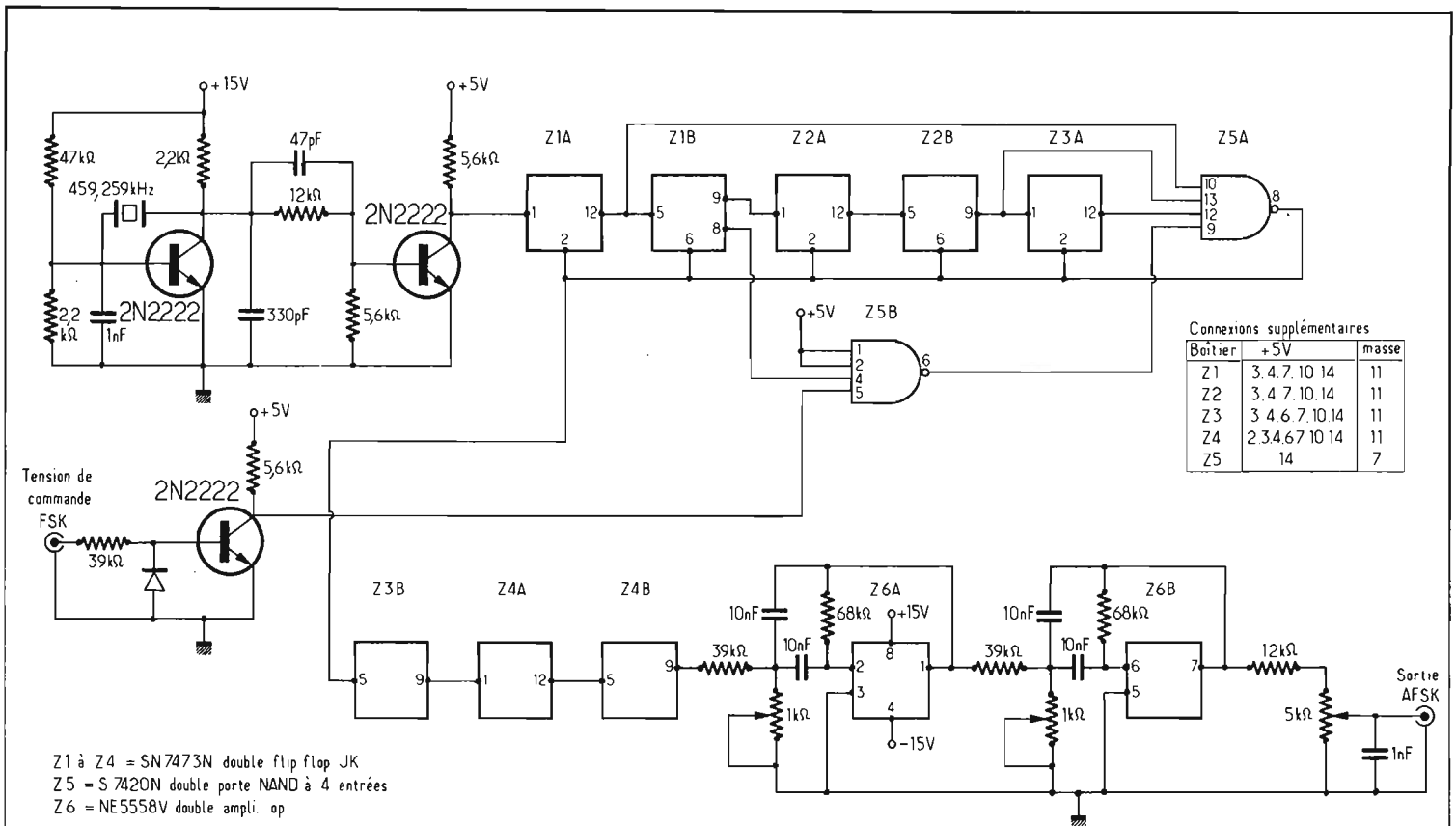


Fig. 8

Z1 à Z4 = SN7473N double flip flop JK
 Z5 = S 7420N double porte NAND à 4 entrées
 Z6 = NE5558V double ampli. op

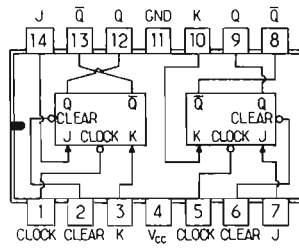


Fig. 9 SN7473N (Vu de dessus)

Pour être sûr d'obtenir des réglages corrects on utilisera de préférence un fréquencemètre ou à défaut un oscilloscope bien étalonné (une vérification de l'étalonnage est toujours possible avec le 50 Hz du secteur).

Pour ceux de nos lecteurs qui ne souhaiteraient pas utiliser la tension de sortie FSK du convertisseur pour commander le générateur, il sera toujours possible de brancher le clavier à l'entrée du générateur, mais il faudra pour cela ajouter un transistor intermédiaire comme indiqué figure 6.

Autre générateur AFSK simple, celui représenté figure 7 et que nous avons réalisé à titre expérimental sans déterminer les valeurs des composants pour les deux fréquences BF qui nous intéressent.

Le principe en est simple, un circuit intégré NE555 est monté

en oscillateur stable, la fréquence d'oscillation au repos est déterminée par R_2 et C pour le mark, et lorsque, en passant à un signal space, le transistor T_1 conduit, R_1 et R_2 sont mises en parallèle et modifient la fréquence d'origine.

Seules précautions à prendre, choisir R_2 de valeur assez importante par rapport à la résistance de 220Ω de façon à obtenir un signal sensiblement erroné, et prévoir pour la résistance R_3 dans la base de T_1 une valeur assez élevée afin de limiter le courant base. T_1 peut être un 2N2222 ou un 2N2484 ou encore un BSX52.

La diode D_1 protège la jonction base émetteur en inverse lorsque le signal de commande est à sa valeur négative.

Pour terminer ce chapitre, nous avons choisi un générateur beaucoup plus élaboré que les précé-

dents mais aussi beaucoup plus sophistiqué qui a été prévu pour un shift de 175 Hz uniquement mais pourrait être éventuellement modifié pour le shift de 850 Hz.

Le circuit de base est un oscillateur à quartz dont la fréquence est de 459.259 kHz (Canal 48), dont la valeur est donnée à ± 2 Hz ce qui garantit une précision sur le shift de 0.1 Hz environ.

Le signal de sortie de l'oscillateur est appliqué à un diviseur utilisant des flip flop JK du type SN7473 ($Z_1 - Z^9$ et Z_3) et dont le rapport de division est de 25 lorsque l'entrée est reliée à la masse (niveau 0) et de 27 lorsque l'entrée est au niveau 1.

Ce diviseur à rapport variable est suivi d'un second diviseur dont le rapport est de 8, fixe, ce qui nous donne pour l'ensemble une division de $8 \times 25 = 200$ ou $8 \times$

$27 = 216$, donc des fréquences de sortie égales à

$$\frac{459.259}{200} = 2\,296\text{ Hz}$$

ou

$$\frac{459.259}{216} = 2\,126\text{ Hz}$$

Le signal divisé est ensuite appliqué à un filtre passe bande, composé de deux amplificateurs opérationnels, qui a pour but d'éliminer toute trace d'oscillation à des fréquences autres que 2 125 et 2 295 Hz. Les deux résistances variables R_8 et R_{11} permettent d'ajuster la fréquence centrale du filtre à une valeur telle que les deux signaux générés aient la même amplitude de sortie.

J.CI. PIAT
F2ES

Bibliographie. QST 9/69 Ham Radio 3/73 et 12/73 REF 3/72.

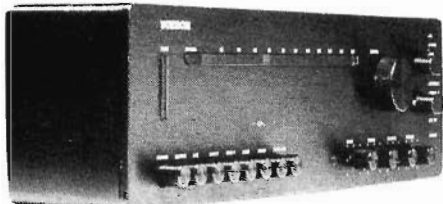
LE HIFI-CLUB TERAL N'A PAS CONCLU DES POURPARLERS QU'AVEC SANSUI MAIS AUSSI AVEC D'AUTRES FIRMES DE REPUTATION MONDIALE.

— **CELA AFIN DE PRÉSENTER À SA CLIENTÈLE DE RÉELLES PROMOTIONS OÙ CHAQUE MAILLON DE VOTRE CHAÎNE SOIT ISSU DE MARQUES AU PRESTIGE ET À LA FIABILITÉ INCONTESTABLE.**

— **QUE CE SOIT L'AMPLI, L'AMPLI-TUNER, LE TUNER, LA PLATINE, LE MAGNÉTOPHONE ET SURTOUT LES ENCEINTES ACOUSTIQUES - LE MAILLON PRINCIPAL DE VOTRE ENSEMBLE HIFI - ILS DOIVENT ÊTRE DE MARQUES CONNUES ET RÉPUTÉES TESTÉS EN LABORATOIRES, AUCUN ÉLÉMENT NE SOUFFRANT DE MÉDIOCRITÉ.**

VOXSON

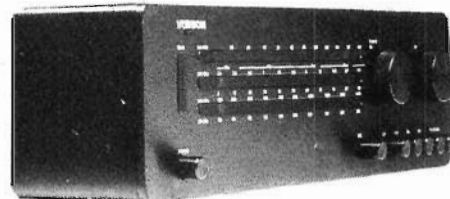
OUI... C'EST BIEN VOXSON QUI A IMPOSÉ LA HIFI DANS LES PLUS BELLES VOITURES... IL LUI EST DONC FACILE DE VOUS LA FAIRE APPRÉCIER DANS VOTRE SALON



HR313 - VOXSON - Ampli Tuner FM - stéréo 2 x 20 w RMS. Sound systems. Distorsion > 0,3%. Aluminium anodisé noir. Muting. Filtrés antirumble. 2 systèmes de HP en sortie. Inverseur de canaux. Rapport signal/bruit \geq 60 dB. Séparation des canaux \geq 35 dB. Distorsion harmonique \leq 0,7% en FM, en ampli 0,3%. Loudness, AFC.



H302 - VOXSON - Ampli Stéréo. Puissance RMS 2 x 35 w sur 8 Ω . Musicale 2 x 60 w. Distorsion harmonique 0,2% à la puissance nominale. Distorsion d'intermodulation 0,4% (50 - 7000 Hz rapport 4/1). Réponse en fréquence 10 - 40 000 Hz \pm 15 dB. Filtrés antirumble et anticraquement avec pente de 12 dB/octave. Sélecteur pour 2 systèmes de HP



R303 - VOXSON - Tuner AM/FM Stéréo. Section FM sensibilité 2 V. Séparation stéréo \geq 35 dB à 1 kHz. Rapport S/B \geq 60 dB. Réjection d'image \geq 55 dB. Distorsion harmonique 0,7%. Section AM/GO - PO - OC. Indicateur d'accord. CAF déconnectable 2 commandes de recherche des stations pour la gamme FM et AM



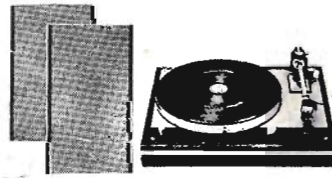
- Ampli-Tuner Voxson HR313.
 - Platine Pioneer PL12D, cellule Ortofon, socle et plexi.
 - 2 enceintes Eole 180 ou T300, 3 voies.
- L'ENSEMBLE..... 2790 F



- Ampli-Tuner Voxson HR313.
 - Platine Thorens TD165, cellule Shure, socle et plexi.
 - 2 enceintes Cabasse Dinghy I.
- L'ENSEMBLE..... 3400 F



- Amplificateur Voxson H302.
 - Platine B55 Lenco, cellule magnétique, socle et plexi.
 - 2 enceintes Eole 180.
- L'ENSEMBLE..... 2250 F



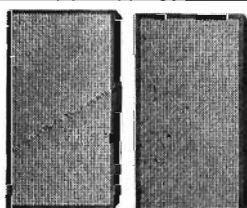
- Amplificateur Voxson H302.
 - Tuner Voxson R303.
 - Platine Thorens TD165, cellule Shure, socle et plexi.
 - 2 enceintes Cabasse Dinghy I.
- L'ENSEMBLE..... 4150 F

- Ampli-Tuner SX525 Pioneer.

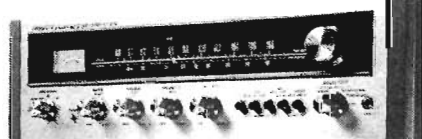
- Platine tourne-disques Pioneer PL12D. Bras en S, cellule magnétique Ortofon, socle et plexi, ou Thorens TD165

- 2 enceintes Siare C3X.

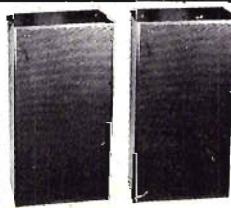
L'ENSEMBLE 3700 F



PIONEER



Ampli-Tuner Pioneer SX525 AM/FM. Puissance 2x25 watts. Bande passante de 10 à 45 000 Hz. Entrées : phono, micro, auxiliaire et magnétophone. Filtrés passe-haut et passe-bas. Loudness. Muting FM. 2 groupes HP. Prise casque. Double monitoring. Indicateur stéréo automatique.



- Ampli-Tuner SX525 Pioneer.

- Table de lecture Lenco B55, socle, plexi, cellule magnétique.

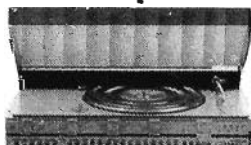
- 2 enceintes Eole 180.

L'ENSEMBLE 3100 F

BANG & OLUFSEN... OU L'ESTHÉTIQUE REJOINT LA QUALITÉ



PLATINE 4000



CHAÎNE 3500



esart-ten



E100S2



PAT20

LA SEULE MARQUE DE QUALITÉ QUI NE SE VENDE PAS DANS LES BAZARS.

DÉFENSE DU CONSOMMATEUR - L'ÉQUIPE TERAL S'ENGAGE À VOUS FAIRE BÉNÉFICIER DES PRIX ANNONCÉS PRÉCÉDEMMENT, ET REND VALABLE ET ACTUELLE LES PROMOTIONS PARUES DANS LE HP1446 PAGE 468 DE MARS 1974

HIFI-CLUB TERAL - 53, rue Traversière, PARIS (12^e) - Tél. : 307-47-11 - 307-87-74 - 344-67-00
Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 heures à 19 h 45
Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM ● Expéditions provinces assurées



juste ce qu'il faut pour vous séduire
et tout pour vous convaincre



Pour vous séduire,
une esthétique " " Design " "
légèrement sophistiquée, et pour vous
convaincre des performances répondant
largement aux normes DIN 45.500 :
RA 8540 Table de lecture " Electronic " Moteur courant continu
à régulation " tacho-électronique ". RA 5720 Amplificateur-
Tuner Hi-Fi Stéréo " ambio 4 " 2 x 40 w. RA 5427 enceintes acoustiques
Hi-Fi à 4 haut-parleurs. Cette sélection ne constitue qu'un aperçu de la gamme
stéréophonie et haute fidélité Radiola. Des maillons séparés et des ensembles
combinés à deux, trois ou quatre voies vous permettront de nombreuses combinaisons
parfaitement homogènes parmi lesquelles en fonction de vos goûts
et de vos possibilités vous pourrez composer votre Chaîne Hi-Fi.

BON pour un catalogue Haute-fidélité HF.-HS
à adresser à Radiola 47 rue de Monceau
75008 Paris

Nom

Adresse

Radiola 